

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
ANDRÉ LUIS BRAGA DIAS**

**SISTEMA DE GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE CAMPOS PULSADOS DE
ALTA INTENSIDADE PARA ESTUDO DE MATERIAIS MAGNÉTICOS**

**CURITIBA
2011**

ANDRÉ LUIS BRAGA DIAS

**SISTEMA DE GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE CAMPOS PULSADOS DE
ALTA INTENSIDADE PARA ESTUDO DE MATERIAIS MAGNÉTICOS**

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador:
Prof. Marlio José do Couto Bonfim, Dr.

**CURITIBA
2011**

Dias, André Luis Braga

Sistema de geração e medição de campos pulsados de alta intensidade para estudo de materiais magnéticos / André Luis Braga Dias – Curitiba, 2012.

126 f. il.; tabs. grafs.

Orientador: Prof. Dr. Marlio José do Couto Bonfim

Dissertação (Mestrado) – Dissertação apresentada como requisito parcial a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Inclui Bibliografia

1. Campos magnéticos. 2. Engenharia Elétrica. I. Bonfim, Marlio José do Couto. Título. III. Universidade Federal do Paraná.

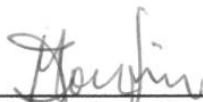
CDD 538.7

TERMO DE APROVAÇÃO

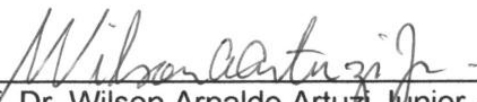
André Luis Braga Dias

Sistema de Geração e Medição de Campos Pulsados de Alta Intensidade para Estudo de Materiais Magnéticas

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná.



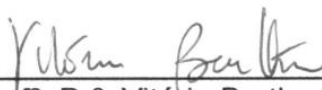
Prof. Dr. Marlio José do Couto Bonfim – Orientador
Universidade Federal do Paraná



Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior – Convidado
Universidade Federal do Paraná



Prof. Dr. Dominique Givord – Convidado
Institute Néel/CNRS - Grenoble



Prof.ª Dr.ª Vitória Barthem – Convidada
Universidade Federal do Rio de Janeiro

Curitiba, 15 de Março de 2011

“Depois que cansei de procurar aprendi a encontrar. Depois que um vento me opôs resistência, velejo com todos os ventos.”

— *Friedrich Nietzsche.*

Dois anos se passaram sem que eu pudesse percebê-los. Será que só com a vivência é possível entender que o tempo é relativo? Parece-me que estar cercado de bons amigos e de um ambiente positivista faz com que as tarefas se tornem, de alguma forma, menos cansativas. Ao olhar pra trás, sou grato à vida por ter me propiciado momentos de grande valia, e, também, a muitas pessoas que contribuíram para que isto fosse possível. A estas, meu muito obrigado.

À empresa Lorenzetti S.A. pela doação dos capacitores largamente utilizados nesta pesquisa.

Ao amigo Clément, por ter me recebido de braços abertos em sua casa, e por ter me apresentado, com entusiasmo, a beleza de sua cidade, Paris.

À toda equipe do Instituto Néel, que foram muito atenciosos e solícitos em minha estadia, em especial: à Stefania, por ter sido a responsável direta dessa oportunidade; ao carismático amigo Dominique, pelas conversas construtivas, pela disponibilidade e por toda ajuda que me foi oferecida; ao Philippe, pela atenção e comprometimento; à Nora e ao Jan pela amizade.

À pesquisadora Vitória Barthem, por ter me iniciado e guiado na área acadêmica, com maestria e bom-humor, e pelo apoio perseverante em momentos de dificuldade.

À minha mãe, pelo incentivo em iniciar esta jornada em outra cidade. E por oferecer condições para que minha estadia em Grenoble fosse mais agradável.

À minha companheira Juliana pela boa vontade em ajudar nos momentos de dificuldade e por ter suportado minha ausência no decorrer deste manuscrito, e também aos amigos de república pelos momentos de descontração.

Agradeço ao professor Artuzi pelas boas aulas e discussões acerca deste trabalho, à secretária da pós-graduação Raquel, pela competência e auxílios prestados, e também aos amigos de laboratório: Ricardo, Daniel e Julio, pelo companheirismo, alegria e convivência.

Por fim, ao orientador Marlio Bonfim, pela competência e comprometimento acadêmico, sem se prender às formalidades do ofício. Foi assim que construímos uma equipe diferenciada e produtiva. Hoje sou, em parte, consequência de seus ensinamentos e exemplos. Sou grato por ter tido um orientador presente e paciente, afinal, orientar pode ser uma obrigação, mas fazer isso com excelência é uma raridade.

SUMÁRIO

	LISTA DE FIGURAS.....	11
	LISTA DE TABELAS.....	15
	RESUMO.....	17
	ABSTRACT.....	19
1	INTRODUÇÃO.....	21
2	GERADORES DE PULSOS DE CORRENTE.....	25
2.1	CIRCUITO GERADOR DE PULSOS 1.....	27
2.2	CIRCUITO GERADOR DE PULSOS 2.....	34
2.3	CIRCUITO GERADOR DE PULSOS 3.....	41
3	BOBINAS GERADORAS.....	45
3.1	EFEITOS ELETROMAGNÉTICOS.....	45
3.1.1	Efeito pelicular.....	45
3.1.2	Efeito de proximidade.....	47
3.2	GEOMETRIA DAS BOBINAS.....	48
3.2.1	Tipo da bobina.....	48
4	MODELAGEM COMPUTACIONAL.....	55
4.1	CIRCUITO E COMPONENTES LINEARES.....	55
4.2	CHAVEAMENTO DOS DIODOS E SCR.....	57
4.3	RESISTÊNCIA VARIÁVEL COM AQUECIMENTO.....	59
4.4	RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA DA BOBINA VARIÁVEIS COM FREQUÊNCIA.....	61
4.5	EXEMPLO DE APLICAÇÃO.....	63
4.5.1	Obtenção das curvas reais do circuito.....	63
4.5.2	Obtenção dos parâmetros concentrados e constantes.....	66
4.5.3	Simulação.....	69
4.6	OTIMIZAÇÕES.....	72
5	MEDIDAS MAGNÉTICAS.....	79
5.1	TÉCNICAS IMPLEMENTADAS.....	79
5.1.1	Gradiômetro 1.....	79
5.1.1.1	Idealização.....	79

5.1.1.2	Construção.....	82
5.1.1.3	Realização das medições.....	83
5.1.1.4	Medidas realizadas.....	84
5.1.2	Gradiômetro 2.....	88
5.1.2.1	Modelagem FETD.....	89
5.1.2.1.1	Modelamento do problema.....	89
5.1.2.1.2	Resultados obtidos e discussão.....	93
5.1.2.2	Modelagem analítica.....	98
5.1.2.2.1	Modelamento do problema.....	98
5.1.2.2.2	Resultados obtidos e discussão.....	102
5.1.2.3	Implementação.....	106
6	CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS.....	107
	REFERÊNCIAS.....	109
	ANEXOS	113
1	Esquemático do circuito integrador.....	113
2	Esquemático do circuito de disparo dos circuitos geradores de pulsos 1 e 3.....	114
3	Esquemático do ohmímetro da bobina.....	114
4	Foto das placas de circuito impresso que compõem o circuito gerador de pulsos 2 e 3.....	115
5	Geometria do circuito gerador de pulsos 1.....	116
6	Geometria do circuito gerador de pulsos 2.....	117
7	Código do programa utilizado para caracterização de bobinas em forma de solenoide.....	118
8	Código do programa utilizado para determinação do posicionamento ideal das bobinas em relação à amostra para o gradiômetro 2.....	123
9	Código do programa utilizado para caracterização de bobinas em forma de fita.	125
10	Código do programa utilizado para determinação do posicionamento ideal das bobinas em relação à amostra para o gradiômetro 1.....	127

Lista de Figuras

Figura 1.1 -	Diagrama do atual estado da arte sobre geração de campos magnéticos pulsados.....	22
Figura 2.1 -	Cálculos e considerações iniciais para conceber o circuito de potência.....	25
Figura 2.2 -	Comportamento da corrente em um circuito RLC série sub-amortecido.....	26
Figura 2.3 -	Circuito elétrico simplificado do gerador de pulsos de corrente.....	28
Figura 2.4 -	Mapa conceitual do circuito gerador de pulsos 1.....	28
Figura 2.5 -	Esquemático do circuito gerador de pulsos 1 apenas para a parte de potência.....	29
Figura 2.6 -	Esquemático do circuito de disparo do circuito gerador de pulsos 1.....	30
Figura 2.7 -	Corrente passante em cada SCR antes da troca do opto-acoplador.....	31
Figura 2.8 -	Corrente passante em cada SCR após a troca do opto-acoplador.....	32
Figura 2.9 -	Foto do circuito gerador de pulsos 1.....	33
Figura 2.10 -	Curva de campo e corrente relativas ao gerador de pulsos 1 no limite de operação do circuito, 1 kV.....	33
Figura 2.11 -	Esquemático da parte de potência do circuito gerador de pulsos 2.....	37
Figura 2.12 -	Diagrama de funcionamento do circuito de potência em conjunto com os circuitos auxiliares.....	36
Figura 2.13 -	Foto do circuito gerador de pulso 2.....	37
Figura 2.14 -	Processo hipotético de queima do tiristor.....	38
Figura 2.15 -	Curvas comparativas entre as resistências de dois modelos de SCR.....	38
Figura 2.16 -	Curvas de campo e corrente relativas ao gerador de pulsos 1 no limite da tensão de operação do circuito (500 V).....	40
Figura 2.17 -	Esquemático da parte de potência do circuito gerador de pulsos 3.....	41
Figura 2.18 -	Exemplo de pulso de corrente do circuito gerador de pulsos 3.....	42
Figura 2.19 -	Resistência do chaveamento do circuito gerador de pulsos 3.....	43
Figura 3.1 -	Causas do efeito pelicular em um condutor.....	46
Figura 3.2 -	Exemplo qualitativo da distribuição de densidade de corrente em condutores.....	46
Figura 3.3 -	Distribuição de corrente em um condutor cilíndrico para frequências distintas.....	47

Figura 3.4 -	Exemplo da consequência do efeito de proximidade.....	48
Figura 3.5 -	Bobina de fita.....	49
Figura 3.6 -	Incoerência entre as curvas de campo e corrente para uma bobina de fita.....	51
Figura 3.7 -	Curvas de campo e de corrente sincronizadas para uma bobina de fio.....	51
Figura 3.8 -	Curvas de campo máximo gerado por uma bobina de fita e de fio, em função da tensão de carga dos capacitores.....	52
Figura 3.9 -	Esquema de construção da bobina geradora de campo.....	53
Figura 4.1 -	Circuito de potência modelado a partir de parâmetros concentrados.....	56
Figura 4.2 -	Diferença entre as curvas de corrente real e simulada para um modelo simples (desconsiderando efeitos eletromagnéticos e aquecimentos).....	57
Figura 4.3 -	Modelagem do chaveamento do SCR e Diodo.....	58
Figura 4.4 -	Curva de resistência do SCR e Diodo decorrente da modelagem.....	59
Figura 4.5 -	Modelagem da resistência da bobina variável com o aquecimento.....	61
Figura 4.6 -	Modelagem dos efeitos pelicular e de proximidade na bobina.....	62
Figura 4.7 -	FFT da corrente durante um pulso.....	63
Figura 4.8 -	Tensão nos capacitores durante um pulso de corrente.....	65
Figura 4.9 -	Esquematização da montagem experimental para determinação da resistência do fio em função da temperatura.....	67
Figura 4.10 -	Curva de aquecimento da bobina em função da temperatura.....	67
Figura 4.11 -	Resistência da bobina medida antes e depois de um disparo a 200 V de carga nos capacitores.....	68
Figura 4.12 -	Curvas de energia dissipada na bobina, experimental e simulada.....	70
Figura 4.13 -	Simulação da resistência e temperatura da bobina durante um disparo a 200 V de carga nos capacitores.....	70
Figura 4.14 -	Exemplo de precisão da modelagem, através de curvas sobrepostas de corrente e tensão no SCR.....	71
Figura 4.15 -	Extrapolação de valores de corrente e temperatura para um disparo com 2.000 V de tensão de carga nos capacitores.....	72
Figura 4.16 -	Perfil do campo magnético no interior de um solenoide calculado através do programa em Matlab.....	74
Figura 4.17 -	Simulação do perfil do campo magnético para o gerador de pulsos 3, a 25°C, e 1.200 V de carga nos capacitores.....	75

Figura 4.18 - Curva de corrente e temperatura para o gerador de pulsos 3, a 25°C, e 1.200 V de carga nos capacitores.....	75
Figura 4.19 - Curva de campo máximo em função da tensão de carga nos capacitores para o circuito gerador de pulsos 3.....	76
Figura 4.20 - Simulação do perfil do campo magnético para o gerador de pulsos 3, a 77K, e 1.200 V de carga nos capacitores.....	77
Figura 4.21 - Curva de corrente e temperatura para o ‘gerador de pulsos 3’, a 77K, e 1.200 V de carga nos capacitores.....	77
Figura 5.1 - Demonstração do gradiômetro 1 no interior de uma bobina geradora.....	80
Figura 5.2 - Posicionamento do gradiômetro 1 em função do perfil de campo magnético..	82
Figura 5.3 - Foto do gradiômetro 1 com amostra em seu interior.....	83
Figura 5.4 - Curvas de histerese do NdFeB medidas com o gradiômetro 1 (em campo bipolar) e VSM.....	85
Figura 5.5 - Amostra utilizada para validação do gradiômetro 1 em sistema unipolar.....	86
Figura 5.6 - Histerese do NdFeB obtida com o gerador de pulsos 3 (unipolar).....	86
Figura 5.7 - Simulação da medida realizada com NdFeB com o gradiômetro 1.....	87
Figura 5.8 - Exemplo de medição magnética utilizando o gradiômetro 2.....	88
Figura 5.9 - Estrutura de medição modelada no programa GiD.....	90
Figura 5.10- Posicionamento das fontes de corrente e de amostras de tensão na malha estrutural.....	91
Figura 5.11 - Exemplo de como foi realizada a variação da bobina.....	91
Figura 5.12 - Exemplo de como foi realizada a variação da amostra.....	92
Figura 5.13 - Resultado da simulação do gradiômetro 2.....	94
Figura 5.14 - Fluxo máximo através da bobina do gradiômetro 2, para várias posições da mesma.....	95
Figura 5.15 - Fluxo máximo através da bobina do gradiômetro 2, para diferentes posições da amostra.....	96
Figura 5.16 - Ilustração do posicionamento ótimo para a construção do gradiômetro 2.....	97
Figura 5.17 - Resultado da simulação para o gradiômetro 2.....	97
Figura 5.18 - Campo magnético produzido por um dipolo magnético em um ponto qualquer no espaço.....	99
Figura 5.19 - Modelo completo do conjunto bobina-amostra proposto.....	100

Figura 5.20 - Modelo simplificado do conjunto bobina-amostra.....	100
Figura 5.21 - Considerações gerais para o cálculo do fluxo total através da bobina.....	101
Figura 5.22 - Determinação dos elementos infinitesimais de amostra e bobina e suas respectivas coordenadas cartesianas.....	102
Figura 5.23 - Simulação analítica do perfil de fluxo máximo através da bobina em função da distância entre as bordas da amostra e bobina.....	103
Figura 5.24 - Fluxo máximo através da bobina em função da distância entre os planos da amostra e da bobina.....	104
Figura 5.25 - Tensão induzida na bobina em função da distância entre os planos da amostra e da bobina.....	105
Figura 5.26 - Tensão induzida na bobina em função da espessura da amostra.....	105

Lista de Tabelas

Tabela I	- Comparativo de características dos geradores de pulso.....	40
Tabela II	- Comparação entre o campo gerado no interior das bobinas.....	53
Tabela III	- Análise construtiva das bobinas.....	54
Tabela IV	- Comparativo entre valores medidos e calculados pelo programa em Matlab..	74
Tabela V	- Características dos materiais utilizados na simulação do gradiômetro 2.....	90
Tabela VI	- Parâmetros adotados para a simulação do gradiômetro 2.....	92
Tabela VII	- Valores de fluxo máximo para variação da bobina.....	93
Tabela VIII	- Valores de fluxo máximo para variação da amostra.....	94
Tabela IX	- Valores de fluxo máximo para variação da espessura do material magnético.	95
Tabela X	- Valores de simulação utilizados.....	103

RESUMO

O estudo das propriedades magnéticas dos materiais requer quase sempre a submissão das amostras em análise a campos magnéticos variáveis no tempo. O objetivo principal deste trabalho é o desenvolvimento de sistema de geração de campos magnéticos pulsados de alta intensidade, associado à instrumentação necessária para determinação de propriedades magnéticas dos materiais. O sistema deve ainda ser compacto, portátil e de baixo custo. A geração de altos campos magnéticos pulsados exige o conhecimento e domínio de um grande conjunto de variáveis, o que torna sua otimização uma tarefa complexa. Em vista disso, este trabalho buscou desenvolver uma metodologia de modelagem e otimização computacional do gerador de pulsos de corrente e da bobina geradora de campo, levando em consideração os efeitos térmicos e eletromagnéticos, assim como suas consequências no circuito como um todo. Com essa modelagem foi possível aprofundar o conhecimento e realizar uma otimização de diversos parâmetros do sistema, a fim de obter a melhor performance do conjunto, visando a geração de campos de até 60 T, de uma forma compacta, portátil e de baixo custo. Além do módulo de geração de campo, foram estudadas e desenvolvidas algumas técnicas de medida capazes de analisar os principais tipos de materiais magnéticos nas diversas formas existentes.

Palavras chaves: **campos magnéticos pulsados, modelagem computacional, medidas magnéticas, efeitos eletromagnéticos.**

ABSTRACT

The study of magnetic properties of materials often requires the samples to be submitted to time-varying magnetic fields. The main goal of this work is the development of system for generating pulsed magnetic fields of high intensity, coupled with the necessary instrumentation for measuring magnetic properties of materials. The system must also be compact, portable and low cost. The generation of high pulsed magnetic fields requires knowledge and mastery of a large set of variables, which makes its optimization a complex task. As a result, this study tried to develop a methodology for computational modeling and optimization of the current pulse generator and the generating field coil, taking into account thermal and electromagnetic effects, as well as its impact on the circuit itself. This approach has lead to a better knowledge and optimization of various system parameters in order to obtain its best performance, aiming the generation of fields up to 60 T, in a compact, portable and low cost manner. Besides the field generation module, we have studied and developed some measurement techniques capable of analyzing the main types of magnetic materials in various geometries.

Key words: **pulsed magnetic fields, computational modelling, magnetic measurements, electromagnetic effects.**

1 INTRODUÇÃO

O crescente interesse em estudar as propriedades magnéticas dos materiais alavanca o desenvolvimento de sistemas capazes de produzir campos magnéticos que são gerados essencialmente a partir de uma corrente elétrica circulando em uma bobina. O presente trabalho concentrou-se no estudo e geração de campos magnéticos de alta intensidade (dezenas de Teslas), adequados ao estudo de materiais magnéticos de alta coercitividade e forte anisotropia. Quanto ao caráter temporal, a geração de tais campos subdivide-se em dois segmentos principais: o campo pulsado e o campo contínuo. Para os campos contínuos, que podem alcançar até 45 T, encontram-se os eletro-ímãs ($B < 6$ T), as bobinas supercondutoras à baixas temperaturas ($B < 21$ T) e à altas temperaturas ($B < 25$ T), seguida pelas bobinas resistivas, conhecidas também como bobinas Bitter ($B < 35$ T) [1]. Essas últimas requerem alta potência, dissipação térmica eficiente e controle de stress mecânico. Esta tecnologia estaciona aqui, pois é fisicamente impraticável, com a tecnologia atual, dissipar continuamente o calor produzido por efeito Joule para campos superiores a 35 T. A evolução surge em forma de uma junção entre uma bobina Bitter e uma supercondutora, conhecidas como híbridas, que somadas podem alcançar até 45 T [2]. Entretanto este método ainda é insuficiente para o estudo de materiais com forte anisotropia magnética, transições de fase, alto campo coercitivo, entre outros [3]. Além disso, esta tecnologia de bobina híbrida necessita de altas potências (na faixa de MW) e de excessivo espaço físico, tornando-o um investimento altamente dispendioso somente viável para laboratórios de grande porte.

Uma saída para se conseguir campos magnéticos superiores foi entrar na área de campos pulsados, onde o fato de se trabalhar com pulsos de curta duração (< 1 s) supera a limitação da dissipação térmica dos campos contínuos. A tecnologia de campos pulsados se subdivide em três: os campos não-destrutivos, os campos destrutivos e os campos explodidos. Com os primeiros é possível alcançar campos da ordem de 90 T, através de bobinas de dimensões milimétricas [4], ou mesmo micrométricas [5] e bobinas duplas [6]. O Laboratório Nacional de Campos Magnéticos Intensos, em Toulouse, França, possui uma vasta quantidade de trabalhos relacionados, e também dispõe de algumas técnicas já citadas, destacando a utilização das bobinas duplas [7]. Em Sakura, no Japão, está localizado outro importante centro de pesquisa com relação a altos campos magnéticos, o TML (Tsukuba Magnet Laboratory), provendo campos contínuos de até 35 T. Em campo pulsado, suas bobinas

atingem 50 T em pulsos de 20 ms [8]. Os campos destrutivos descarregam toda a energia acumulada em capacitores em um anel de baixa resistência elétrica, resultando em um campo intenso permitindo alcançar atualmente valores da ordem de 300 T [9], podendo-se chegar a campos ainda superiores, pois ainda não foram alcançados os limites físicos. Pelo fato de ser destrutivo, tanto a bobina geradora como a amostra do material analisado são destruídas a cada pulso e devem ser refeitos a cada nova medida, tornando-o pouco viável no quesito praticidade. Por fim, o campo explodido baseia-se na implosão de uma bobina por onde circula uma corrente pulsada, reduzindo a sua área e conseqüentemente aumentando a densidade de fluxo magnético durante a explosão. Os valores possíveis de serem alcançados são estimados na ordem de 700 T [10]. O Laboratório Nacional de Altos Campos Magnéticos, em Los Alamos, Estados Unidos, desenvolve muitos projetos relacionados aos campos pulsados, sendo eles: os não-destrutivos, que alcançam 70 T; os destrutivos, de até 250 T; e os explodidos, podendo chegar a 1000 T [11]. A Figura 1.1 mostra, de modo geral, o estado da arte na geração de campos magnéticos com as tecnologias disponíveis atualmente.

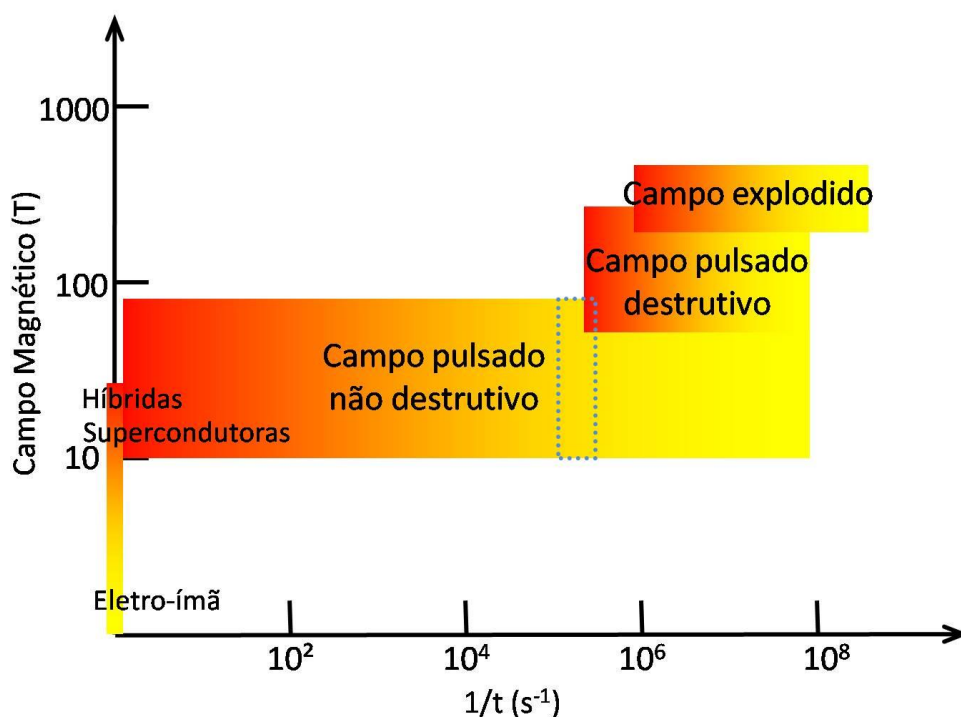


Figura 1.1: Diagrama do atual estado da arte sobre geração de campos magnéticos. A cor amarela indica baixas energias e o vermelho altas. O pontilhado azul indica onde o estudo realizado nesta dissertação se localiza.

Em nosso trabalho pretende-se desenvolver um sistema capaz de produzir de forma não destrutiva campos magnéticos pulsados da ordem de 60 T, com duração de dezenas de microsegundos, utilizando energias da ordem de dezenas de Joules. Um requisito importante é

que tenha pequenas dimensões (portátil, aproximadamente 2000 cm³ e peso inferior a 3 kg), além de possuir baixo custo (inferior a R\$ 2.000,00). Existem outras frentes de pesquisa neste ramo (campo não-destrutivo,([7],[8],[11])), no entanto, até onde se tem conhecimento, esta é uma proposta única do ponto de vista da portabilidade. No Brasil o maior campo alcançado com esta técnica foi de 43 T, pelo mesmo grupo de trabalho na UFRJ [12].

No segundo capítulo desta dissertação são abordados três modelos de geradores de pulsos de corrente que foram desenvolvidos ao longo deste trabalho. Simulações numéricas e dados experimentais foram utilizados no sentido de otimizar as características do circuito e melhorar sua confiabilidade.

No terceiro capítulo busca-se otimizar, geometricamente e mecanicamente, as bobinas geradoras de campo magnético, com ênfase no entendimento e domínio das causas e consequências advindas de efeitos eletromagnéticos e térmicos inerentes às altas densidades de correntes (aproximadamente 2.000 A/cm²).

No quarto capítulo discute-se, através de softwares de simulação, modelos que representem com alta fidelidade o circuito responsável por produzir os pulsos de correntes e a bobina geradora de campo. Estes modelos deverão levar em consideração as não linearidades dos componentes dos circuitos (diodos, transistores, tiristores) assim como os efeitos térmicos e eletromagnéticos presentes na bobina. O desenvolvimento destes modelos servirá como guia para otimização dos parâmetros elétricos concomitantemente com os geométricos de todo o sistema, podendo ser usado não só para o projeto aqui apresentado, como para futuras pesquisas na área.

No quinto capítulo adequou-se técnicas de medições magnéticas já conhecidas para o sistema desenvolvido, e garantir sua funcionalidade de uma maneira prática e segura. Dentre diversas técnicas [13], as que se mostram mais interessantes seguindo o mesmo princípio da praticidade e baixo custo são as bobinas de medida por indução em modo diferencial e as técnica magneto-ópticas, como o efeito Kerr, também conhecido como MOKE [14]. Como consequência desta etapa, realizou-se medidas de magnetização em amostras magnéticas através das bobinas diferenciais, a fim de que os resultados possam ser comparados com os da literatura.

2 GERADORES DE PULSOS DE CORRENTE

Quando se deseja trabalhar com geração de campos pulsados, a primeira etapa é a definição do sistema responsável pela geração dos pulsos de corrente. Como visto anteriormente (Figura 1.1), existe uma espécie de compromisso entre a energia utilizada e o tempo de pulso, e aliado a isto, deve-se respeitar a proposta deste trabalho que é a construção de um sistema compacto, portátil e de baixo custo. O seguimento de todos estes pontos determinou a região onde esta pesquisa se enquadra.

O ponto de partida para esse desenvolvimento foi a definição da largura e amplitude dos pulsos. A partir de um sistema de geração de pulsos semelhante, já existente e largamente utilizado [12], foi realizada uma proporção em relação à energia magnética no interior da bobina, e com isso verificou-se que seria necessária uma corrente de pico da ordem de 22 kA, correspondente a uma densidade de corrente de aproximadamente 100 GA/m², para atingir-se um campo de 60 T. Considerando-se uma elevação de temperatura por efeito Joule de 200 °C na mesma bobina, para um pulso de formato triangular, chega-se a uma máxima largura de pulso de 40 μs. Nessa perspectiva, decidiu-se trabalhar com larguras de pulso inferiores, ou seja, da ordem de 30 μs, pelo fato de não ser tecnicamente viável gerar pulsos triangulares nessa amplitude, além da necessidade de ter-se uma margem de segurança para evitar o superaquecimento. A Figura 2.1 resume como foi realizada esta proporção. Como as bobinas utilizadas neste estudo possuem características geométricas semelhantes (volume e área transversal do condutor), decidimos trabalhar apenas com os valores de corrente, já que todas terão densidades de corrente semelhantes.

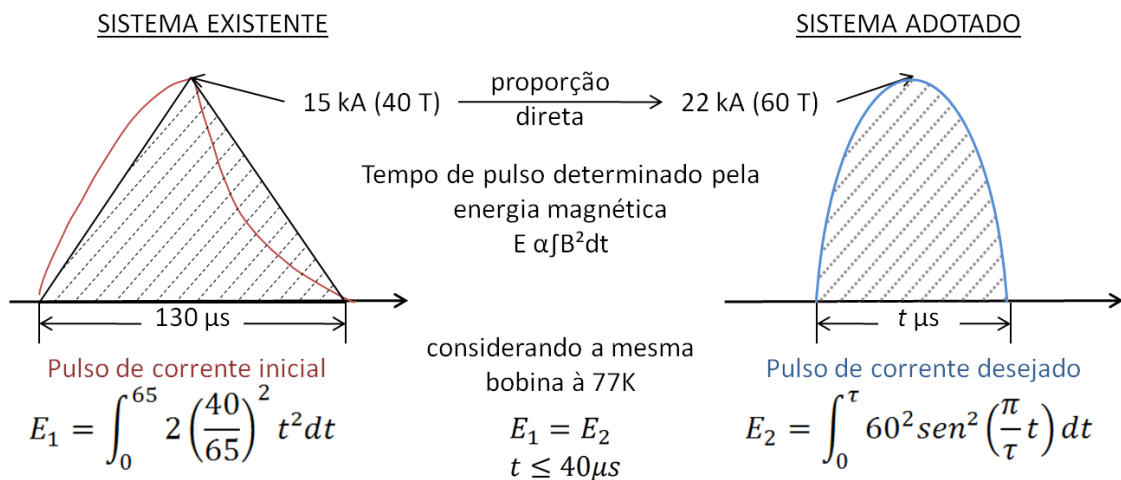


Figura 2.1: Fundamentação inicial para o desenvolvimento do circuito gerador de pulsos de corrente.

A forma de onda mais próxima da triangular que pode ser obtida na prática com certa facilidade é a senoidal. Para tal pode-se utilizar a descarga de um capacitor em um circuito RLC série operando em regime sub-amortecido, mostrado na Figura 2.2. Como deseja-se apenas o pulso principal (de maior intensidade) resultante dessa descarga, faz-se necessário interromper a corrente no circuito após o final deste pulso.

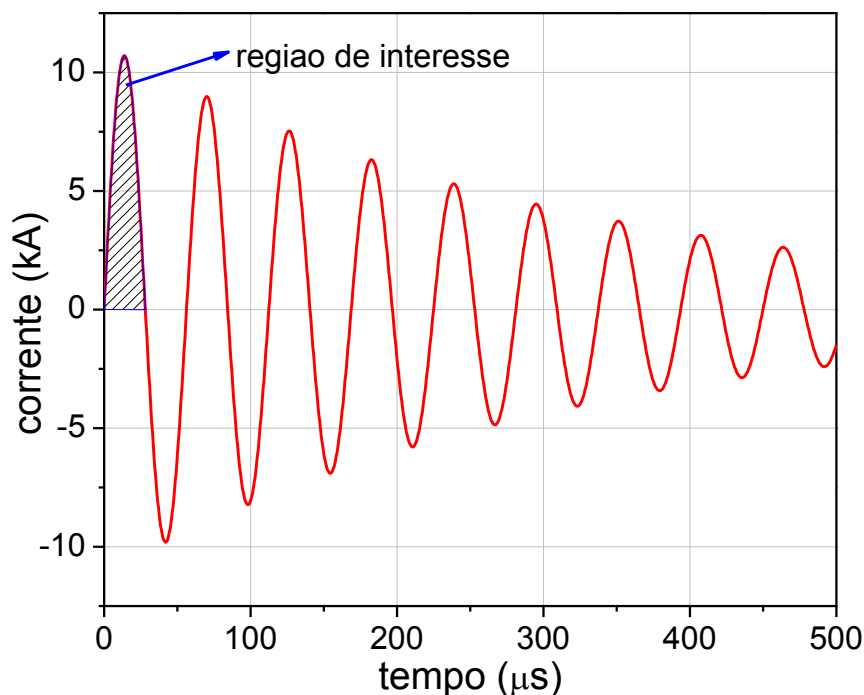


Figura 2.2: Exemplo do comportamento da corrente em um circuito RLC série sub-amortecido.

No presente trabalho optou-se pelo uso de um SCR (Silicon Controlled Rectifier) como elemento de chaveamento, por ser um componente eletrônico disponível para altas correntes e tensões, e possuir baixo custo em relação a um transistor equivalente. A partir de um pulso de disparo inicial, o SCR permanece conduzindo corrente até que a mesma mude de sentido. Este comportamento já contemplaria por si só a interrupção da corrente no circuito após o pulso principal. No entanto, os tempos de desligamento dos SCR's tradicionais são de várias dezenas de microssegundos, o que é muito superior à largura do pulso principal. Dessa forma o(s) pulso(s) de corrente após o principal passariam para a bobina, aumentando desnecessariamente a temperatura da mesma. Para eliminar esse problema foi associado em série com o SCR um diodo rápido, cujo tempo de recuperação reversa é da ordem de 300 ns, o que é cerca de cem vezes inferior à largura do pulso principal.

O projeto do circuito gerador de pulsos foi assistido por várias etapas da simulação, através do software QUCS [15]. Nessas simulações (capítulo 4) ficou claro que o circuito RLC deveria operar em regime sub-amortecido, pois se alcança maiores valores de corrente em um tempo menor. Outro ponto limitante é a tensão máxima de 2.000 V, definida pelos seguintes aspectos: indutância das bobinas geradoras de campo, disponibilidade de componentes (SCR e diodo) e isolamento entre as trilhas do circuito, uma vez que se deseja um circuito compacto. Pela questão da portabilidade, os pontos-chave do gerador de pulso são o volume e o peso do banco de capacitores, que deveria ter em torno de 2.000 cm³ e não ultrapassar o peso de 2 kg.

Visando a uma redução de volume e peso, o tipo de capacitor mais adequado seria o eletrolítico. Entretanto essa solução foi descartada pelos seguintes fatores: suas resistência e indutância série são aproximadamente dez vezes superiores aos feitos de polímero; possuem tensões de isolamento inferiores a 500 V (seriam necessários vários em série, o que aumentaria a indutância e resistência); por serem dispositivos unipolares, haveria problemas de polarização reversa pois após o pulso de corrente principal há uma inversão na tensão dos capacitores. Isto ocorre por se tratar de um circuito em regime sub-amortecido, quando energia magnética armazenada na bobina durante o pulso é devolvida aos capacitores com a polaridade invertida, como podemos ver na Figura 2.2. Diante desses aspectos optou-se por utilizar capacitores de poliestireno, que possuem maior volume para uma mesma capacitância, mas não possuem as limitações citadas dos eletrolíticos. O desenvolvimento da bobina geradora de campo será discutido com detalhes no capítulo 3.

O gerador de pulsos de corrente foi construído adicionando um SCR em série com um diodo ao circuito responsável pela senóide da Figura 2.2, resultando no esquemático da Figura 2.3, e pode ser explicitado como sendo um circuito RLC sub-amortecido, onde a descarga do capacitor é controlada pelo SCR conjuntamente com um diodo. O capacitor é carregado por uma fonte DC até o valor de tensão desejado e em seguida o SCR é disparado, gerando um pulso de corrente no indutor. Como já comentado anteriormente, o diodo em série com o SCR possibilita a interrupção rápida (~300 ns) da corrente reversa que surge logo após o pulso principal, resultando em um único pulso de corrente no circuito. Para esta pesquisa foram desenvolvidos 3 circuitos distintos baseados neste mesmo princípio, objetivando um maior domínio dos possíveis problemas e a geração do máximo campo de forma não destrutiva.

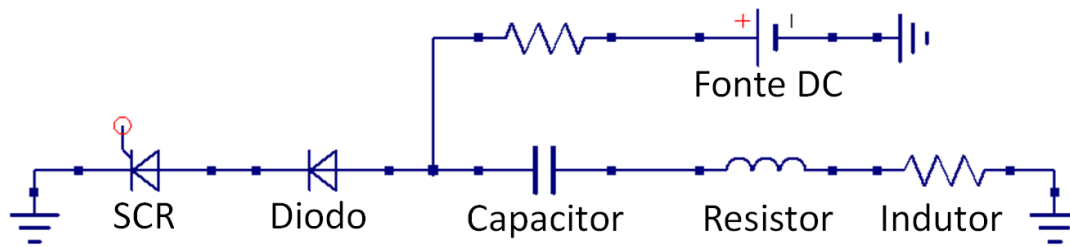


Figura 2.3: Circuito elétrico simplificado para o gerador de pulsos de corrente.

2.1 CIRCUITO GERADOR DE PULSOS 1

Este circuito foi desenvolvido com o intuito de validar a topologia proposta, avaliar o desempenho de bobinas e observar sua funcionalidade em geral, permitindo a correção de possíveis problemas futuros. O circuito foi projetado sob os princípios do esquema da Figura 2.3, adicionado de um circuito de disparo, responsável pelo acionamento dos SCR's. Conceitualmente, este circuito está subdividido conforme o mapa da Figura 2.4.

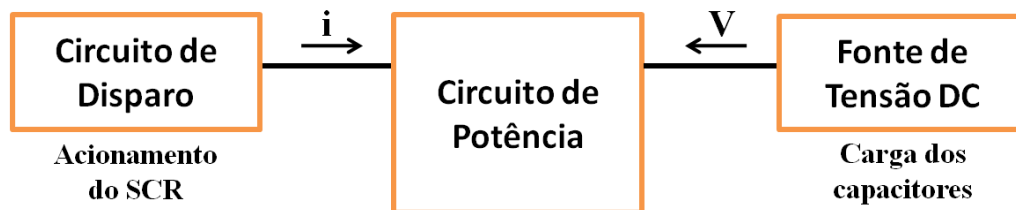


Figura 2.4: Diagrama do circuito gerador de pulsos 1.

A topologia do circuito de potência permite alocar 16 capacitores, distribuídos dois a dois em série, através de 8 conexões. A justificativa para esse número de entradas para capacitores é a possibilidade de alterar a capacitância do circuito, através de diferentes combinações. O indutor no circuito equivalente RLC corresponde à bobina utilizada na geração de campos, sendo o componente responsável por transformar a energia armazenada nos capacitores (sob a forma de campo elétrico) em campo magnético, portanto, receberá um capítulo próprio para sua discussão. Por hora, é importante antecipar que sua indutância ficará na faixa de 200 a 800 nH. Sobre a resistência e indutância parasitas, atribuídas ao restante do circuito, é importante que sejam minimizadas de forma a manter o circuito no regime sub-amortecido, reduzir a perda de energia por Efeito Joule (resistência) e reduzir o campo gerado pelo próprio circuito (indutância). Para tanto, buscou-se utilizar componentes em paralelo, conexões mais curtas possíveis e trilhas largas com o mínimo de curvas possível. Quanto aos

diodos (30CPF12) e SCR's (40TPS12), estes foram simetricamente distribuídos (em paralelo) na placa em 6 conjuntos de diodo + SCR em série (Figura 2.5). Nesta configuração, o circuito fica limitado a operar com 1.200 V de tensão de carga dos capacitores (alimentados por uma fonte DC), valor definido pela tensão reversa máxima dos diodos e SCR's.

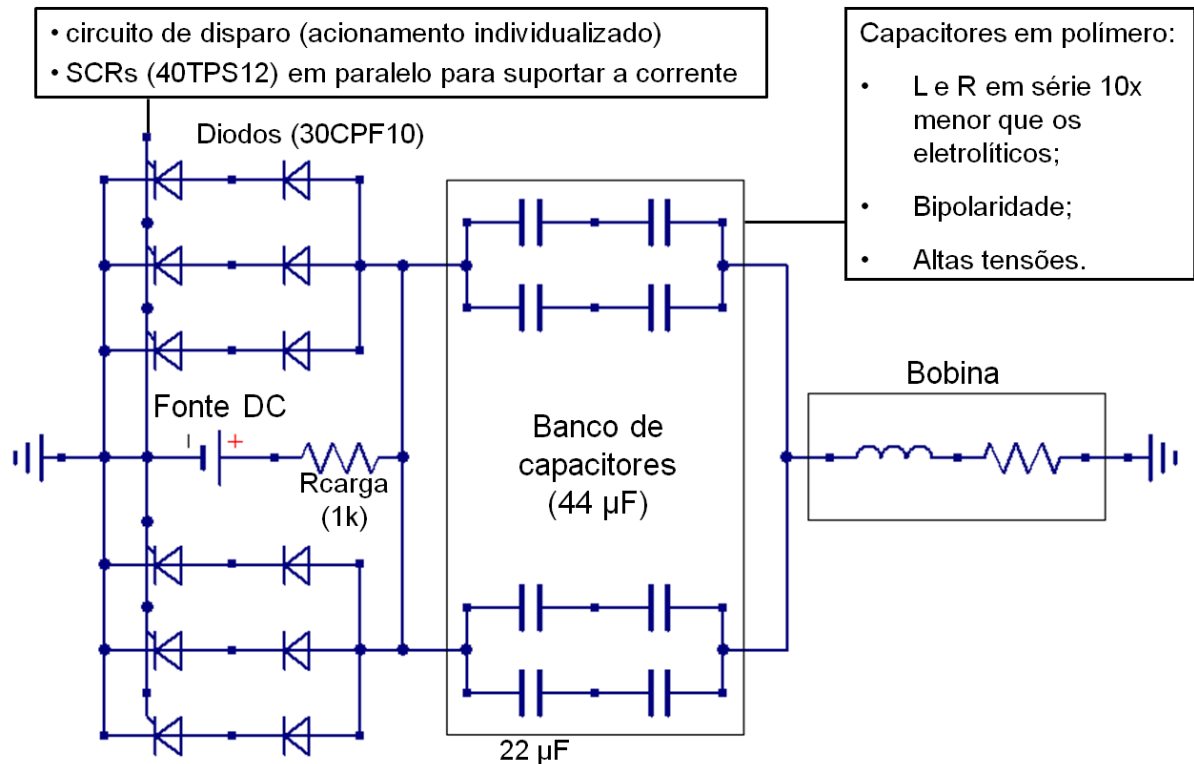


Figura 2.5: Esquemático do circuito gerador de pulsos 1 (bloco de potência).

Para o acionamento dos SCR's, foi construído um circuito de comando isolado opticamente através de um opto-acoplador (6N138). A escolha por um dispositivo ótico de acoplamento visa eliminar o contato galvânico entre o circuito de potência e o circuito de disparo (normalmente um computador), a fim de evitar interferências parasitas ou disparos indesejáveis. A corrente de saída do opto-acoplador é amplificada por transistores (BC548B) em modo Darlington [16], que por sua vez fornecerão um pulso de corrente necessário para disparar os SCR's. Todo este conjunto é alimentado por uma fonte de 12 V_{DC}, sendo o sinal de disparo do opto-acoplador acionado por um pulso de 5 V_{DC}, proveniente de um computador (porta paralela) ou de uma fonte externa. O diagrama esquemático deste bloco é mostrado na Figura 2.6.

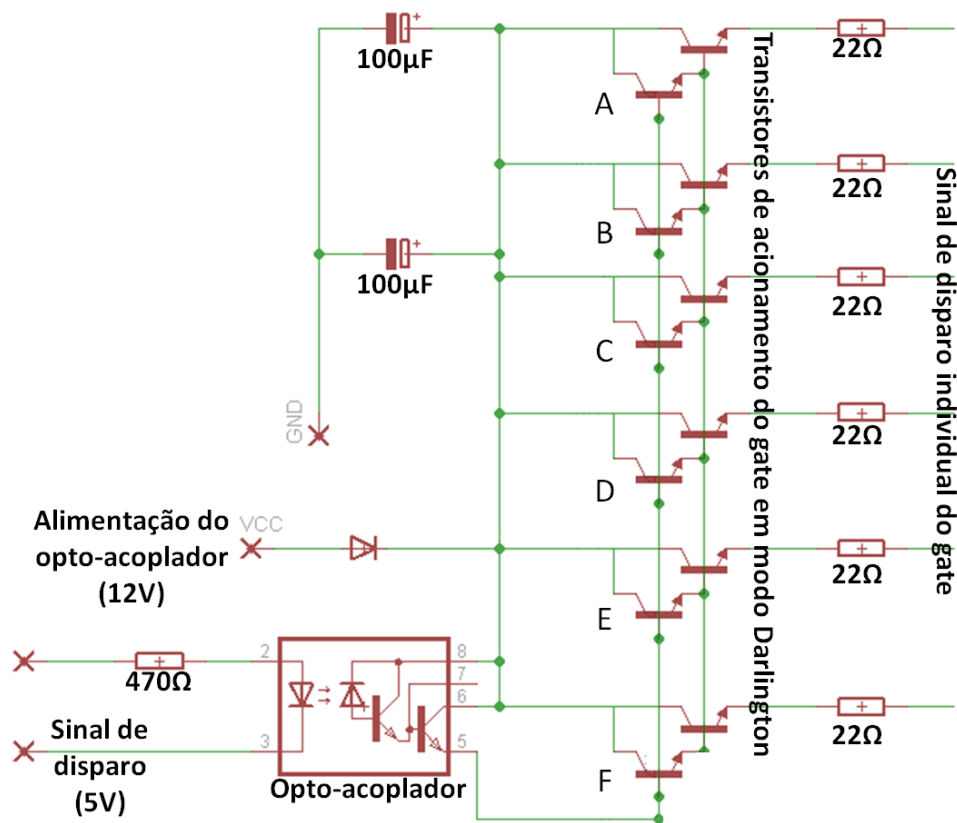


Figura 2.6: Esquemático do circuito de disparo dos SCR's do circuito gerador de pulsos 1.

Quando se opera com SCR's em paralelo, é importante garantir um disparo simultâneo de todos os dispositivos, caso contrário haverá desbalanceamento nas tensões e correntes presentes em cada componente, acarretando em menores correntes e também na queima de componentes. Para avaliar esta questão, foi feita uma análise de corrente circulante em cada SCR após seu disparo.

A maneira mais simples encontrada para efetuar estas medições foi posicionar uma sonda sob a forma de uma espira próximo ao terminal do catodo do SCR, onde circula a corrente. A tensão induzida nessa espira será proporcional à derivada do fluxo magnético gerado pela corrente. Integrando-se esta tensão em função do tempo, obtém-se uma forma de onda proporcional à corrente do dispositivo, explicado em detalhes no capítulo 3. O valor absoluto da corrente não foi calculado nessa medida, pois o objetivo principal é a comparação relativa entre as correntes nos SCR's. Os pulsos de corrente foram registrados com o circuito sob as mesmas condições de carga inicial dos capacitores. Como resultado desta análise, observa-se na Figura 2.7 que de fato existia uma diferença significativa na intensidade da corrente e no tempo de disparo de cada SCR.

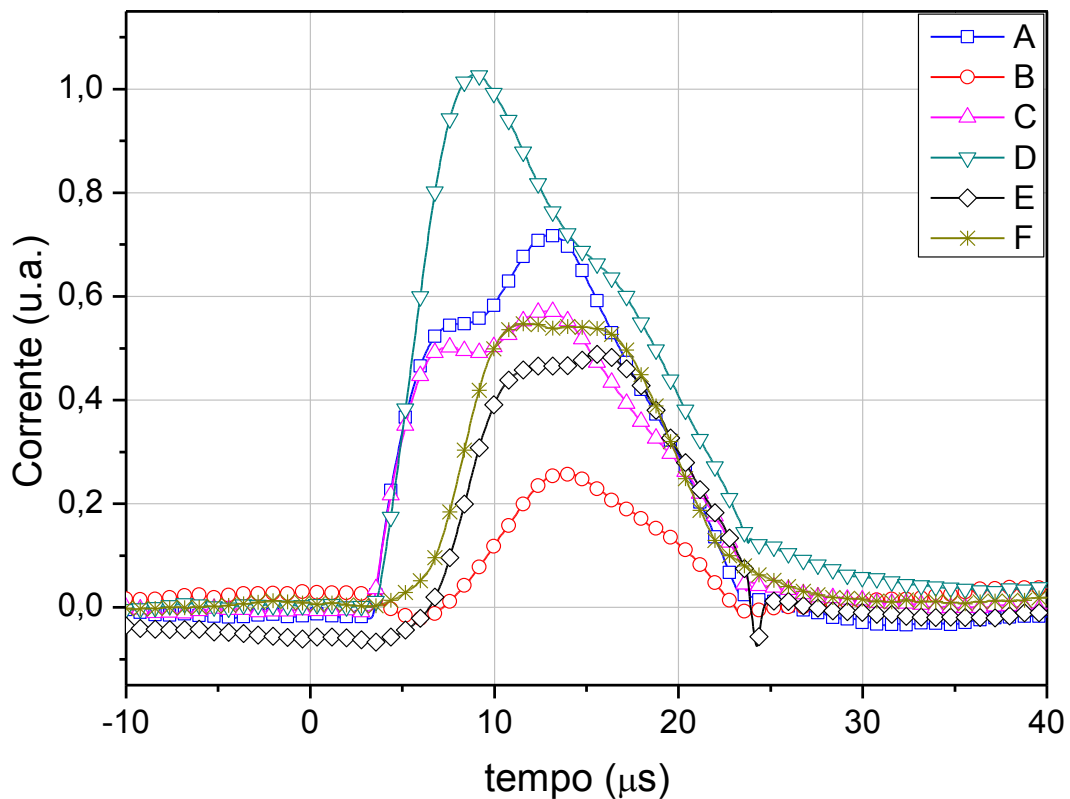


Figura 2.7: Curvas da corrente que circula em cada SCR no arranjo paralelo (designados de A a F, na Figura 2.6), indicando uma diferença significativa entre os mesmos.

Analisamos então a tensão utilizada para disparo dos SCR's (saída do opto-acoplador) com o auxílio de um osciloscópio e constatamos tempos de subida da ordem de $5 \mu\text{s}$ (Figura 2.7). Desta maneira conclui-se que, como cada SCR possui uma sensibilidade de disparo distinta, este tempo de subida relativamente longo causava o acionamento seqüencial. A solução encontrada foi substituir o opto-acoplador por outro mais rápido (6N139), que visivelmente corrigiu a falta de sincronismo no disparo, como mostrado na Figura 2.8. A diferença que ainda persiste nas intensidades de corrente é mais complexa de ser resolvida, pois depende da resistência e indutância em série associada a cada dispositivo. Essas características por sua vez dependem da posição física (distância) de cada SCR em relação à bobina. A geometria utilizada nesse circuito (placa de circuito impresso quadrada com $18 \text{ cm} \times 18 \text{ cm}$) não permitia alterar facilmente essa disposição. No circuito gerador de pulsos 2, que será descrito a seguir, adotou-se uma geometria circular para garantir uma mesma distância entre os diversos componentes e a bobina, minimizando este problema.

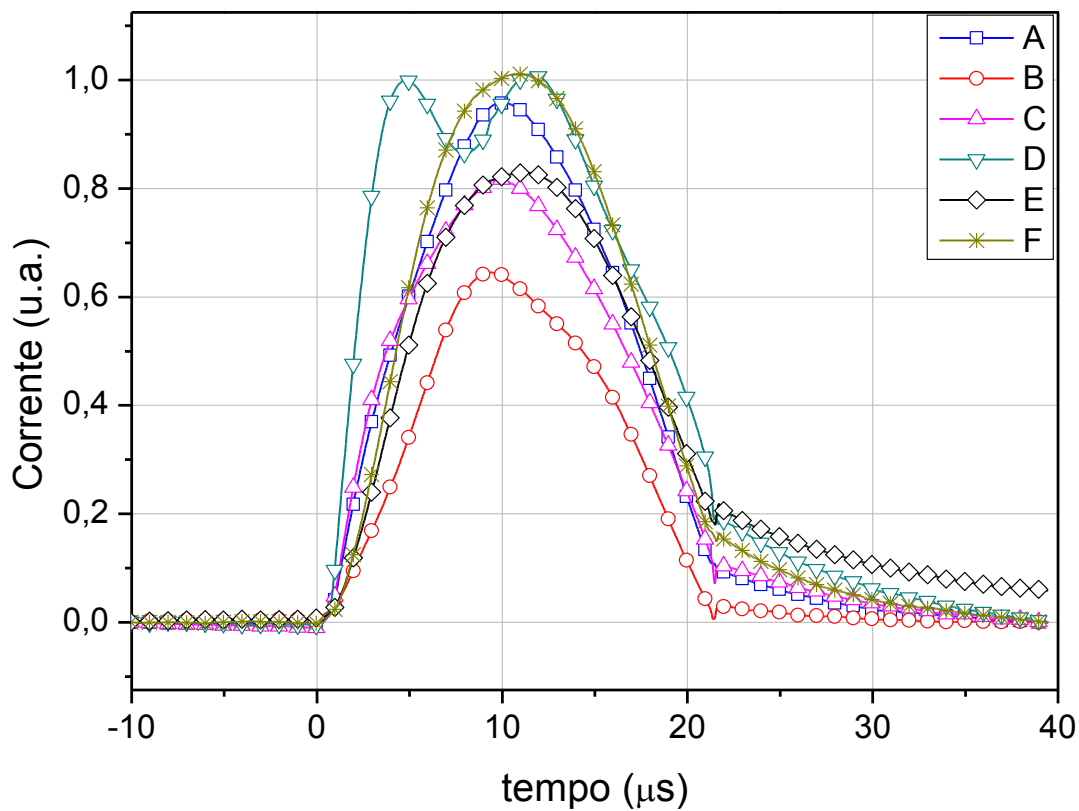


Figura 2.8: Curvas da corrente em cada SCR no arranjo paralelo (designados de A a F, na Figura 2.6), após a troca do opto-acoplador.

Após esta alteração, o circuito funcionou corretamente, permitindo a validação da topologia utilizada e viabilizando a análise das bobinas. A Figura 2.9 mostra o circuito em seu estado final de construção, e a Figura 2.10 apresenta uma curva de campo e corrente relativas a este circuito para uma tensão de carga nos capacitores de 1 kV, onde podemos verificar que o campo máximo alcançado é de aproximadamente 23 T com uma corrente de 6,2 kA. Para fins de comparação, podemos relacionar o campo máximo obtido com a tensão de carga dos capacitores, ao qual chamaremos de ‘fator de campo’, que, para este caso específico, é de 2,3T/100V.

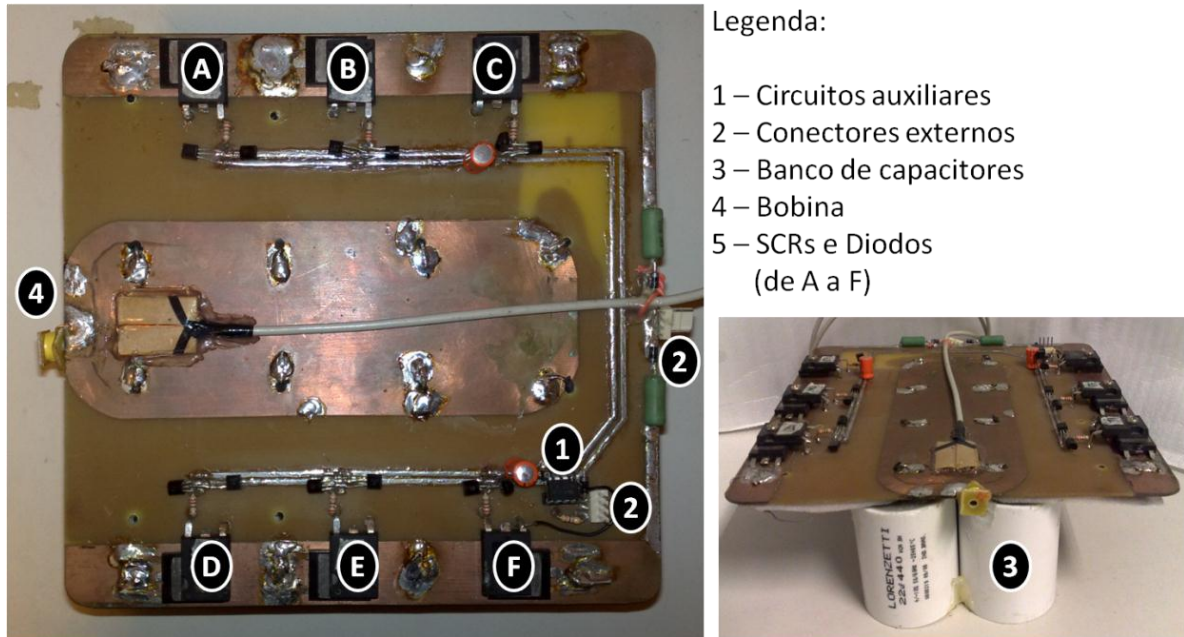


Figura 2.9: Foto do circuito gerador de pulsos 1. A conexão em série dos SCR's e diodos foi feita sobrepondo-se os componentes, de modo a minimizar o caminho de corrente. Os capacitores estão montados na parte inferior da placa de circuito impresso.

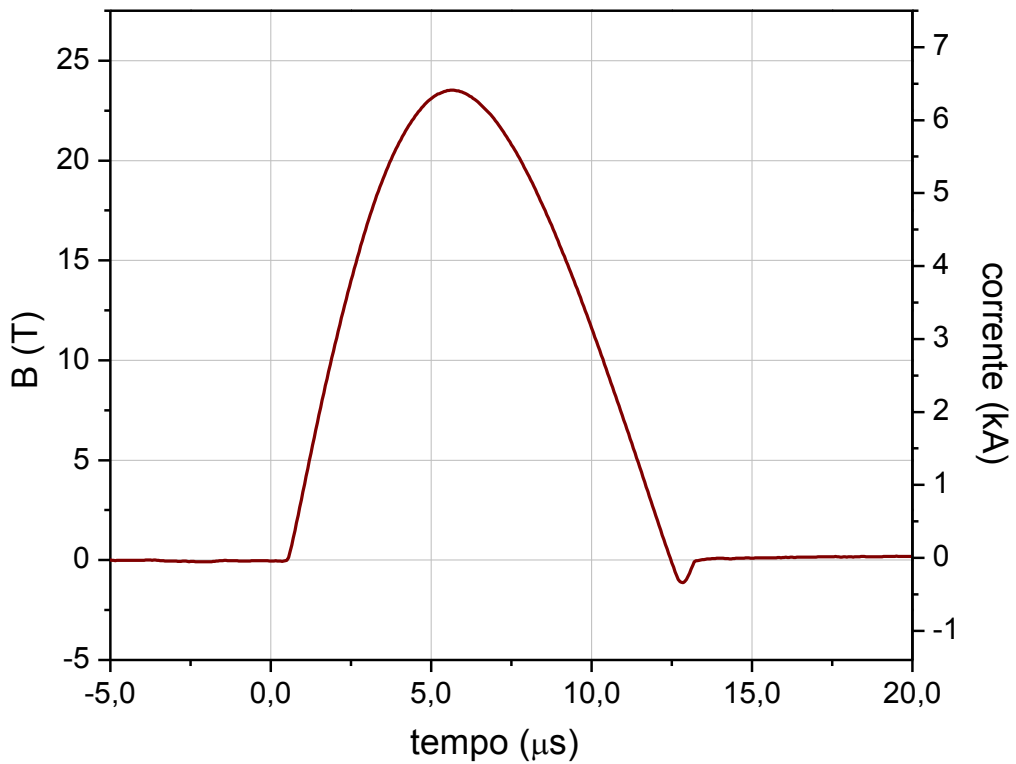


Figura 2.10: Curva de campo e corrente relativas ao gerador de pulsos 1 no limite de operação do circuito, 1 kV.

2.2 CIRCUITO GERADOR DE PULSOS 2

Este é o circuito projetado com o objetivo de alcançar campos da ordem de 60 T. A experiência obtida com o circuito gerador de pulsos 1, tanto em nível de simulação quanto em nível experimental, foi utilizada para aprimorar as características deste segundo gerador de pulsos. Dentre esses aspectos, procurou-se minimizar os elementos parasitas principais, tais como as resistências e indutâncias de cada componente eletrônico, conexões e contatos. Questões como aquecimento (alta potência utilizada), rigidez mecânica (forças magnéticas intensas) e segurança (alta tensão) também foram observadas.

Como neste sistema acontecem variações muito rápidas de corrente ($di/dt \sim 2 \text{ kA}/\mu\text{s}$) e valores absolutos de corrente e tensão estimados da ordem de 15 kA e 2 kV, foi necessário alterar os componentes utilizados no gerador de pulsos 1. A disponibilidade imediata de capacitores de polipropileno especificados para operar com tensão alternada nominal de 440 V_{AC} (RMS), nos fez analisar a possibilidade de uso de dois componentes em série para operar em tensões contínuas de 2 kV. Submetemos estes dispositivos a uma tensão de 1 kV e registramos as correntes de fuga (através de um analisador de parâmetros DC). O resultado mostra que as correntes de fuga são inferiores à especificada pelo próprio fabricante, o que nos levou a concluir que seria possível sua utilização nesses valores de tensão sem prejuízos ao dielétrico. Neste circuito foram utilizados 6 capacitores de 60 μF (doados para a pesquisa pela empresa Lorenzetti), divididos em 3 pares em paralelo, e em cada par os capacitores estão em série, resultando em uma capacitância final de 90 μF . A opção pela composição em série está baseado na intenção de utilizar 2 kV como tensão máxima de carga, resultando numa tensão máxima de 1 kV para cada um deles, em concordância com o teste de corrente de fuga realizado. A determinação da capacitância total se deu em função da indutância da bobina, de modo a se ter uma largura de pulso de aproximadamente 20 μs .

A decisão de se trabalhar com 2 kV também acarretou na substituição dos 6 SCR's por um único dispositivo (A5N650.20H), agora em formato de disco, com suporte para até 2,2 kV. A grande vantagem em utilizar um único SCR é que não será preciso avaliar a sincronia dos disparos. Quanto aos diodos decidimos por manter o mesmo tipo (30CPF12), pela indisponibilidade de componente único com as características necessárias de tempo de comutação, tensão e corrente. Para cumprir os requisitos de tensão reversa e corrente total, foi

feito um arranjo de 24 diodos, distribuídos de forma similar aos capacitores (12 pares em paralelo, com cada par formado por 2 diodos em série). O esquemático deste circuito se apresenta na Figura 2.11.

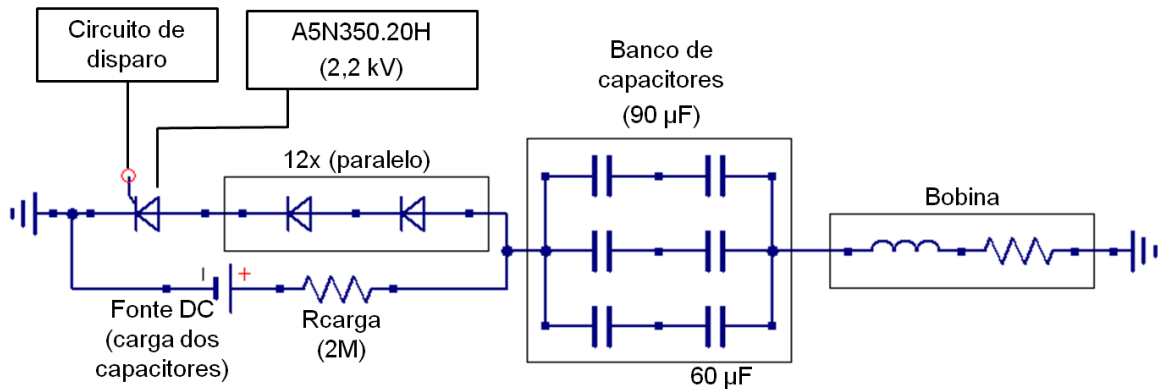


Figura 2.11: Esquemático da parte de potência do circuito gerador de pulsos 2.

Da mesma maneira que o circuito gerador de pulsos 1, este também possui um circuito de disparo, idêntico àquele, salvo por alguns detalhes, como a utilização de um único transistor (para 1 SCR), a separação do “terra” do circuito de potência do circuito de disparo, e um dispositivo de proteção para o gate do SCR [17], prevenindo qualquer pico de tensão indesejada que pudesse danificá-lo. Além disso, foi desenvolvido um circuito integrador temporal de sinal, capaz de integrar duas entradas de dados simultaneamente, como na equação (1).

$$f(t) \xrightarrow{\text{circuito integrador}} \int_0^t f(t) dt \quad (1)$$

O objetivo deste circuito é realizar a integral temporal da tensão induzida nas bobinas de medida de fluxo magnético, fornecendo instantaneamente uma tensão proporcional ao campo e corrente gerados. Esta integral pode ser feita numericamente, uma vez que os dados das medidas são adquiridos pelo osciloscópio e transmitidos ao computador, envolvendo necessariamente tempos de transferência e processamento do sinal, ou pelo circuito integrador que permite a visualização instantânea dos sinais no osciloscópio, facilitando a análise e verificação dos mesmos em tempo real (Anexo 1).

Por fim, um terceiro circuito auxiliar, chamado de ohmímetro da bobina, foi adicionado ao conjunto, com a finalidade de medir a resistência da bobina antes e depois do pulso de corrente. A utilidade deste importante circuito será discutida no capítulo 4. Nos anexos se encontram os esquemáticos relativos a estes circuitos auxiliares. A Figura 2.12 apresenta o diagrama em blocos do gerador de pulsos 2.

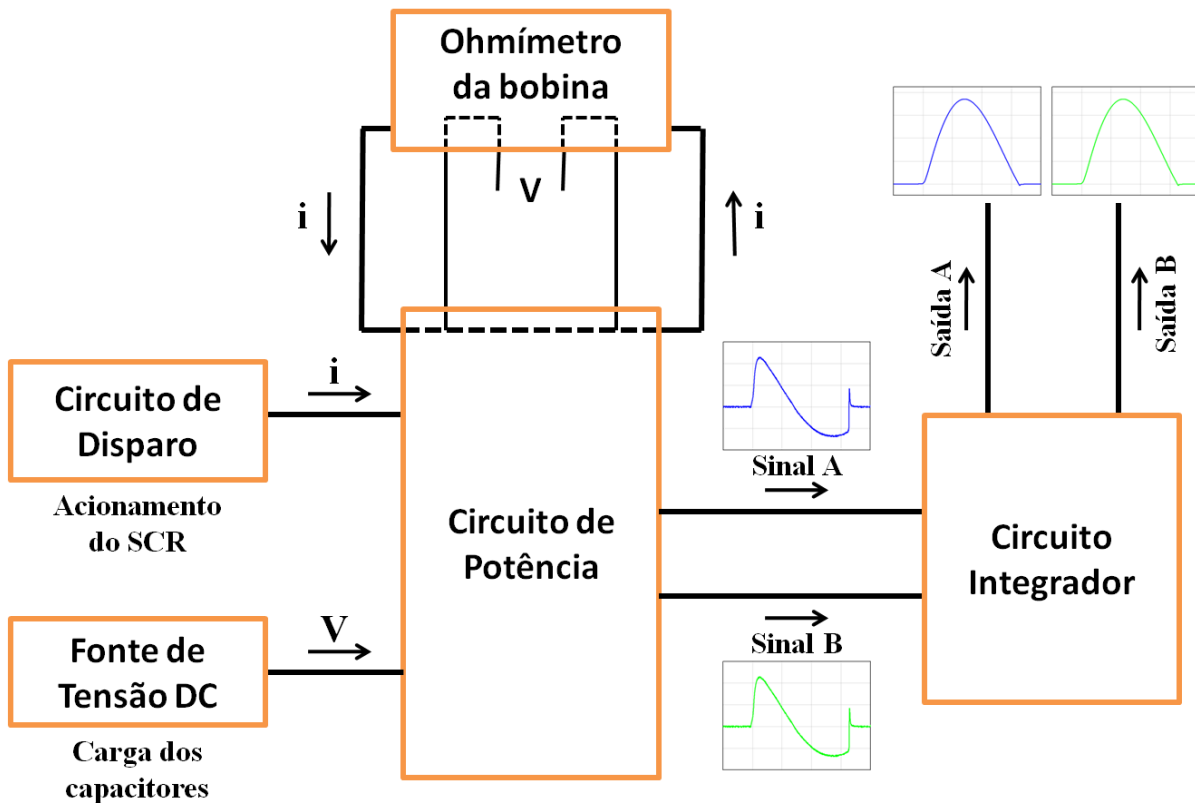
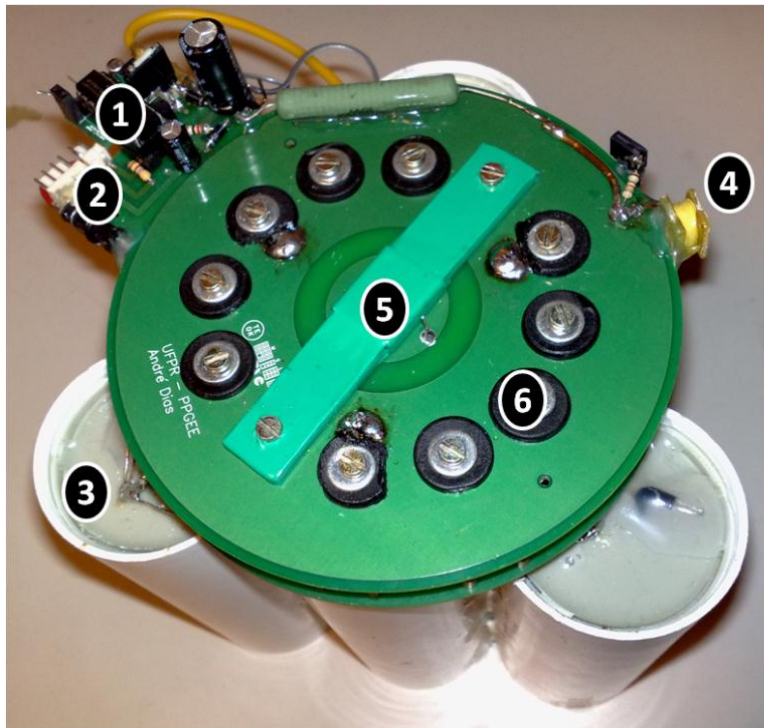


Figura 2.12: Diagrama em blocos do circuito gerador de pulsos 2.

A geometria circular apresentada na Figura 2.13 foi concebida para minimizar os elementos parasitas, encurtando e distribuindo simetricamente os caminhos de corrente, em uma organização de componentes compacta e rígida por consequência. O circuito de potência foi montado em duas placas de circuito impresso circulares e de mesma dimensão, formando um “sanduíche” com os SCR's e diodos no seu interior. Os capacitores foram colocados na parte inferior, e os circuitos de disparo e auxiliares na borda da placa. Detalhes desta construção, como a disposição dos elementos no espaço entre as placas podem ser observados no Anexo 6.



Legenda:

- 1 – Circuitos auxiliares
- 2 – Conectores externos
- 3 – Banco de capacitores
- 4 – Bobina
- 5 – SCR (entre placas)
- 6 – Diodos (entre placas)



Figura 2.13: À esquerda, a foto do circuito gerador de pulsos 2. A geometria circular e compacta reduz indutâncias e resistências parasitas. À direita, o SCR, que está posicionado entre as placas circulares, cujo contato elétrico é feito por pressão.

Este circuito de potência apresentou funcionamento estável para tensões de carga de até 500 V. No entanto, um disparo com tensões acima deste valor acarretava na queima do SCR, apesar dos níveis de tensão e corrente estarem dentro dos limites garantidos pelas especificações técnicas. A hipótese levantada para justificar este comportamento faz menção ao tempo que o SCR precisa para que a corrente total se distribua uniformemente em toda a superfície do semicondutor, uma vez que o disparo é ativado. A região do “gate” (onde é aplicado o sinal de disparo) corresponde a uma pequena parcela (~ 2%) da área total do semicondutor, sendo que a área restante necessita de um tempo adicional para se tornar condutora (efeito avalanche). O tempo necessário para que o efeito avalanche se propague até que haja uma distribuição uniforme de corrente em toda a estrutura do SCR é de vários μs , fazendo com que a energia dissipada no início do pulso se concentre na pequena região de contato do “gate”, levando o dispositivo à queima (Figura 2.14).

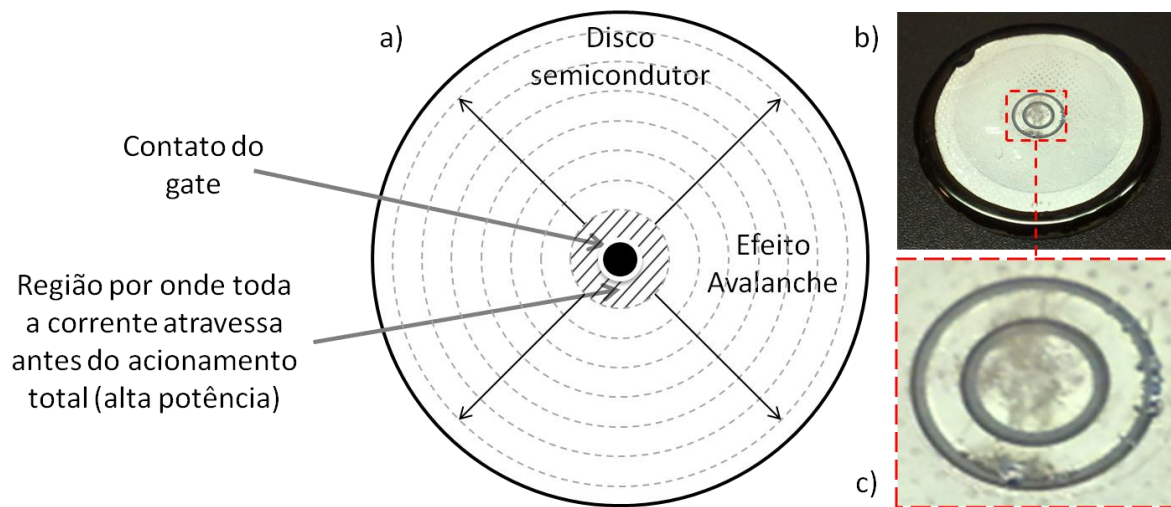


Figura 2.14: a) Explicação do processo de queima do tiristor pela concentração de corrente na região do “gate” logo após o pulso de disparo. b) foto do disco semicondutor presente no interior do SCR. c) imagem ampliada da região do “gate”, onde se percebe os pontos de queima.

Para verificar se esta hipótese se justifica, comparamos as curvas de variação de resistência em função do tempo dos dois modelos utilizados até agora: o A5N350.20H (em formato de disco com área ativa $\sim 12 \text{ cm}^2$); e o 40TPS12 (em formato retangular com área ativa $\sim 1 \text{ cm}^2$). O método de obtenção das curvas será explicado mais adiante, mas o resultado pode ser verificado no gráfico da Figura 2.15.

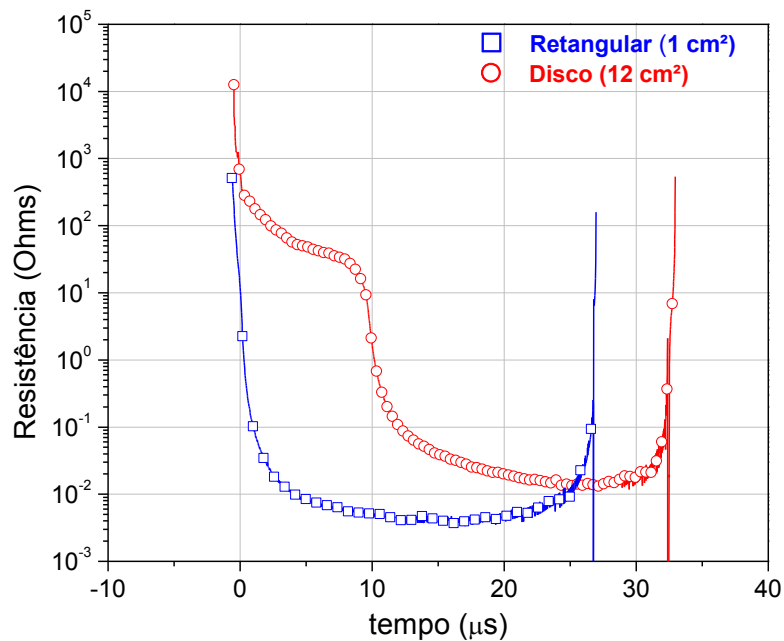


Figura 2.15: Curva comparativa da resistência dos SCRs A5N350.20H (Disco) e 40TPS12 (Retangular, 6 em paralelo) em função do tempo durante o disparo.

Pela análise das curvas, observa-se que a resistência dos SCR's menores (retangulares) atinge muito mais rapidamente o seu valor mínimo, enquanto que a do SCR maior (Disco) apresenta um platô de cerca de 10 μ s, onde a resistência possui valores da ordem de dezenas de ohms. Durante este intervalo de tempo a potência dissipada no dispositivo é elevada e concentrada principalmente na região do semiconductor próxima ao “gate”, resultando na queima do dispositivo para tensões superiores a 500 V de carga nos capacitores.

Efetuamos uma inspeção visual na pastilha semicondutora do componente queimado e verificamos que a região em torno do “gate” apresentava sinais de danos no semiconductor (pequenas rachaduras, bolhas, aspecto de material fundido). Com isto confirmamos a hipótese de um sobreaquecimento durante o disparo, suficiente para fundir localmente o semiconductor e levar à queima do dispositivo. Concluimos então que é inviável o uso de um único SCR de grandes dimensões no gerador de pulsos, apesar de suas características de tensão e corrente serem compatíveis com o projeto. Outra conclusão que chegamos através do gráfico comparativo da Figura 2.15 é que a resistência do chaveamento do circuito gerador de pulsos 1 é em torno de 3,5 vezes menor que a do circuito 2, resultando em menores perdas e numa corrente na bobina maior, para uma mesma tensão de carga.

Para finalizar a apresentação deste circuito, na Figura 2.16 encontram-se as curvas de campo e corrente obtidas com este gerador, para o máximo valor de tensão alcançado (500 V). Para as duas grandezas citadas alcançamos, respectivamente, 16 T e 4,25 kA, resultando em um ‘fator de campo’ igual a 3,2T/100V.

Nos dois circuitos apresentados até aqui, cada um com um tipo de SCR, foi possível constatar os aspectos positivos e negativos de cada configuração. De modo geral, podemos dizer que a geometria circular do gerador de pulsos 2 é mais adequada para este tipo de circuito. Por outro lado, o paralelismo dos SCR's presentes no gerador de pulsos 1 apresenta menor resistência elétrica e suporta maiores correntes, além deste componente ser volumetricamente menor e mais barato. Um resumo comparativo dos geradores de pulsos 1 e 2 é apresentado na Tabela I.

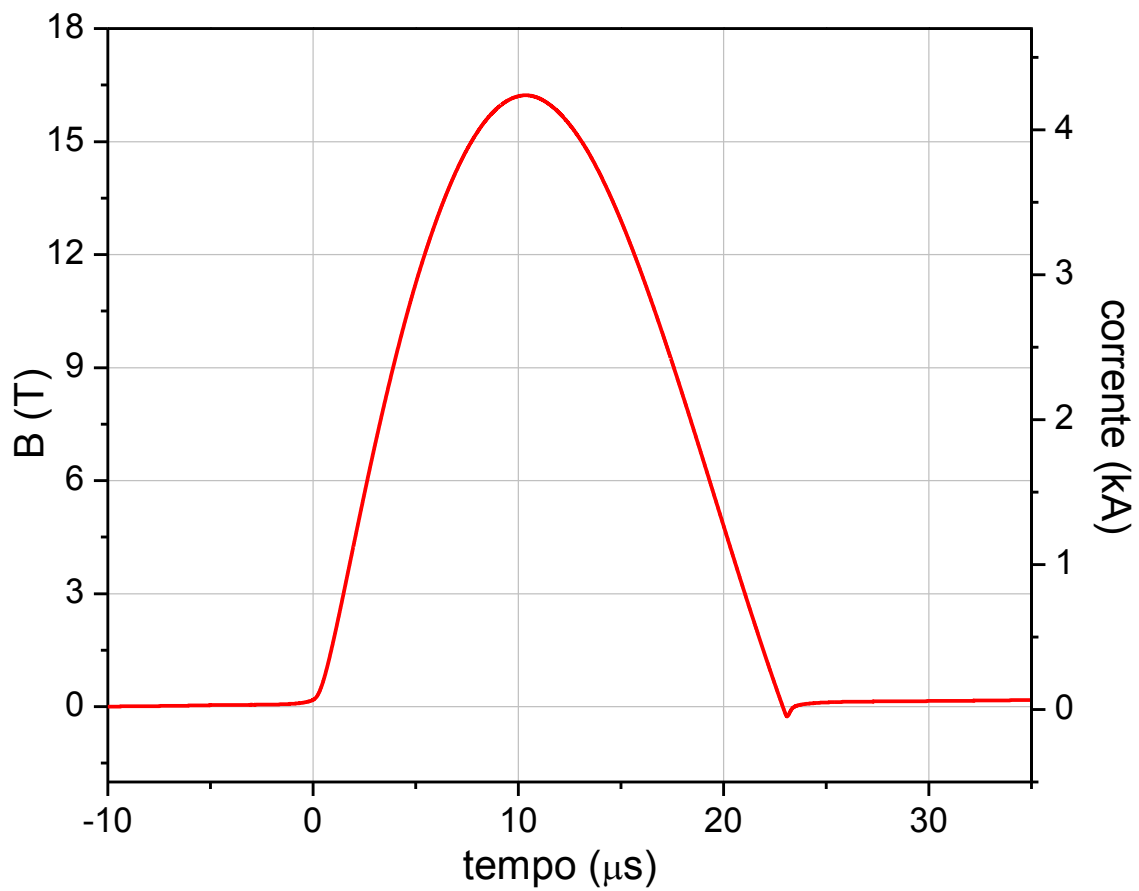


Figura 2.16: Curva de campo e corrente relativas ao gerador de pulsos 1 no limite da tensão de operação do circuito (500 V).

TABELA I: COMPARATIVO DE CARACTERÍSTICAS DOS GERADORES DE PULSO

Circuito	SCR (modelo)	Energia Inicial	Campo máximo	Corrente	Fator de campo
Gerador de pulsos 1	40TPS12	22 J	23 T	6500 A	2,3T/100V
Gerador de pulsos 2	A5N350.20H	11 J	16 T	4200 A	3,2T/100V
	A5N650.20H	36 J	29 T	7600 A	3,2T/100V

2.3 CIRCUITO GERADOR DE PULSOS 3

Após as observações feitas até aqui, verificamos que a sequência deste trabalho seria possível através da união dos aspectos positivos encontrados em cada circuito. Na terceira versão do gerador de pulsos, utilizaremos o arranjo de tiristores em paralelo em uma geometria compacta circular. Com isso teremos a garantia de funcionamento dos SCR's até altas correntes, aliada à simetria e condição compacta do circuito gerador de pulsos 2, garantindo baixas indutâncias e resistências parasitas. Nesta nova condição o circuito passa a ser muito semelhante ao da figura 11, substituindo o tiristor único por 12 deles em paralelo. Esta mudança acarreta em uma diminuição do número de diodos (30CPF16) devido à limitação de tensão suportada pelos SCR's (40TPS12), agora de 1200 V. O esquemático da Figura 2.17 mostra como ficou a parte de potência deste circuito.

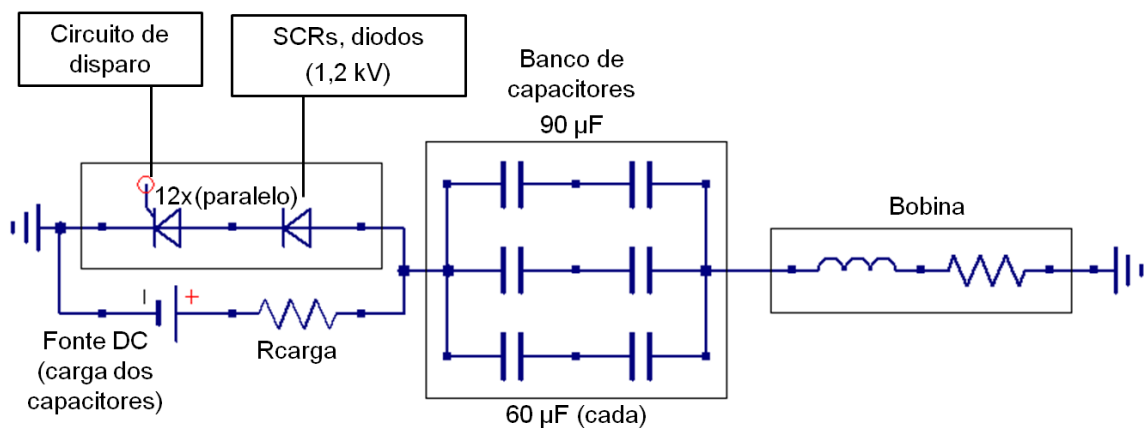


Figura 2.17: Esquemático do circuito gerador de pulsos 3 (parte de potência).

Visualmente e conceitualmente, este circuito é idêntico ao gerador de pulsos 2, dessa forma suas características podem ser visualizadas nas Figuras 2.12 e 2.13.

Como desvantagens da utilização de vários SCR's em paralelo, temos a preocupação com o sincronismo no disparo, levando a modificações no circuito correspondente. O circuito de disparo foi alterado de modo a possibilitar correntes de pico da ordem de 3 A, distribuída simetricamente entre os 12 SCR's através de resistores. A geometria circular do circuito possui intrinsecamente essa simetria, uma vez que os caminhos de corrente até o "gate" dos SCR's são idênticos, possuindo as mesmas indutâncias e resistências parasitas.

Como limitação do gerador de pulsos 3, temos que a tensão máxima de carga dos capacitores é de 1200 V, devido aos SCR's utilizados. Não foram obtidos no mercado SCR's com mesmas características de corrente e tamanho, porém com tensões mais elevadas. Uma solução para este problema seria o uso de SCR's em série, porém o circuito de disparo necessário seria muito mais complexo tendo em vista que parte dos SCR's teria o seu terminal de referência (catodo) a um potencial diferente de “zero” (terra).

Da mesma forma como foi abordado nos circuitos anteriores, a Figura 2.18 mostra a curva de campo e corrente obtida com o gerador de pulsos 3 para uma máxima tensão de carga nos capacitores de 1,2 kV. Aqui, o valor de campo alcança 40 T com uma corrente de 14 kA, e revela um ‘fator de campo’ de 3,8T/100V. A Figura 2.19, por sua vez, apresenta a curva de resistência do chaveamento utilizando os 12 SCR's em paralelo. Nota-se uma redução ainda maior da resistência em relação aos chaveamentos dos circuitos geradores 1 e 2, indicando uma melhora significativa em geral. Outro aspecto relevante é que este circuito se mostrou não-destrutivo, estável, e dentro do limite estipulado de aquecimento da bobina ($< 250^{\circ}\text{C}$). Abordaremos a questão do aquecimento no capítulo 5.

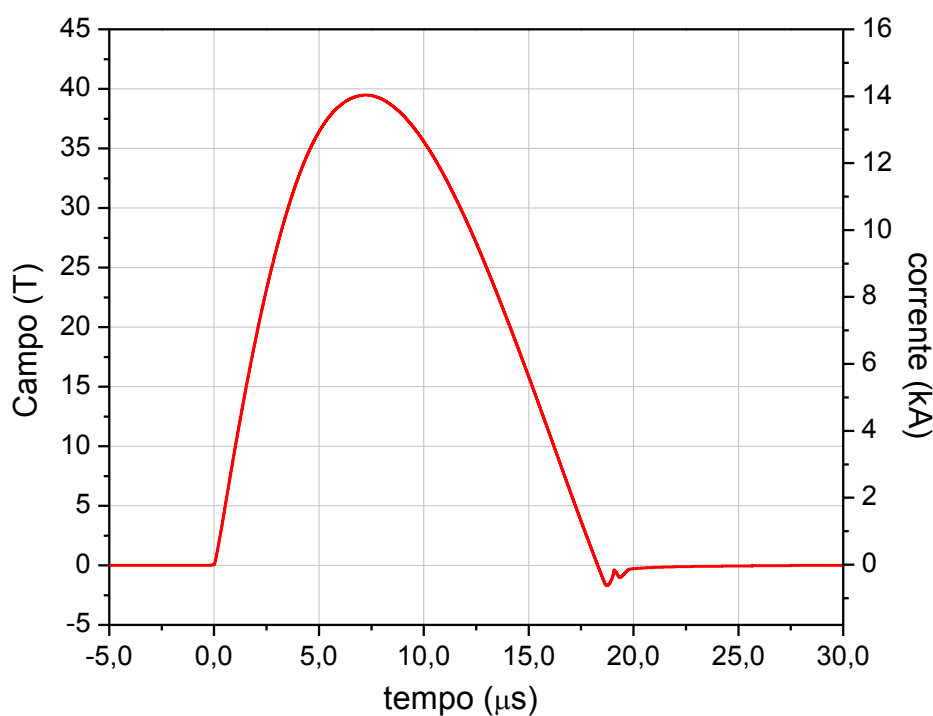


Figura 2.18: Pulso de corrente gerado pelo circuito gerador de pulsos 3, para uma tensão de carga nos capacitores de 1,2 kV.

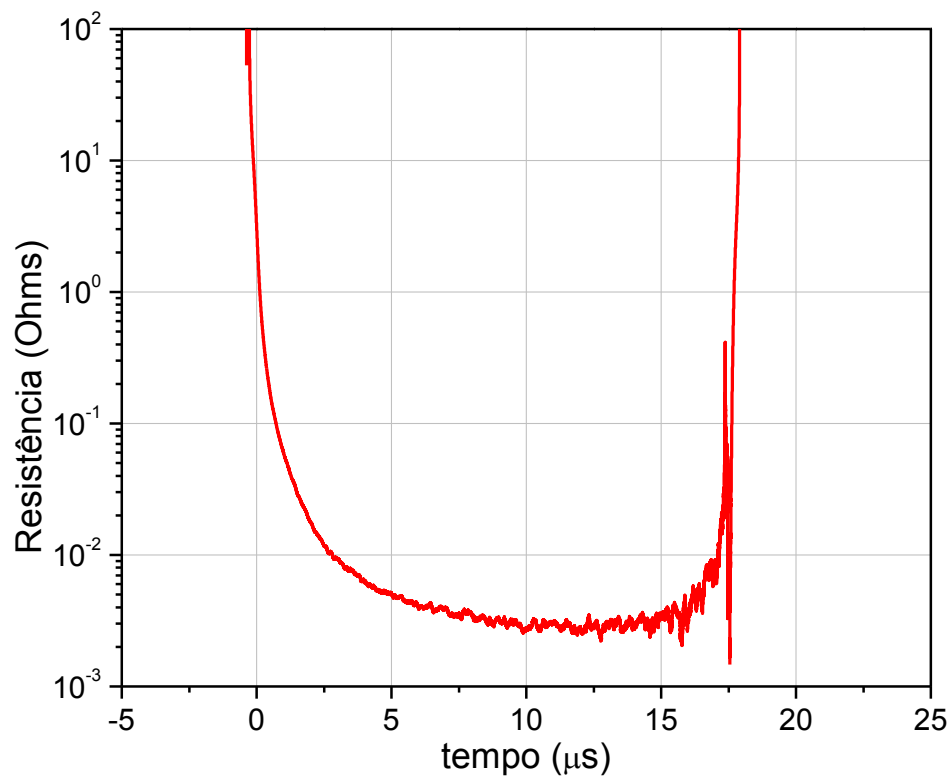


Figura 2.19: Curva de resistência do chaveamento (SCR + Diodo) presente no circuito gerador de pulsos 3.

O custo total do gerador de pulsos 3 é estimado em R\$ 800,00 (\$ 470,00), o que representa um baixo custo tendo em vista a possibilidade de geração de campos magnéticos da ordem de 40 T.

3 BOBINAS GERADORAS DE CAMPO

Devido às altas intensidades de corrente (~15 kA) e aos tempos relativamente curtos, as bobinas utilizadas para geração de pulsos magnéticos estão sujeitas a vários problemas associados à distribuição de corrente no condutor, temperatura, e forças mecânicas. Estes problemas serão abordados separadamente neste capítulo.

3.1 EFEITOS ELETROMAGNÉTICOS

Considerando as geometrias das bobinas utilizadas (com fios cilíndricos e sob a forma de fita, a serem abordadas no sub-item 3.2) e a característica temporal dos pulsos de corrente, os efeitos eletromagnéticos preponderantes são o efeito pelicular e de proximidade. Ambos irão causar variação na resistência e indutância equivalentes da bobina em altas frequências.

3.1.1 Efeito Pelicular

Quando uma corrente alternada está presente em um condutor, a variação do campo magnético em seu interior cria uma diferença de potencial elétrico diretamente proporcional à variação do fluxo magnético ($V = -Kd\Phi/dt$). Como consequência surgem as correntes de Foucault [18], ao redor de cada linha de campo, que atuam no sentido de impedir a variação do próprio campo. Ao somar as correntes de Foucault com a corrente passante no fio observa-se um maior acúmulo de corrente próxima à superfície, em detrimento da corrente na região central do condutor. Por estar diretamente ligado com a variação temporal do fluxo magnético (criado pela corrente), este efeito se intensifica com o aumento da frequência. Além disso, o campo magnético gerado pelas linhas de corrente no condutor, mesmo em condição contínua, sofre o efeito do campo gerado pelas linhas vizinhas, resultando em um afastamento adicional em decorrência da força de Laplace, independente da frequência. Por fim, há o afastamento dos elétrons em consequência da Força de Coulomb. Uma representação esquemática destes fenômenos é mostrada na Figura 3.1.

Apesar de todos estes fenômenos contribuírem para o aumento da densidade de corrente próximo à superfície do condutor, verifica-se que as correntes de Foucault são as principais responsáveis por este efeito em altas frequências [19]. A este fenômeno dá-se o

nome de efeito pelicular, cuja distribuição de corrente depende de diversos fatores geométricos e físicos do condutor, além da frequência do sinal aplicado.

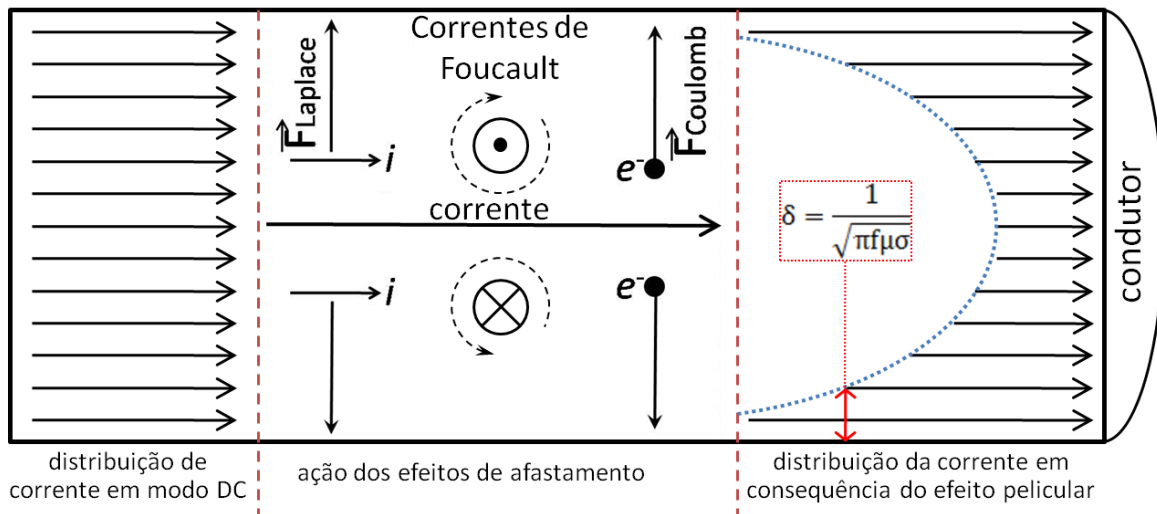


Figura 3.1: Origens do efeito pelicular em um condutor a partir de um corte longitudinal de um fio.

A profundidade pelicular de corrente é definida como sendo a distância a partir da superfície de um condutor até o ponto onde a corrente cai a um valor $1/e$ em relação à encontrada na superfície. Esta distância (δ) é deduzida a partir das equações de Maxwell e é obtida em função das características de um condutor de seção circular [20], pela seguinte expressão:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (1)$$

onde f é a frequência da onda eletromagnética, μ é a permeabilidade magnética do material e σ a condutividade elétrica. O gráfico da Figura 3.3 mostra um exemplo de distribuição de corrente em um fio condutor cilíndrico de cobre, para três frequências distintas, relacionando a densidade de corrente normalizada em função da posição no interior do condutor, também representada, qualitativamente, através da imagem da Figura 3.2, onde é possível comparar com um condutor em forma de fita.

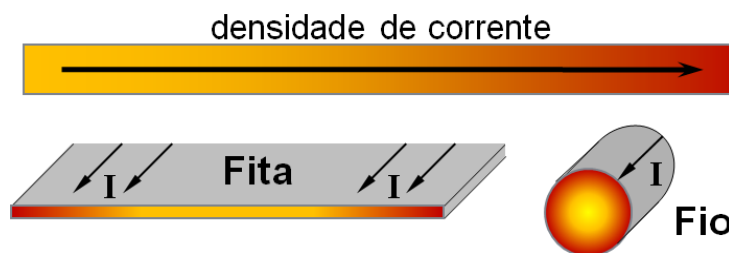


Figura 3.2: Exemplo qualitativo de uma distribuição de densidade de corrente através de dois condutores distintos, fita e fio cilíndrico, observados através de um corte transversal.

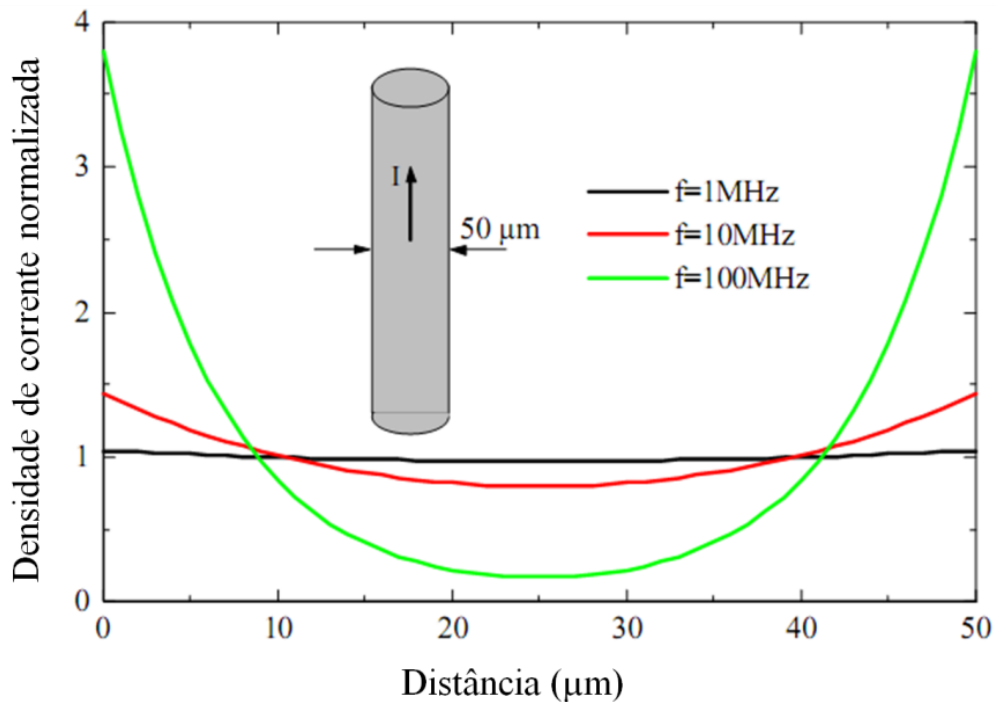


Figura 3.3: Exemplo de distribuição de corrente em um fio condutor sob influência do efeito pelicular para diferentes valores de frequência [21].

3.1.2 Efeito de proximidade

Ao se aproximar dois fios por onde passam correntes elétricas, nota-se uma força de atração ou repulsão de acordo com o sentido das correntes. A esta interação mútua denomina-se efeito de proximidade, também regida pelas mesmas forças das correntes de Foucault do efeito pelicular. No caso de solenoides este efeito é cumulativo devido à proximidade de vários fios, onde cada espira pode ser considerada um condutor isolado das outras. Este é um efeito difícil de ser avaliado analiticamente devido à alta complexidade algébrica, já que depende não somente da posição relativa de cada espira em relação às demais, como também da frequência.

O efeito de proximidade foi melhor estudado ao perceber-se que no fio de Litz [22], desenvolvido para atenuar o aumento da resistência devido ao efeito pelicular, não correspondia ao esperado a partir de determinados valores de frequência, fazendo com que o efeito de proximidade se tornasse o principal limitador desta tecnologia para altas frequências [22]. A Figura 3.4 demonstra como seria a influência para quatro condutores próximos com corrente no mesmo sentido.

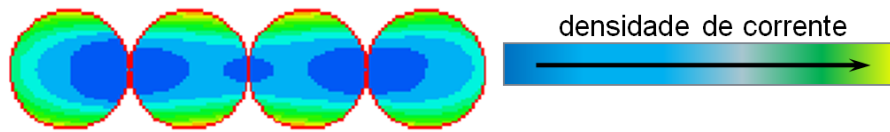


Figura 3.4: Exemplo de distribuição de corrente em condutores próximos a uma frequência de 20kHz.

3.2 GEOMETRIA DAS BOBINAS

No contexto do circuito gerador de pulsos de corrente, a bobina é o componente responsável pela conversão da corrente em campo magnético. Nesta etapa do trabalho buscaremos uma geometria ótima, que permita obter o máximo de campo possível para um determinado valor de corrente, ou seja, maximizar a relação B/I . Desde o início desta pesquisa, no que refere a trabalhos anteriores (IC)[4], buscou-se a melhor geometria para o sistema. Vários modelos foram testados e com o aumento do campo, alguns efeitos indesejáveis se manifestam exigindo um estudo mais profundo e novos modelos.

3.2.1 Tipo da bobina

Diante da vasta gama de possibilidades geométricas para se criar bobinas, seria inviável efetuar durante este trabalho uma análise completa e exaustiva. Optou-se por analisar apenas geometrias cilíndricas. Uma vez determinado o modelo a ser utilizado, existem uma série de variáveis diretas (diâmetro do fio, número de espiras por camada, número de camadas, etc.) e indiretas (resistência, indutância, capacitância, resistência mecânica, aquecimento por efeito Joule, etc.) que precisariam ser determinadas e otimizadas. Com esse objetivo, foram desenvolvidos algoritmos de simulação, para auxiliar na tarefa de otimização. A partir deste ponto a comparação será feita com base em simulações computacionais, que permitirá alterar os parâmetros elétricos e geométricos da bobina dentro de uma modelo fiel à realidade. Esta modelagem computacional é explicada no capítulo 4.

Os modelos a serem investigados aqui são: o solenoide tradicional (condutor de seção transversal circular) e a bobina de fita (condutor de seção transversal retangular). Com relação ao material condutor, limitaremos as análises ao cobre. De forma geral, uma bobina

tradicional é um solenoide com “n” espiras e “p” camadas. A bobina de fita recebe este nome por se tratar de uma fita condutora que é enrolada camada sobre camada, possuindo uma outra fita, isolante, entre as camadas. O conjunto é fixado com adesivo polimerizado dentro de um invólucro próprio de aço, como ilustrado na Figura 3.5. A necessidade do invólucro de aço é para evitar uma possível explosão devido à pressão magnética a que a bobina estará submetida durante o pulso de corrente. A escolha por este modelo de bobina está fundamentada principalmente pela maior resistência mecânica se comparada às bobinas do tipo solenoide com fio de seção circular, pois axialmente (no eixo de simetria) existe apenas uma espira por camada, o que torna a estrutura mais rígida. Além disso, os espaços vazios são minimizados, pois o condutor em fita tem seção transversal retangular.

O circuito gerador de pulsos de corrente utilizado inicialmente com essa bobina possui largura de pulsos da ordem de 130 μs , diferentemente do caso atual, onde o largura dos pulsos situa-se em torno de 15 μs . Essa diferença foi suficiente para salientar os efeitos característicos das altas frequências em condutores (efeito pelicular e de proximidade), colocando em questão o desempenho da bobina de fita neste tipo de circuito. Um conjunto de testes foi efetuado com esta bobina associada ao gerador de pulsos atual, com o objetivo de validar e otimizar suas características.

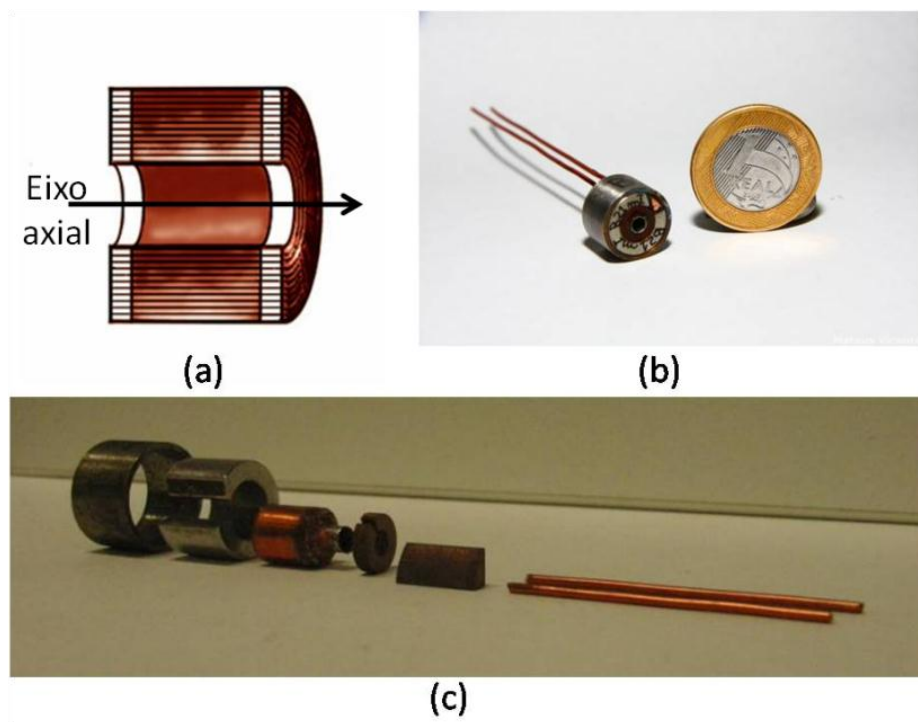


Figura 3.5: Bobinas de fita: a) representação das camadas da bobina; b) bobina montada; c) diversos elementos da bobina antes da montagem [4].

A obtenção das curvas de campo foi realizada através de uma sonda medidora constituída de uma única espira, introduzida no interior da bobina, que induzirá uma força eletromotriz (fem) em resposta à variação temporal do fluxo magnético (Φ), como mostra a equação (2). Já a equação (3) relaciona o fluxo através da área total ($N \cdot A$) da espira em função do campo magnético (B). Considerando que as linhas de campo são paralelas ao vetor área da espira e que o campo é radialmente constante no interior da bobina, pode-se encontrar o campo gerado através da integração da tensão nos terminais da sonda (4), substituindo (2) em (3), que, por sua vez, é proporcional à corrente:

$$fem(t) = -\frac{d\Phi_B(t)}{dt} \Rightarrow \Phi_B(t) = -\int_0^t fem(t)dt \quad (2)$$

$$\Phi_B(t) = B(t) \cdot A \quad (3)$$

$$B(t) = \frac{\Phi_B(t)}{N \cdot A} \propto I \quad (4)$$

Os testes comparativos apresentados a seguir foram realizados sob as mesmas condições do circuito gerador de pulsos de corrente, modificando apenas a bobina. O primeiro teste consiste em comparar a forma de onda da corrente com a forma do campo magnético no interior da bobina, uma vez que é de grande utilidade a obtenção do campo a partir da medida da corrente, já que são diretamente proporcionais. Utilizando então a bobina de fita, foi colocada uma sonda em forma de espira em seu centro, onde teoricamente o campo é máximo e outra sonda similar em outra parte do circuito onde a corrente total passa por um único condutor. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 3.6, onde percebe-se claramente que a curva de campo gerado no interior da bobina de fita difere da medida da corrente fornecida pelo circuito. O que é possível supor, é que a corrente não se distribui uniformemente pela fita durante o período de descarga dos capacitores, concentrando-se nas bordas da fita, o que causa atraso entre as curvas. No entanto, esta explicação não satisfaz a diferença entre os picos de campo e corrente. Esta consequência é certamente devida aos efeitos pelicular e de proximidade, já que as camadas estão muito próximas umas das outras, além do fato da maior dimensão lateral no condutor do tipo fita (largura da fita) em relação ao condutor cilíndrico (diâmetro do fio). Os efeitos eletromagnéticos atrelados a essa anomalia são muito complexos e não foram estudados mais a fundo, pois fogem do âmbito deste trabalho.

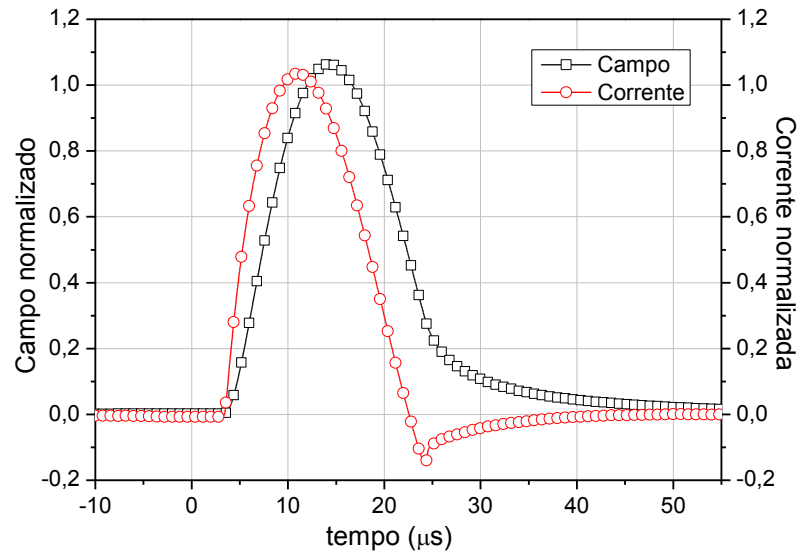


Figura 3.6: Gráfico comparativo entre a curva de corrente e campo magnético para uma bobina de fita.

Ao realizar o mesmo teste com a bobina do tipo solenoide, nota-se, no gráfico da Figura 3.7, que o campo gerado no interior da bobina de fio segue a mesma forma da corrente. Isto comprova que a causa da diferença observada na bobina de fita está relacionada com efeitos eletromagnéticos que se intensificam naquela geometria.

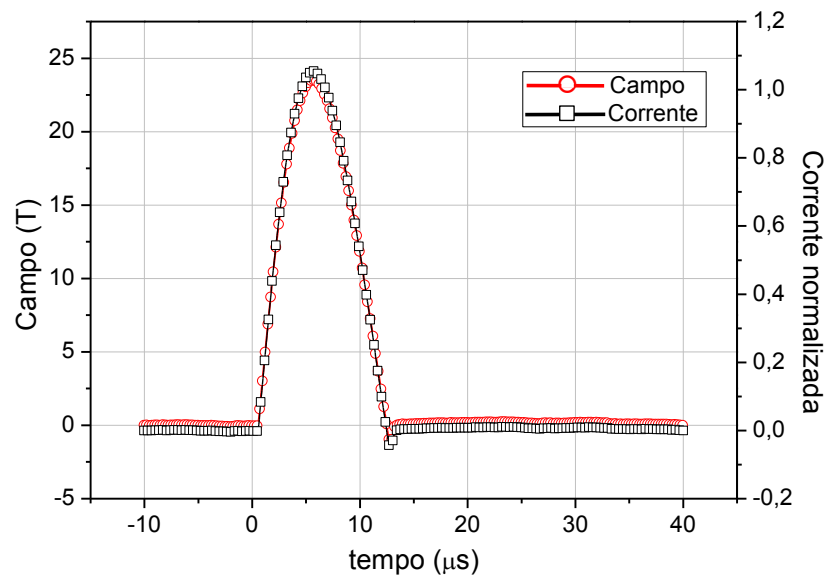


Figura 3.7: Comparação das curvas de campo e corrente para uma bobina de fio.

O segundo teste realizado nesta etapa comparou o campo máximo produzido por cada bobina para um mesmo potencial de carga dos capacitores. Para esta análise foi utilizado o mesmo circuito gerador, trocando apenas as bobinas geradoras. Estas foram construídas de forma que suas resistências e indutâncias sejam próximas. Foi feita então uma sequência de disparos aumentando gradativamente a tensão de carga nos capacitores para cada bobina em questão, analisando-se apenas o valor máximo do campo gerado em seu interior. O resultado obtido encontra-se no gráfico da Figura 3.8.

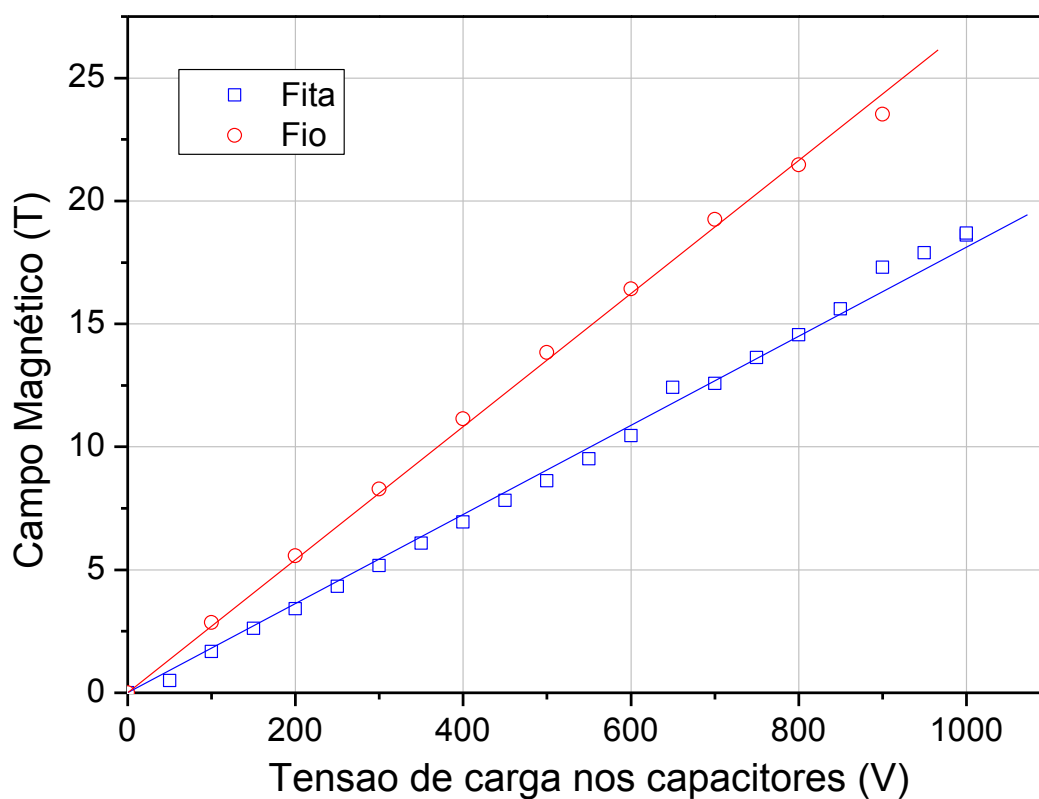


Figura 3.8: Gráfico comparativo de campo magnético gerado no centro das bobinas de fio e fita, em função da tensão de carga dos capacitores.

Adicionalmente a esta análise foram realizadas comparações entre o campo medido e o calculado analiticamente através de um programa desenvolvido em ambiente Matlab. Este programa calcula, com base na Lei de Biot-Savart, o campo gerado ao longo do eixo axial das bobinas a partir dos seus parâmetros geométricos e da corrente passante nas espiras. A explicação de seu funcionamento encontra-se no sub-item 4.6, e os códigos nos Anexos 7 e 9. A Tabela II apresenta os dados referentes a esta análise.

TABELA II: COMPARAÇÃO ENTRE O CAMPO GERADO NO INTERIOR DAS BOBINAS

Tipo da bobina	Corrente (A)	Campo calculado (T)	Campo medido (T)	Diferença (%)
Fita	3000	17,8	14,0	21,3 %
Fio	14000	42,0	39,7	5,5 %

Os dados desta Tabela indicam que o efeito pelicular, nessa faixa de frequência, contribui de forma significativa no sentido de reduzir o campo gerado no centro geométrico de uma bobina em forma de fita, já que esta comparação considera apenas a corrente passando na bobina. É importante ressaltar que parte desta diferença nos valores é esperada pois o cálculo considera uma bobina geometricamente e construtivamente perfeita, e isso não corresponde à realidade.

Diante desses resultados é possível afirmar que para o gerador de pulsos de corrente desenvolvido (largura dos pulsos $\sim 20 \mu\text{s}$), a bobina do tipo solenoide com fio de cobre de seção circular se mostrou mais eficiente, o que nos levou a abandonar a bobina de fita neste trabalho. Apesar de comprovada a maior eficiência em relação à geração de campos magnéticos, esta não apresentou o mesmo desempenho do ponto de vista mecânico, pois sua estrutura física não suportou as intensas forças magnéticas atuantes durante um pulso de máxima corrente. Nesse sentido foram desenvolvidas novas técnicas de construção e testados três tipos de material de suporte aos fios de cobre, apresentados, respectivamente, na Figura 3.9 e na Tabela III.

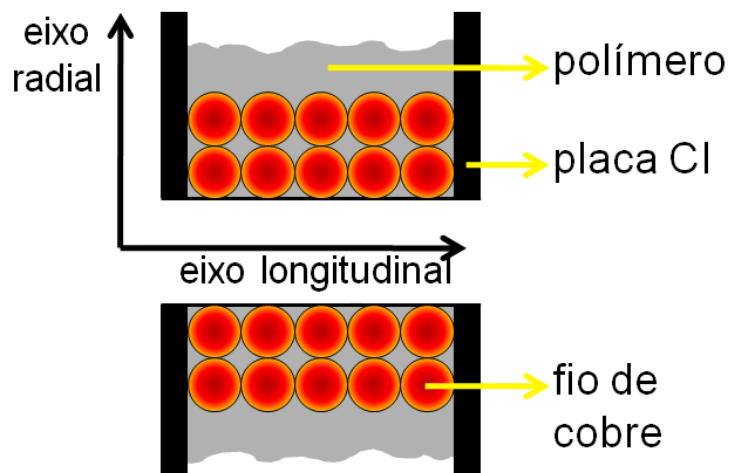


Figura 3.9: Vista em corte da bobina, identificando os elementos relevantes para a sua construção. O enrolamento dos fios é feito ao redor do eixo longitudinal, apoiados em dois discos feitos de placa de circuito impresso (CI). Em seguida enrolar-se o fio Kevlar embebido em cola (Araldite ou Stycast).

TABELA III: ANÁLISE CONSTRUTIVA DAS BOBINAS

Material	Diagnóstico	Campo máximo
Araldite	Deformação da bobina nos sentidos radial e longitudinal	23 T
Kevlar + Araldite	Deformação da bobina no sentido longitudinal	32 T
Kevlar + Stycast	Sem problemas observados	Indeterminado

A solução final adotada foi a construção da bobina entre dois discos feitos de placa de circuito impresso (fibra de vidro + resina epoxy), com reforço de fios de Kevlar impregnados com resina Stycast. Esta bobina suportou os valores máximos de corrente fornecida pelo gerador de pulsos 3 sem danos aparentes à sua estrutura.

4 MODELAGEM COMPUTACIONAL

Programas de simulação de circuitos eletrônicos são comumente utilizados para prever ou analisar em detalhes o funcionamento de um sistema, possibilitando um refinamento do projeto antes de se efetuar a montagem real ([15],[23]). Porém essas ferramentas só fornecem respostas confiáveis quando os modelos dos componentes utilizados correspondem com fidelidade ao comportamento real. Especialmente quando se trabalha com componentes não lineares como, por exemplo, diodos, transistores e tiristores, problemas de convergência numérica levam às vezes à necessidade de simplificação dos modelos, acarretando uma menor exatidão do resultado ([24],[25]). Fontes de erros adicionais advêm de componentes considerados lineares nos modelos de simulação, mas que no entanto sofrem alterações nos seus parâmetros devido a efeitos secundários como temperatura, esforços mecânicos, efeitos de saturação, etc. Nesses casos a simulação pode levar a erros consideráveis deixando de ser uma boa referência para a análise detalhada do circuito.

O nosso interesse em criar um modelo de simulação que levasse em conta esses aspectos comportamentais surgiu da necessidade de verificar se o circuito seria capaz de produzir altos valores de corrente (15 kA) em curtos períodos de tempo ($\sim 20 \mu\text{s}$). Outro ponto chave para o desenvolvimento desse modelo (apresentado adiante) é a inserção, como variáveis, dos parâmetros geométricos da bobina escolhida, constituindo a segunda etapa das análises realizadas no capítulo anterior. Por se tratar de pulsos nessa escala de tempo (μs), é imprescindível levar em consideração a variação da resistência da bobina devido ao efeito pelicular e de proximidade, assim como a alteração da indutância neste último caso. Além desse aspecto, as altas correntes presentes na bobina geram uma potência não desprezível, que alterará a sua temperatura e conseqüentemente a sua resistência durante o tempo do pulso. Os parâmetros de simulação encontrados na modelagem a seguir são obtidos majoritariamente a partir de medidas experimentais utilizando os próprios componentes reais, o que possibilita uma maior fidelidade dos resultados simulados.

4.1 CIRCUITO E COMPONENTES LINEARES

Os elementos lineares de um circuito (resistores, capacitores e indutores) são os mais simples de serem modelados, no entanto, em se tratando de modelagem em altas frequências,

também requerem atenção especial, pois não se comportam como elementos únicos. Por exemplo, ao observar um resistor encontramos o valor de sua resistência, que é fornecido pelo fabricante, entretanto, a este item se soma uma indutância e uma capacitância parasitas, normalmente desconsideradas na maioria das análises. No entanto, para uma modelagem precisa em altas frequências, faz-se necessário considerar os elementos parasitas, resultando sempre em modelos RLC compostos, para qualquer resistor, capacitor ou indutor. A abordagem aqui adotada será a de parâmetros concentrados, tendo em vista que a dimensão dos elementos de circuito em questão são muito inferiores aos comprimentos de onda nas frequências utilizadas.

Na modelagem adotada do circuito gerador de pulsos 2 para simulação, subdividiremos o circuito principal de acordo com a quantidade de elementos presentes, utilizando a abordagem de parâmetros concentrados e considerando os elementos parasitas do circuito. Dessa maneira aos capacitores são adicionadas uma indutância (L_{cap} [Figura 4.1]) e uma resistência (R_{cap} [Figura 4.1]) em série, à bobina uma resistência em série (R_{bob} [Figura 4.1]), e ao restante do circuito (diodo, SCR, trilhas e contatos) uma indutância (L_{cir} [Figura 4.1]) e uma resistência (R_{cir} [Figura 4.1]) em série. O fato de não constar uma capacitância parasita associada em paralelo à bobina e ao circuito deve-se unicamente ao seu valor ser desprezível (< 100 pF) em relação à capacitância total (C_{cap} [Figura 4.1]), que possui valor nominal de 90 μ F. O chaveamento (SCR+diodo) foi considerado como um elemento ideal, e suas resistências e indutâncias foram embutidas nos parâmetros do circuito. A modelagem até este ponto pode ser vista na Figura 4.1.

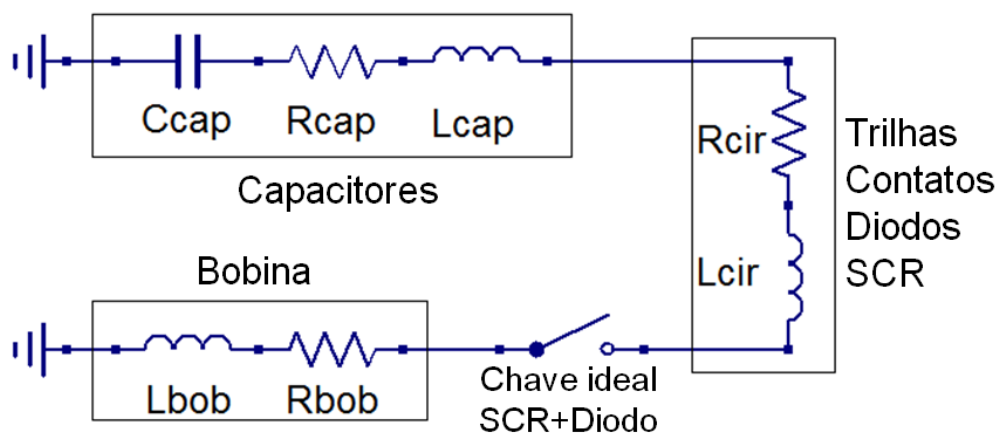


Figura 4.1: Primeira concepção do circuito elétrico a ser simulado, sob a perspectiva de parâmetros concentrados.

Utilizando o software de simulação livre QUCS (Quite Universal Circuit Simulator, versão 0.0.15), efetuamos uma simulação transiente desta modelagem (Figura 4.1), cuja curva de corrente é mostrada na Figura 4.2 juntamente com a medida experimental. Observa-se que a simulação apresenta erros significativos, que são provenientes de aspectos que serão discutidos a seguir.

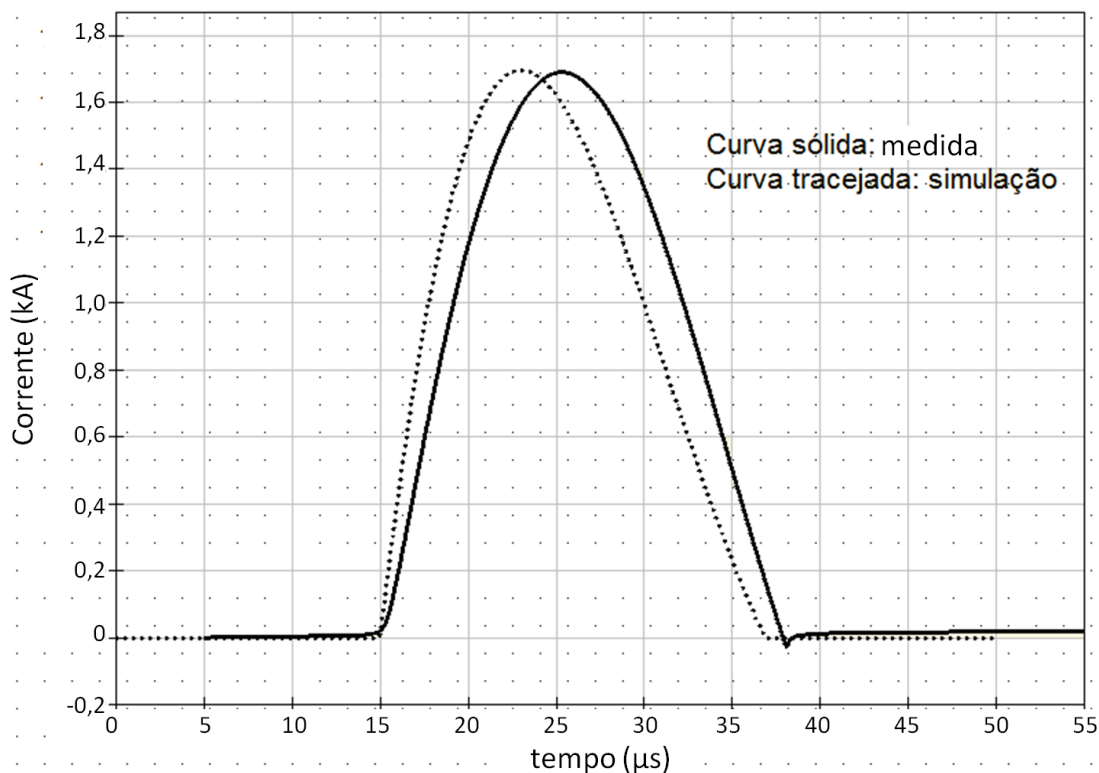


Figura 4.2: Diferença entre a curva real e simulada, de um pulso de corrente, através dos parâmetros concentrados.

4.2 CHAVEAMENTO DOS DIODOS E SCR

Apesar do software oferecer uma série de modelos pré-definidos tanto para o SCR quanto para o diodo, e mesmo que se utilize as características fornecidas pelos fabricantes, ainda assim a simulação não reproduz com precisão uma situação real. Um rápido levantamento de hipóteses indica que, no caso de se trabalhar com altas correntes (superiores a 10.000 A) e altas variações ($di/dt \sim 2 \text{ kA}/\mu\text{s}$), os modelos propostos dos componentes não

lineares já não representam com exatidão seu comportamento real. Para corrigir esta falha foi desenvolvido um sub-circuito auxiliar baseado em dados extraídos experimentalmente do próprio componente. Este sub-circuito foi construído através de manipulação de dados e trata-se de uma resistência controlada por tensão construída a partir de uma fonte de tensão advinda de um arquivo de dados medidos no componente real. O arquivo de dados que representa a resistência do conjunto SCR e Diodo foi obtido a partir da medida da tensão e corrente nos mesmos durante o pulso, ou seja, é um conjunto de dados de resistência em função do tempo, adquiridos com um osciloscópio digital (Lecroy LT584). Baseado em um dispositivo de equação definida (EDD no QUCS) dividido em blocos, o sub-circuito é mostrado na Figura 4.3, onde o bloco 1 representa a entrada dos dados experimentais (sob a forma de arquivo de pontos resistência x tempo), e o bloco 2 representam o conjunto SCR e Diodo em série. Pelo fato dos blocos estarem limitados a criar corrente a partir de tensões, os terminais do bloco 2 (saída) devem corresponder à razão entre tensão e resistência. A maneira como isto é feito pode ser visualizada na Figura 4.3, onde a corrente no bloco 2 é definida como a tensão naquele ponto resultante do resto do circuito, ou seja, a tensão no próprios terminais (V_2) dividido pela tensão nos terminais do bloco 1, que por sua vez corresponde ao conjunto de dados de resistência do SCR e Diodo, obtidos experimentalmente, convertidos em Volts. O valor $1e-9$ somado no denominador é um artifício para impedir que o cálculo resulte em indeterminação quando $V_2=0$. Desta forma, este sub-circuito modela a variação da resistência do conjunto SCR e Diodo em função do tempo. Para exemplificar a funcionalidade do modelo construímos um gráfico temporal da razão V_1/I_1 , que pode ser observado na Figura 4.4.

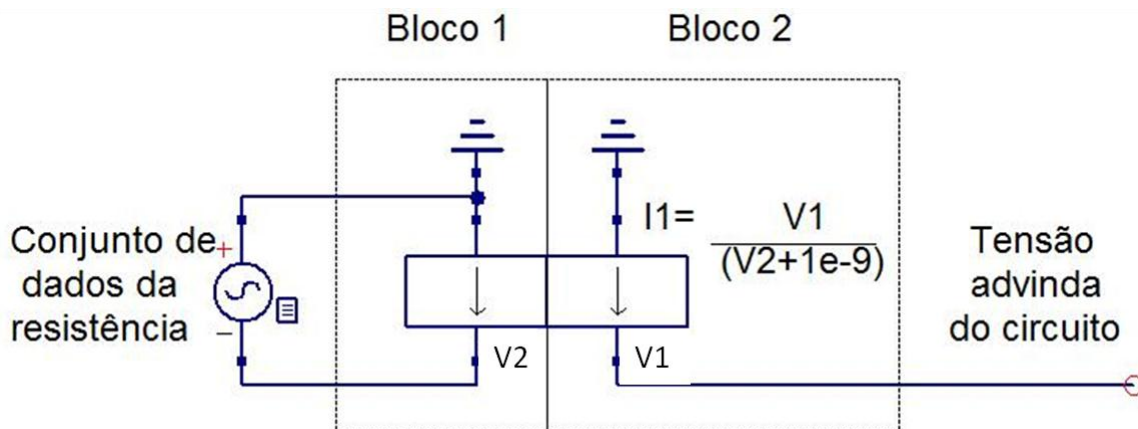


Figura 4.3: Modelagem do chaveamento do SCR e Diodo, através do QUCS.

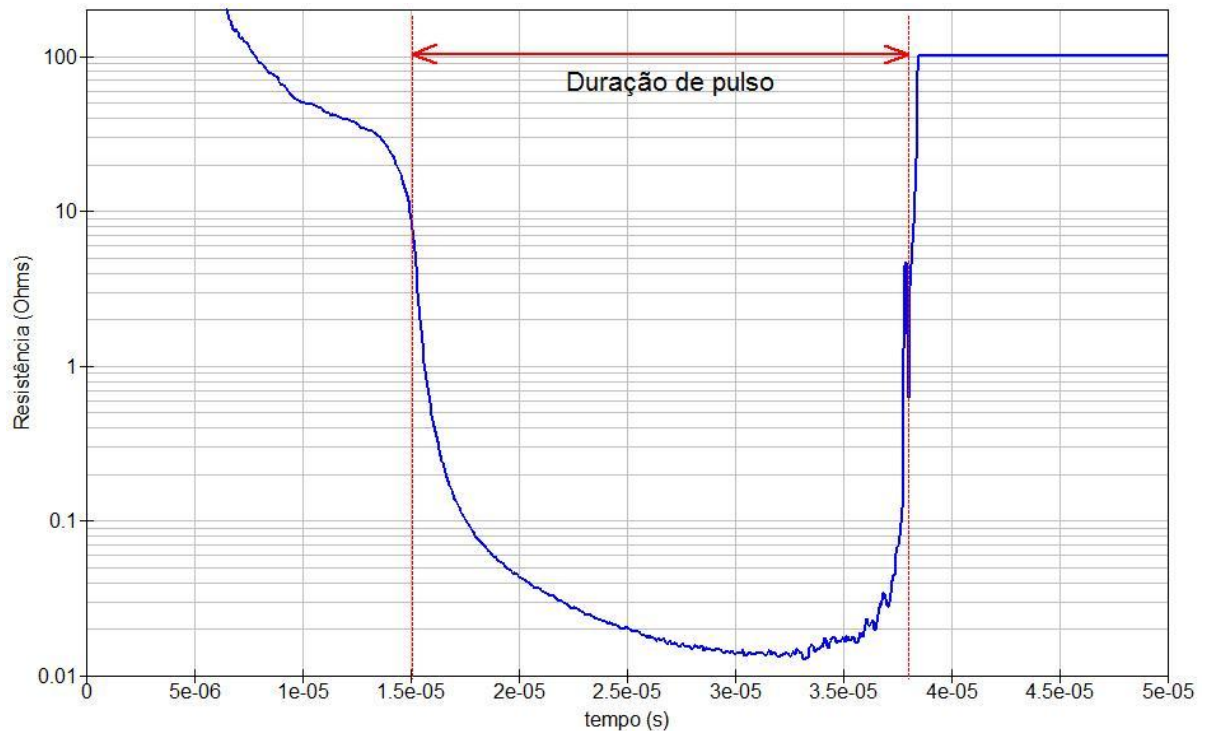


Figura 4.4: Resistência medida nos terminais do Bloco 2, para o modelo feito no QUCS. Percebe-se a fidelidade ao constatar que esta curva simulada é idêntica à curva medida experimentalmente.

4.3 RESISTÊNCIA VARIÁVEL COM AQUECIMENTO

A resistência da bobina tem papel fundamental em circuitos geradores de altos campos pulsados, pois ela determina a corrente máxima, a forma do pulso, e também a potência dissipada, que resulta no seu aquecimento. Quanto menor esta resistência, maior a corrente e menor o aquecimento. Fios supercondutores seriam elementos ideais para esta finalidade, porém não podem ser usados neste caso devido às altas densidades de correntes presente ($8 \cdot 10^4 \text{ A/mm}^2$), muito superiores à densidade de corrente crítica dos materiais conhecidos atualmente ($2,3 \cdot 10^4 \text{ A/mm}^2$) [26]. Mais uma vez foi necessário desenvolver um sub-circuito que, acoplado ao modelo principal, pudesse representar um resistor variável com a temperatura gerada por efeito Joule durante o pulso de corrente. Para fazer isso fizemos duas considerações: a) a energia dissipada na bobina é toda transformada em calor, sendo este processo adiabático tendo em vista a curta duração do pulso de corrente; b) verificamos experimentalmente que o aquecimento do restante do circuito é desprezível dada a sua massa e menores densidades de corrente. Sob essas circunstâncias, apenas o componente “Rbob” da Figura 4.1 será remodelado.

Embasaremos esta modelagem em conceitos e equações físicas, dada a dificuldade em se medir a temperatura da bobina em tempo real durante o pulso de corrente. De acordo com as considerações feitas, a energia dissipada na bobina pode ser representada pela relação

$$\Delta E = mc\Delta T \quad (5)$$

onde ΔE é a variação de energia, m a massa do cobre apenas, c o calor específico do cobre e ΔT a variação de temperatura. Para calcular o aumento da resistência com a temperatura será utilizado apenas a relação de primeira ordem, resultando em:

$$R = R_0(1 + \alpha\Delta T) \quad (6)$$

onde R é a resistência, R_0 é a resistência inicial e α é a constante de aquecimento de primeira ordem do material. Das equações (5) com (6) chegamos a:

$$R = R_0 \left(1 + \frac{\alpha\Delta E}{mc} \right) \quad (7)$$

que relaciona a resistência com a energia dissipada. Assim, de posse da energia dissipada pelo sistema bastaria multiplicar por uma constante para se obter a resistência variável. Com base nessa teoria, esta modelagem foi feita com o mesmo dispositivo EDD utilizado no tópico anterior, sendo que desta vez foram necessários três blocos e não houve a necessidade de um arquivo de dados pré-definidos. Como podemos ver na Figura 4.5, o Bloco 2 tem seus terminais ligados a uma fonte de tensão controlada por corrente, com fator de conversão igual a 1, ou seja, 1 Ampère equivale a 1 V. Esta conversão é necessária para criar uma tensão nos terminais deste bloco, pois, como já foi comentado anteriormente, o dispositivo EDD só permite equações que envolvem as tensões em seus terminais. Fazendo isso, o bloco passa a ter uma tensão V_2 igual à corrente passante no circuito. O Bloco 1 é definido como um gerador de corrente igual a:

$$I_1 = aV_2V_3 \quad (8)$$

onde a é uma constante, V_2 é a tensão nos terminais do Bloco 2, e V_3 é a tensão nos terminais do Bloco 3. Esta corrente carrega o capacitor C (cujo valor é de 1 F) ao longo do tempo, gerando uma tensão V_1 (mostrada na equação (9)) que é proporcional à sua integral temporal. Como I_1 representa uma potência, a integral toma dimensão de energia, e consequentemente

V_1 toma dimensão de resistência, representando um incremento resistivo devido ao aquecimento. Esta relação quando comparada à equação (7) informa que a constante multiplicativa k equivale às constantes α , m e c do cobre.

$$V_1 = \frac{1}{c} \int k I_1 dt \quad (9)$$

Finalizando a modelagem, o Bloco 3 gera uma corrente I_3 (10), decorrente da razão entre a tensão em seus terminais (V_3) e a resistência inicial R_0 multiplicada pelo incremento V_1 somada à resistência inicial. Adicionalmente a esta modelagem, foi inserido uma resistência (R) após o Bloco 1 com a finalidade de descarregar a carga armazenada no capacitor (C), representando o esfriamento da bobina após o pulso, permitindo estimar o tempo necessário para se realizar um novo disparo.

$$I_3 = \frac{V_3}{R_0(1+V_1)} \quad (10)$$

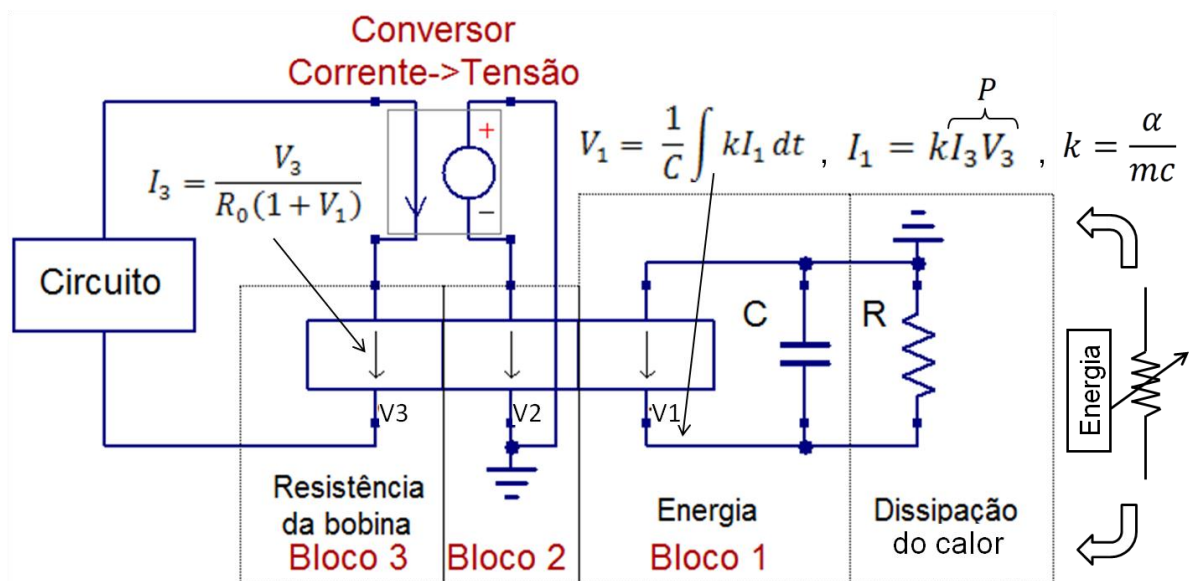


Figura 4.5: Modelagem, no QUCS, da resistência variável com o aquecimento.

4.4 RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA DA BOBINA VARIÁVEIS COM FREQUÊNCIA

Vimos que efeitos eletromagnéticos em um condutor, como o efeito pelicular e efeito de proximidade, são fatores que alteram de forma significativa a distribuição da corrente através de um fio, alterando tanto sua resistência como sua indutância. Vimos também que

esses efeitos são maiores quanto maior for a frequência, e, para o efeito de proximidade, se intensifica em função da quantidade e proximidade dos fios. Uma maneira relativamente simples de determinar a influência desses efeitos é apresentada por Dowell [27]. Com seu método foi possível reconstruir a curva de perdas (variações da resistência e indutância) apropriada a este caso em particular. Para modelar estes efeitos foi utilizado mais um sub-circuito (Figura 4.6), baseado em conjuntos de indutores e resistores em cascata ([28],[29]). Neste sub-circuito, a indutância da bobina foi dividida em duas contribuições, L_{ext} e L_{int} , que são, respectivamente, a indutância externa, que é a parcela constante, e a indutância interna, parcela que sofre influência dos efeitos eletromagnéticos.

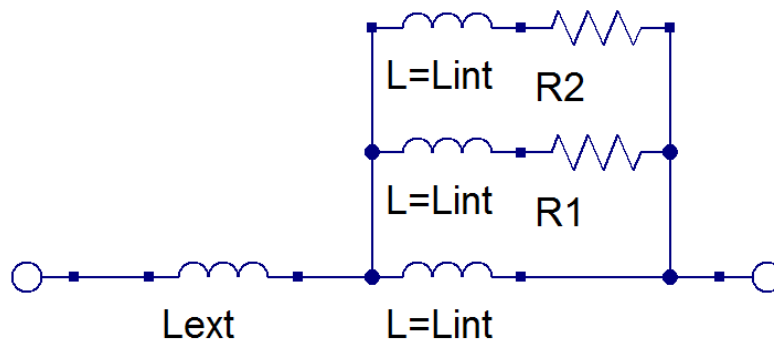


Figura 4.6: Modelo adotado para simulação dos efeitos pelicular e de proximidade.

Através da metodologia proposta em [28], os valores de L_{ext} , L_{int} , R_1 e R_2 para a bobina utilizada são respectivamente 345 nH, 90 nH, 0,32 m Ω e 3,2 m Ω .

Esta modelagem com apenas três ramos representando a variação da indutância e resistência internas do condutor, é válida para a faixa de frequências de zero a 1 MHz. Uma análise do espectro de frequências (Figura 4.7) presente no pulso de corrente real revela que mais de 99% da energia se concentra nessa faixa, tornando-se desnecessária um aumento na complexidade do modelo. A acurácia deste modelo ainda não foi verificada experimentalmente para a bobina em questão. É sabido que, pelo método de Dowell, seria necessário mais uma rede de indutores e resistores para representar as perdas em uma bobina de duas camadas. Devido a este motivo a indutância interna da bobina não é corretamente modelada, sendo largamente superestimada. Dessa forma optamos pelo modelo que considera apenas uma camada, pois nele a variação da indutância interna é melhor modelada, se adaptando adequadamente ao nosso problema.

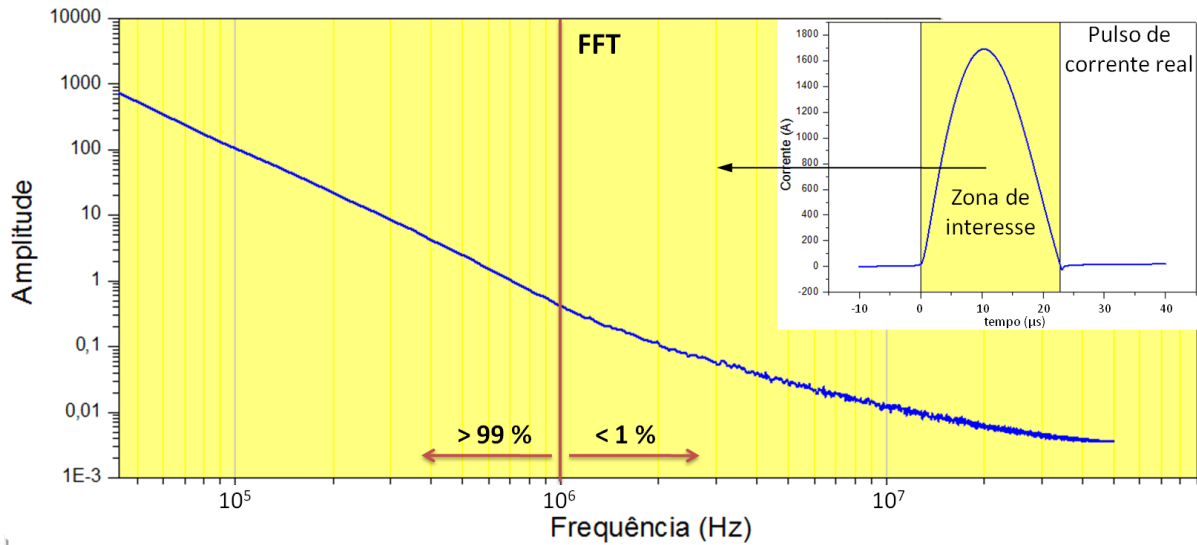


Figura 4.7: Espectro de frequência da curva de corrente durante um pulso, através do método de FFT.

4.5 EXEMPLO DE APLICAÇÃO

Para exemplificar a acurácia da modelagem proposta, foi utilizado o circuito gerador de pulsos 2 em conjunto com uma bobina tipo solenoide, como modelo real de gerador de pulsos de corrente. Antes de sobrepor as curvas experimentais e as simuladas, foram monitorados alguns pontos de tensão no circuito real com o osciloscópio, a fim de obter mais dados para comparação. Os pontos observados foram: a tensão entre o capacitor e o diodo, chamado de V_c , e entre o capacitor e o indutor, V_1 , observáveis na Figura 2.3, e a *f.e.m.* induzida em uma espira situada no interior da bobina geradora.

4.5.1 Obtenção das curvas reais do circuito

Circuitos que operam com valores intensos de corrente em intervalos de tempo tão curtos podem se tornar grandes vilões quando o assunto é fazer medições. A ideia de introduzir uma resistência shunt na malha de corrente, mas isso resultaria em um aumento na resistência total do circuito e consequente redução da corrente. A solução mais viável é o uso de uma espira de medição em um ponto estratégico do circuito, no entanto faz-se necessária uma calibração, que requer um conhecimento prévio da corrente. A solução deste problema se deu através do monitoramento de tensões em alguns pontos do circuito, seguido pelo

tratamento dos dados baseados na teoria de circuitos elétricos. A aquisição dos dados foi feita com um osciloscópio digital LeCroy 584.

A razão de termos escolhido a tensão no indutor e a f.e.m. induzida na bobina é para que seja possível determinar a curva de corrente sem depender de uma medida direta. Observando a Figura 2.3, e de baseado nas leis de Kirchoff, podemos dizer que a tensão V_L corresponde a:

$$R_L I = V_L - L \frac{dI}{dt} \quad (11)$$

onde R_L é a resistência da bobina, L a indutância e I a corrente. Outra relação conhecida é a proporcionalidade direta entre campo e corrente, e por consequência suas variações transientes. Devido a esta proporcionalidade, concluímos que as formas de onda dI/dt e $d\Phi/dt$ (*f.e.m.*) são iguais, se multiplicarmos por um fator k_1 , permitindo transformar a equação (11), que resulta em:

$$R_L I = V_L - k_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (12)$$

onde o lado esquerdo é proporcional ao campo B , encontrado pela equação (4). Sendo assim, existe um único valor de k_1 capaz de fazer com que o lado direito da equação (12) tenha o mesmo formato do campo, obtendo assim $R_L I$. Voltando à equação (11), isolamos agora o termo diferencial, e trabalhamos a relação de modo a isolar a corrente I :

$$I = \frac{1}{L} \int_0^t (V_L - R_L I) dt \quad (13)$$

De posse da corrente real e das tensões no circuito medidas com o osciloscópio, foi possível encontrar a curva de resistência da bobina e do conjunto SCR-Diodo, já representada pela Figura 4.4. Nesta análise a indutância da bobina foi considerada constante e pode ser determinada pelo método de ajuste de curvas, utilizando-se o programa de simulação de circuitos QUCS.

Ainda sobre este tratamento de dados, foi possível determinar com exatidão a curva de energia dissipada na bobina, através da relação de potência elétrica, válida para todas as resistências do circuito:

$$E_{diss} = \int_0^t R_L I^2 dt \quad (14)$$

Observando a Figura 4.8, adquirida através deste método, verificamos que é possível determinar a energia total dissipada durante o pulso e calcular as devidas proporções. Neste caso a energia total dissipada no circuito foi de aproximadamente 1,58 J e através da integral (14) vimos que a energia dissipada na bobina foi de 0,57 J, concluindo que a bobina possui aproximadamente 36 % da resistência total do circuito, já que o aquecimento da mesma para o pulso em questão foi desprezível ($\sim 5^\circ\text{C}$, verificado através da medida da resistência da bobina antes e imediatamente após o pulso).

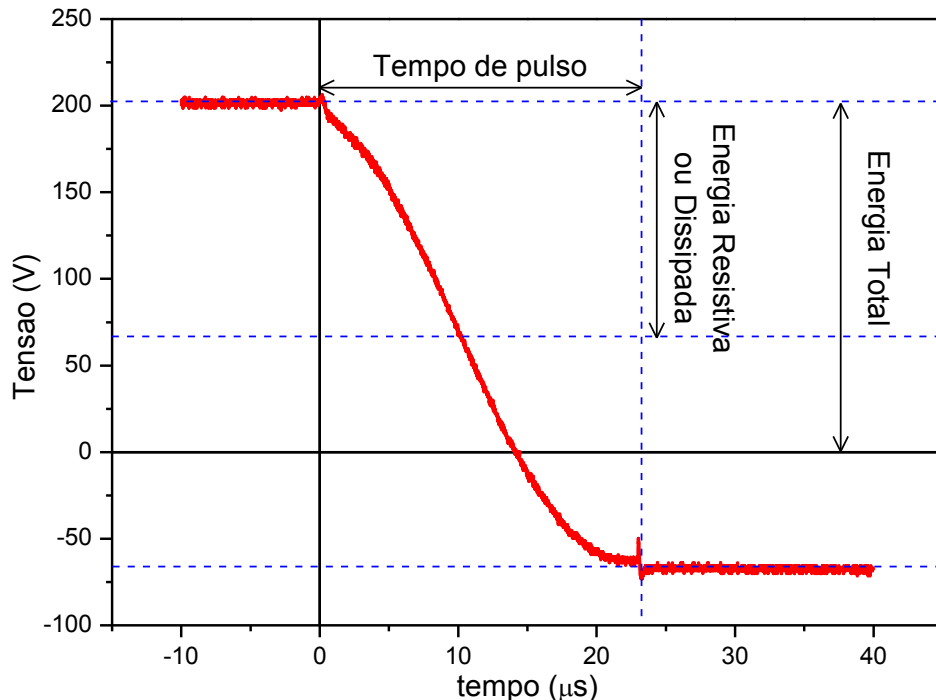


Figura 4.8: Tensão nos capacitores durante um pulso de corrente de 200 V de carga utilizando o circuito gerador de pulsos 2.

4.5.2 Obtenção dos parâmetros concentrados e constantes

O arranjo série-paralelo dos seis capacitores de 60 μF (C_{cap} [Figura 4.1]), resulta em uma capacitância equivalente de 90 μF . A capacitância parasita do restante do circuito foi desconsiderada, tendo em vista que situa-se na ordem de centenas de pF. A indutância da bobina (L_{bob} [Figura 4.1]) foi medida através da análise da sua impedância em função da frequência em um circuito ressonante RLC série, tendo-se o valor de C conhecido. Na frequência de ressonância, a equação (15) fornece a indutância (L_{bob} [Figura 4.1]) da bobina, igual a 365 nH. Pelo mesmo método da ressonância, determinamos a indutância em série dos capacitores (L_{cap} [Figura 4.1]) como sendo 20 nH. A resistência da bobina não pode ser determinada de forma direta a partir do tratamento de dados no item anterior, pois a mesma é dependente da temperatura que varia durante o pulso de corrente. A resistência do circuito está vinculada diretamente ao elemento de chaveamento (SCRs), sendo fortemente não linear. A simples determinação da resistência da bobina e sua proporção em relação ao circuito não é informação suficiente para sabermos seus reais valores durante o pulso, por causa de efeitos de aquecimento e de chaveamento. A resistência total do circuito (R_{cir} [Figura 4.1]) será estimada para cada trecho por meio de ajuste de curvas durante a simulação. Durante o ajuste, a resistência do capacitor (R_{cap} [Figura 4.1]) foi incluída na resistência do circuito e foi considerada constante.

$$L = \left(\frac{1}{2\pi f}\right)^2 \left(\frac{1}{C}\right) \quad (15)$$

Ainda sobre a pré-simulação, existem algumas constantes advindas das modelagens que precisam ser definidas. Começando por α (Eq.7), conhecida como a constante de aquecimento de primeira ordem, optamos por não utilizar um valor Tabelado, pois depende da pureza do cobre utilizado no fio, que não conhecemos. Esta constante é de extrema importância, pois é através dela que teremos a temperatura da bobina. Para calcular esta constante, foi medida a resistência (método das quatro pontas) de uma bobina (idêntica à utilizada no circuito) em uma faixa de temperaturas de 25 °C a 180 °C. Para medida da temperatura foi utilizado um termopar tipo K, introduzido na bobina recheada com pasta térmica à base de alumina. Visando uma melhor homogeneidade de temperatura, este conjunto foi mergulhado em um banho de óleo e foi aquecido em uma estufa (Figura 4.9). O resultado desta medida é apresentado na Figura 4.10, onde também aparecem os ajustes lineares para a obtenção da constante α do fio de cobre utilizado.

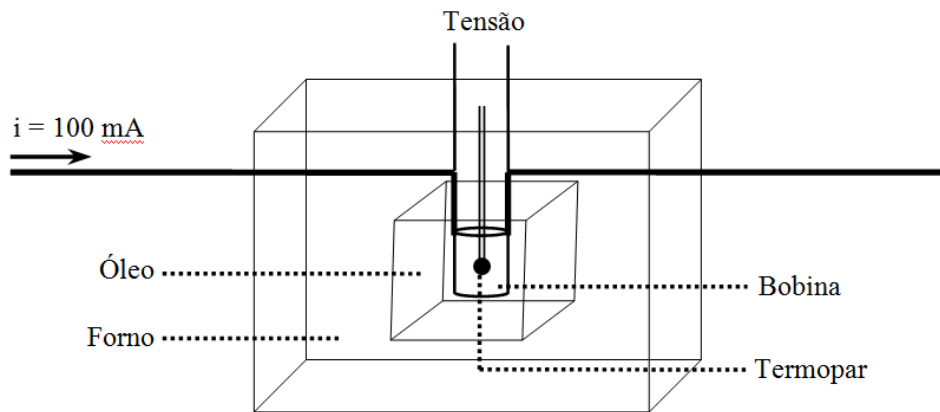


Figura 4.9: Montagem experimental para determinação da resistência em função da temperatura.

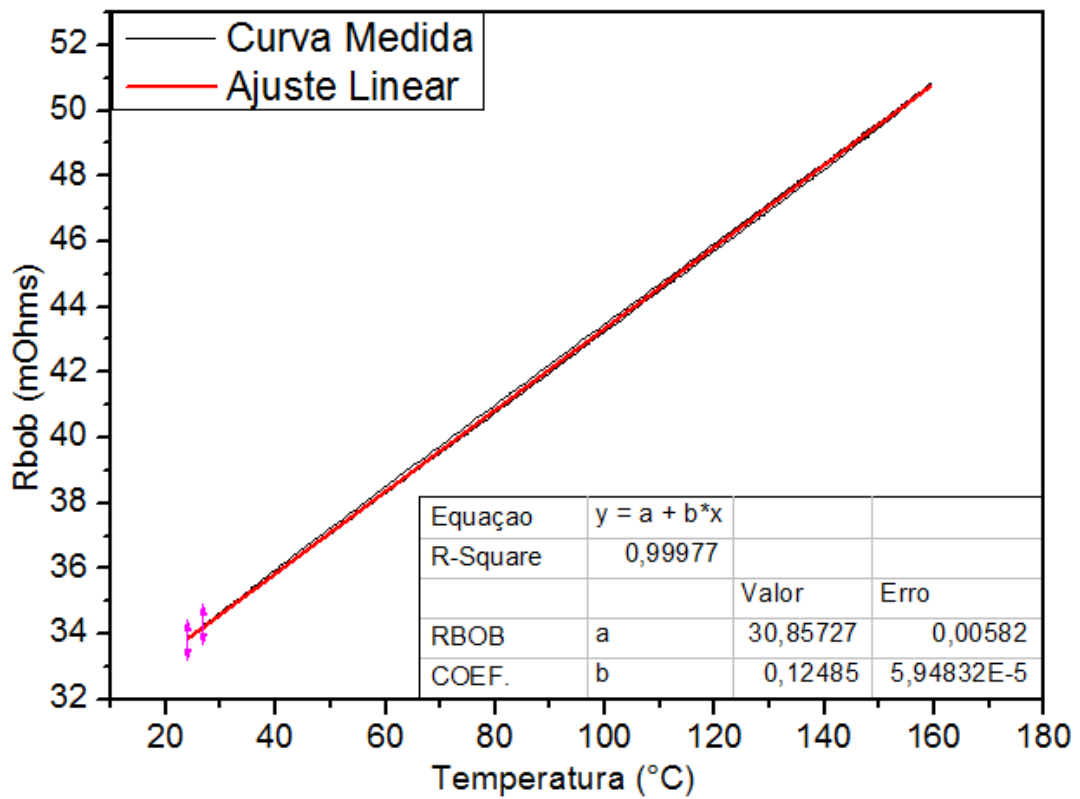


Figura 4.10: Curva de resistência do fio da bobina em função da temperatura.

O que interessa nesta análise é o coeficiente b , que pode ser igualado ao termo αR_0 em (6). Sabendo que R_0 é a constante a desta análise,

$$\alpha = \frac{b}{a} = 4,046 \cdot 10^{-3} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-1} \quad (16)$$

A validade desse dado se verifica pela proximidade com o valor tabelado, de aproximadamente $4 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ [30]. A última constante a ser determinada foi o calor específico c do cobre [31], considerado $0,3845 \text{ Jg}^{-1}\text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ à temperatura ambiente. Esse valor foi considerado constante na faixa de temperatura de operação das bobinas em questão (15 a $250 \text{ } ^\circ\text{C}$), tendo em vista sua variação ser inferior a 5%, pelo fato de estarmos próximos à temperatura de Debye para o cobre ($70 \text{ } ^\circ\text{C}$) [32].

As últimas constantes a serem definidas são a resistência inicial e final da bobina, imediatamente após o pulso de corrente. No gráfico da Figura 4.11, as linhas vermelhas representam o valor médio da medida para um disparo de 200 V de carga nos capacitores. Dessa forma verificamos um aumento na resistência de aproximadamente 2%, passando de $15,87 \text{ m}\Omega$ para $16,21 \text{ m}\Omega$. De acordo com a Eq. 10 e conhecendo α (Eq. 16), descobrimos que o aquecimento da bobina é em torno de $5,3 \text{ } ^\circ\text{C}$. Vale lembrar que estes valores de resistência são para o regime DC, e que sua única utilidade é verificar o aquecimento. Durante um pulso, esta resistência apresenta também variações instantâneas devidas ao efeito pelicular, que está diretamente ligado às componentes de frequência contidas no pulso.

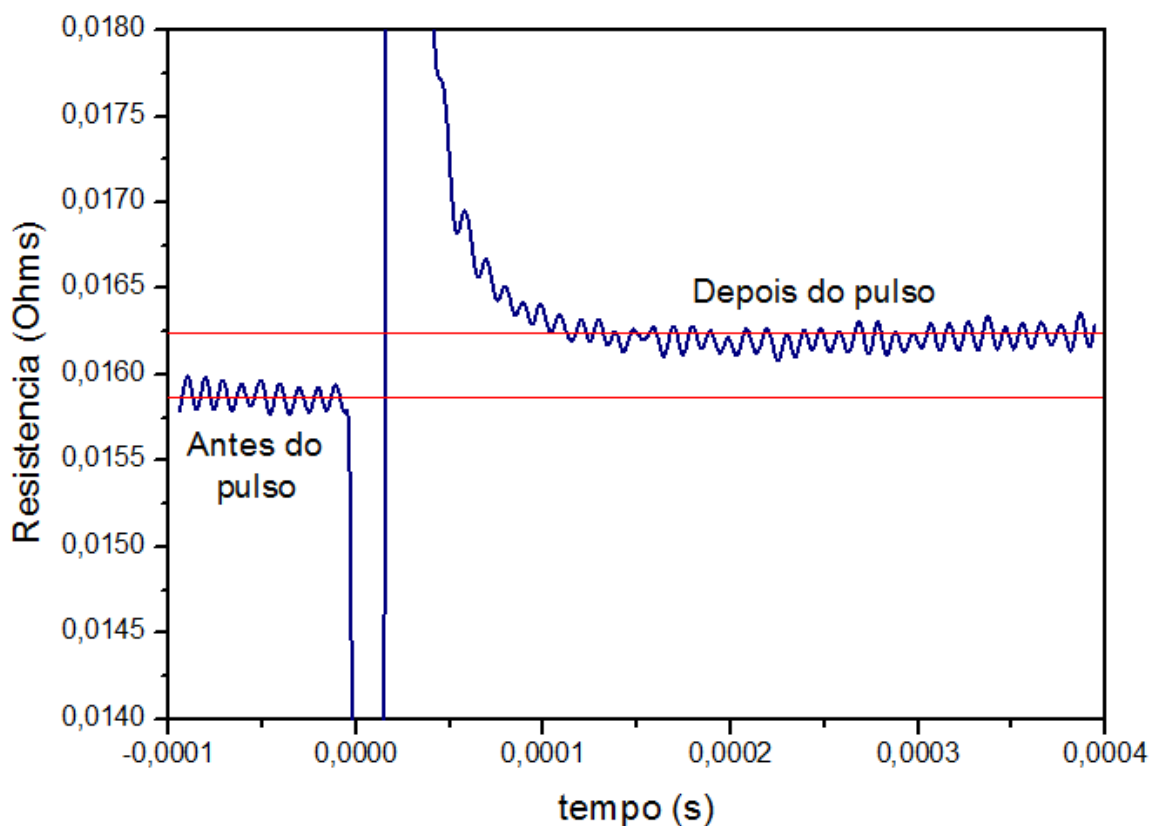


Figura 4.11: Resistência da bobina antes e depois do pulso de corrente, medida com o ohmímetro, para determinar o aquecimento.

4.5.3 Simulação

De posse dos parâmetros do circuito, a simulação foi realizada, ajustando-se uma tensão de carga inicial nos capacitores em 201 V (valor idêntico ao utilizado no experimento real), e considerando as modelagens propostas para os parâmetros variáveis. O fato de se tomar amostras de tensão ao longo do circuito permitiu a comparação de diversas grandezas, dentre as quais a energia dissipada na resistência da bobina, a corrente passante no circuito, e a tensão no conjunto SCR-Diodo. A primeira comparação com a energia mostrou que a constante k_1 calculada para modelar a variação da resistência da bobina com a temperatura satisfaz a curva real, e neste caso utilizamos o valor encontrado para calcular a massa de cobre da bobina, resultando em 0,8 g. As curvas comparativas podem ser visualizadas na Figura 4.12. A definição da resistência inicial da bobina em altas frequências foi baseada no método proposto por Dowell [27], e incorpora os efeitos eletromagnéticos citados no capítulo 2. A resistência para altas frequências (R_{AC}) é então definida como:

$$R_{AC} = R_{DC} \left(\Re(M) + \frac{(m^2-1)\Re(D)}{3} \right) \quad (17)$$

$$M = \alpha h \coth(\alpha h) \quad (18)$$

$$D = 2\alpha h \tanh\left(\frac{\alpha h}{2}\right) \quad (19)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0\eta}{\rho}} \quad (20)$$

$$\eta = N \frac{a}{b} \quad (21)$$

onde a é a largura do condutor, b é o comprimento do enrolamento, N o número de espiras por camada, μ_0 a permeabilidade magnética do vácuo, ω a frequência angular da corrente, h a altura do condutor, ρ a resistividade elétrica do material condutor e m representa o número de camadas de enrolamento. Este cálculo permitiu construir tanto a curva de variação da resistência durante o pulso como a determinação da temperatura absoluta, através da relação entre resistência e temperatura obtida no tópico anterior. Estas curvas estão embutidas na obtenção das curvas da Figura 4.13.

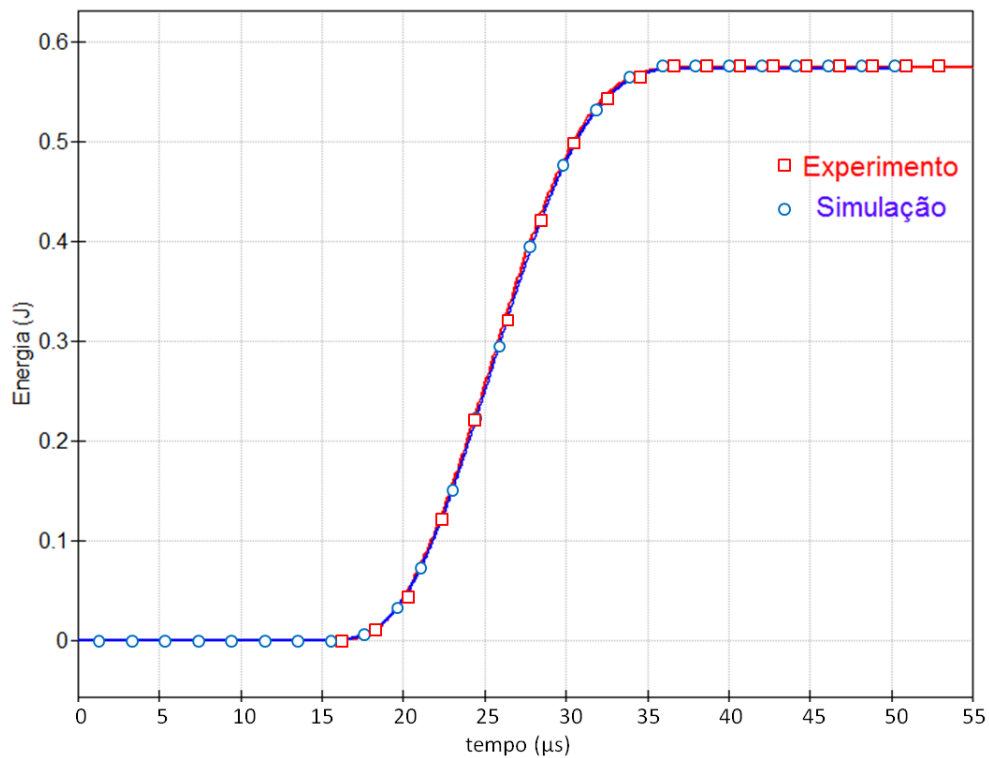


Figura 4.12: Energia dissipada na bobina durante um pulso de corrente com 200 V de carga nos capacitores.

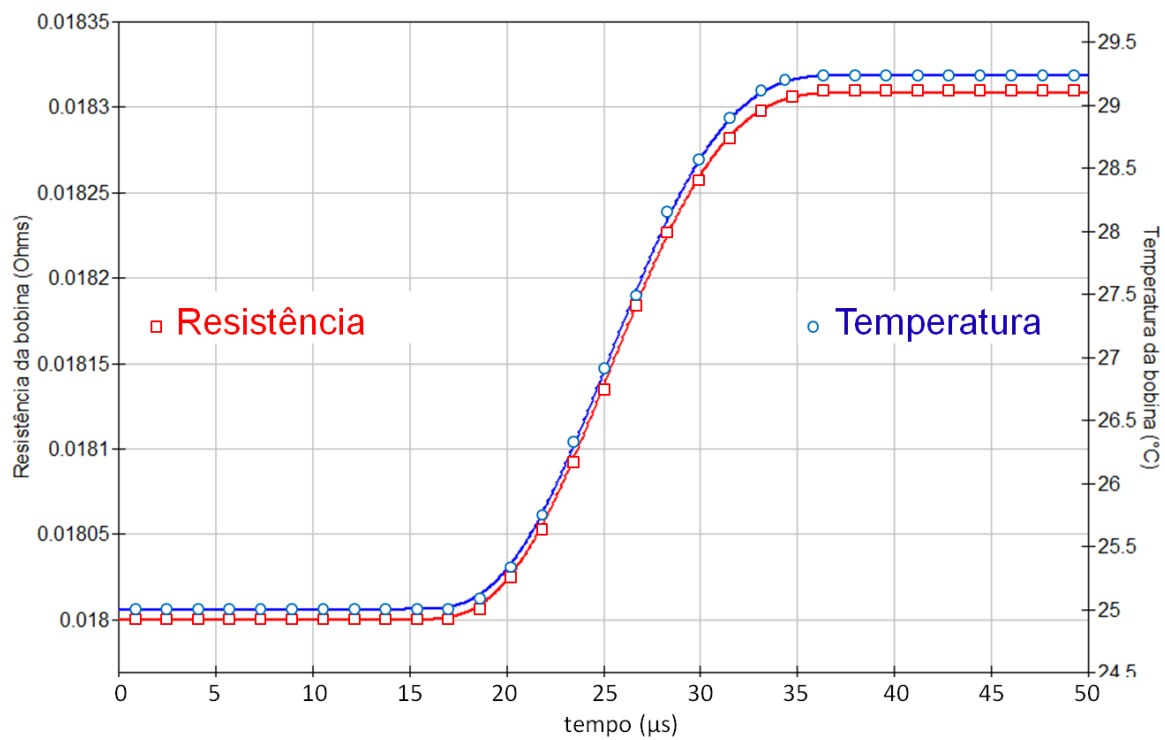


Figura 4.13: Resistência e temperatura simuladas durante um pulso de corrente com 200 V de carga nos capacitores.

Para finalizar o conjunto de simulações realizado, resta comparar a corrente e a tensão no SCR. Estas duas comparações serviram de guia para determinar os valores de resistência e indutância das conexões e contatos presentes na montagem do circuito, R_{cir} [Figura 4.1] e L_{cir} [Figura 4.1], que foram obtidos através deste ajuste de curvas como sendo iguais a $8\text{ m}\Omega$ e 60 nH , respectivamente. O resultado desse ajuste pode ser visualizado na Figura 4.14, onde há uma sobreposição das curvas experimentais e simuladas de corrente e tensão no SCR. É possível notar a grande melhoria que se obteve em relação à Figura 4.2.

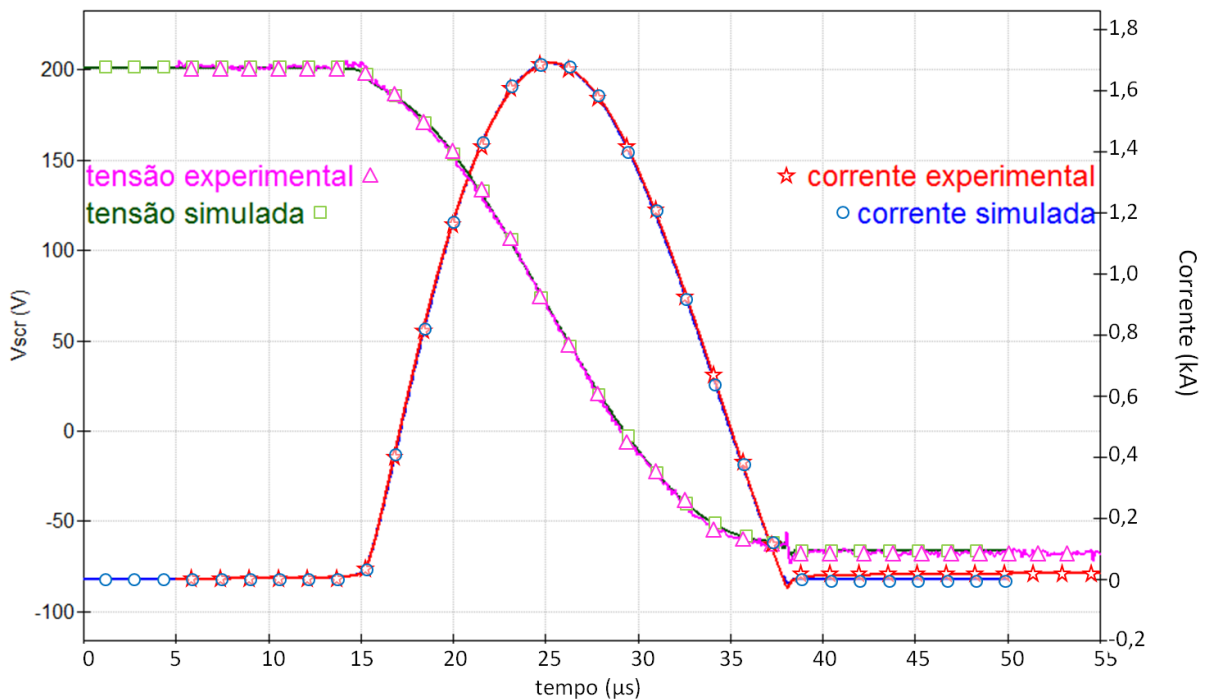


Figura 4.14: Sobreposição das curvas experimentais e simuladas de corrente (escala à direita), e da tensão no SCR (escala à esquerda), para uma tensão inicial de 200 V de carga nos capacitores.

De posse desse modelo, pudemos extrapolar a corrente e temperatura da bobina para a máxima tensão prevista nos capacitores que é 2000 V. Este resultado é mostrado na Figura 4.15, onde percebemos que a bobina em questão atinge temperaturas altas o suficiente para carbonizar o esmalte usado na isolamento do fio. Esta extrapolação de valores fornecidos pela simulação permitirá otimizar a bobina geradora de campo magnético visando menor aquecimento. A simulação indica também a corrente máxima possível de ser gerada com o circuito ($\sim 16\text{ kA}$). A comparação direta destes resultados com as medidas experimentais não foi possível tendo em vista que os SCRs utilizados apresentavam limites de tensão e/ou corrente máximas inferiores aos utilizados na simulação.

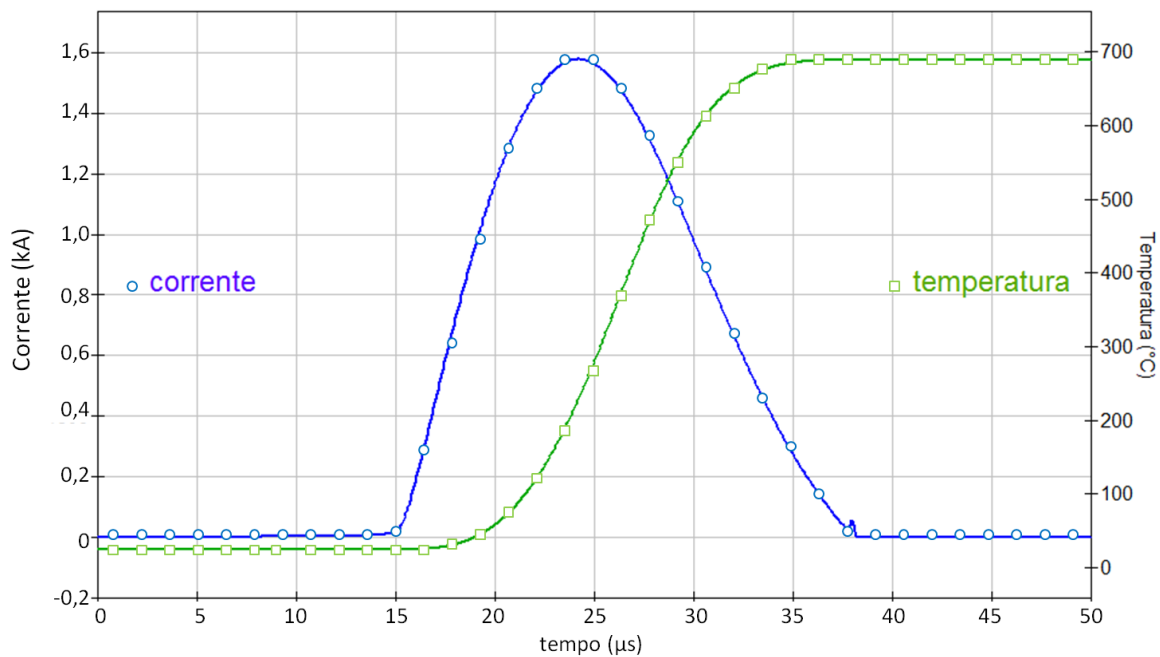


Figura 4.15: Simulação das curvas de corrente no circuito e temperatura da bobina para uma tensão de carga nos capacitores de 2 kV.

4.6 OTIMIZAÇÕES

Tendo em vista os resultados obtidos através das extrapolações realizadas no item anterior, principalmente em relação ao aquecimento da bobina, concluímos que não seria possível alcançar os valores inicialmente propostos de campo magnético. Assim, partimos em busca de novas otimizações. Os parâmetros a serem analisados seriam aqueles que se relacionam diretamente com o aquecimento, como a massa, que vai definir o aumento da temperatura, e a resistência da bobina, que define a proporção de energia que é dissipada na própria bobina. Sabendo que estes dois parâmetros são consequência da geometria da bobina, fez-se necessário mais uma análise mais refinada das bobinas. Diferentemente da análise realizada no capítulo 3, o objetivo agora é ter a possibilidade de variar os parâmetros geométricos do modelo de bobina escolhido e verificar a consequência disto na sua resistência, massa e na indutância. Uma vez de posse desses dados, atualizamos as constantes relacionadas à resistência inicial, massa e indutância na simulação do circuito no QUCS e observamos o resultado.

Diante da inviabilidade de se construir uma bobina para cada parâmetro modificado, foi desenvolvido um programa, em Matlab, capaz de calcular com precisão o campo

magnético axial em qualquer ponto no interior de uma bobina do tipo solenoide com fio de seção circular. Além disso, o programa oferece o perfil de campo axial e radial de um solenoide. O campo magnético é calculado a partir da lei de Biot-Savart

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{l\vec{dl} \times \hat{a}_R}{R^2} \quad (22)$$

considerando o solenoide um conjunto de n circunferências alocadas lado a lado e em c camadas. Cada circunferência foi dividida em um número fixo de elementos de corrente, e calculado o somatório da contribuição de cada um desses elementos em um ponto qualquer. A resistência DC foi calculada através da equação

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{A} \quad (23)$$

onde ρ é a resistividade elétrica do cobre em uma determinada temperatura, l é o somatório da circunferência de cada espira, e A é a área da seção transversal do fio. A partir da resistência DC é calculada a resistência AC pelo método de Dowell [27]. Para a indutância levamos em consideração a relação entre o fluxo magnético total (Φ) através da área de cada espira e dividimos pela corrente passante (I), o somatório da indutância de cada espira é a indutância L da bobina.

$$L = \sum_n \frac{\Phi_n}{I} \quad (24)$$

Por fim, é calculada a massa da bobina em função da densidade do cobre e do volume calculado através da geometria do fio. O código do programa encontra-se no anexo 7. Na Tabela IV temos um comparativo dos valores calculados pelo programa com os medidos em dois tipos de bobinas.

Uma vez verificado o correto funcionamento do programa, variamos o diâmetro do fio, o número de espiras e o número de camadas, e assim simulamos novamente a modelagem realizada no QUCS, com os novos valores. Como resultado dessa análise verificamos que uma bobina construída com fio de diâmetro igual a 0,65 mm, e constituída de 2 camadas e 5 espiras por camada, apresenta aquecimento inferior a 300°C, e uma corrente máxima alcançada de aproximadamente 20 kA. Ao introduzir este valor no programa de análise de bobinas, podemos estimar o valor de campo máximo da ordem de 40 T, e também observar o perfil de campo (Figura 4.16). Estes resultados foram adquiridos com base nos parâmetros do circuito gerador de pulsos 2. Valores reais não puderam ser obtidos por causa da limitação dos tiristores utilizados.

TABELA IV: COMPARATIVO ENTRE VALORES CALCULADOS E MEDIDOS

Bobina	Indutância (nH) medido - calculado	Resistência DC(m Ω) medido - calculado	Massa (g) medido - calculado
A	365 - 345	16,6 - 16,2	0,33 - 0,27
B	245 - 275	14,0 - 13,5	0,26 - 0,23

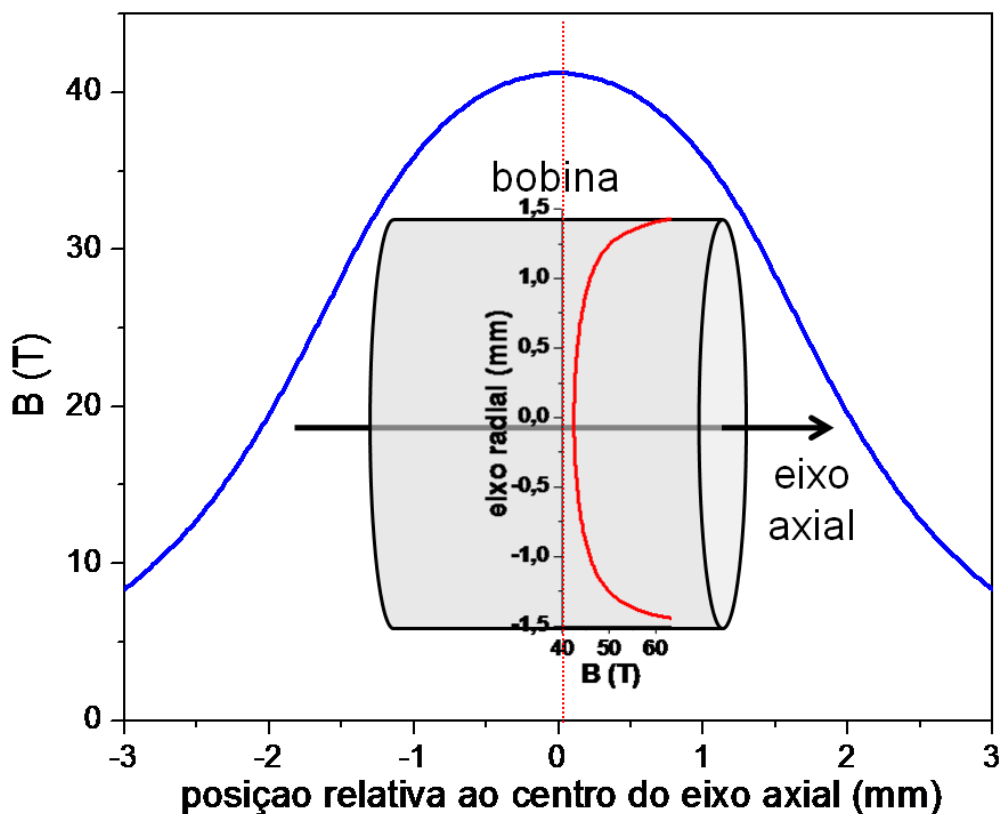


Figura 4.16: Perfil do campo magnético no interior de um solenoide através do programa em Matlab.

Utilizando o programa desenvolvido em Matlab em conjunto com o QUCS, encontramos a melhor bobina para ser utilizada em conjunto com o circuito gerador de pulsos 3, que, devido à limitação dos tiristores, só permite uma tensão de carga máxima dos capacitores de 1.200 V. Ainda assim verificamos um desempenho melhor que os testes realizados até aqui, alcançando 42 T (Figura 4.17), na simulação, com aquecimento dentro do limite imposto de 250° C, observável na Figura 4.18.

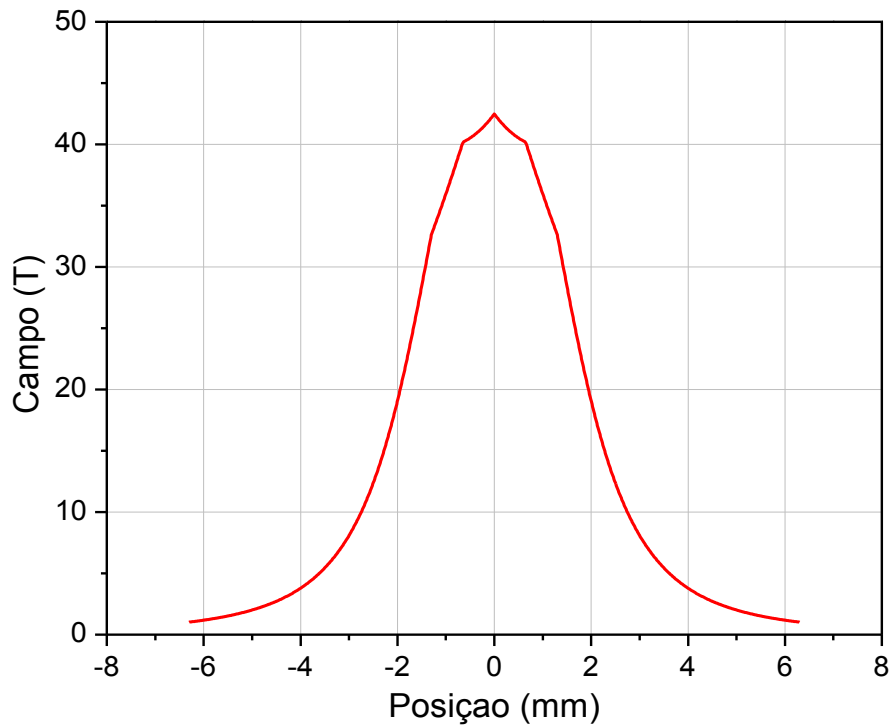


Figura 4.17: Simulação do perfil do campo magnético para a bobina usada no circuito gerador de pulsos 3, a 25°C, e tensão de carga nos capacitores igual a 1.200 V.

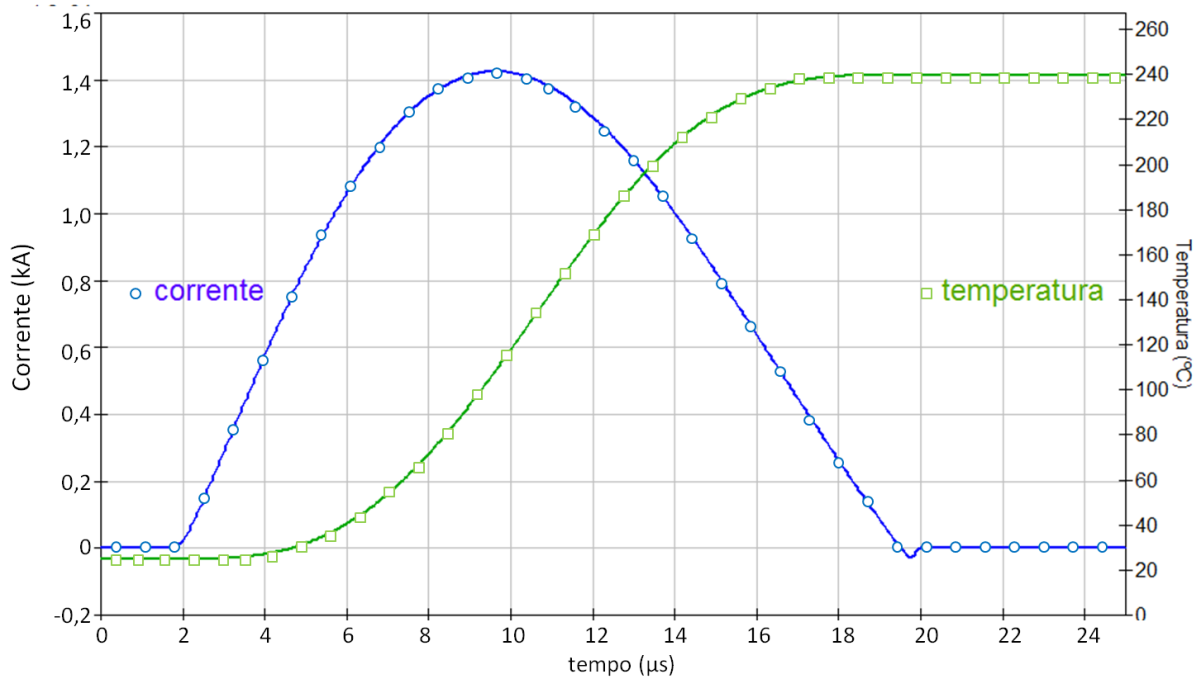


Figura 4.18: Curvas de corrente no circuito e temperatura da bobina para o circuito gerador de pulsos 3, em uma simulação a 25° C, e tensão de carga nos capacitores igual a 1.200 V.

Experimentalmente, os disparos foram realizados com a espira de medida no interior da bobina geradora para medir o campo, que alcançou 40 T para um pulso com tensão de carga de 1.200 V, como pode ser visto na Figura 4.19. Este resultado ratifica a fidelidade da simulação. As diferenças entre os valores simulados e experimentais de campo máximo se devem principalmente à geometria da bobina.

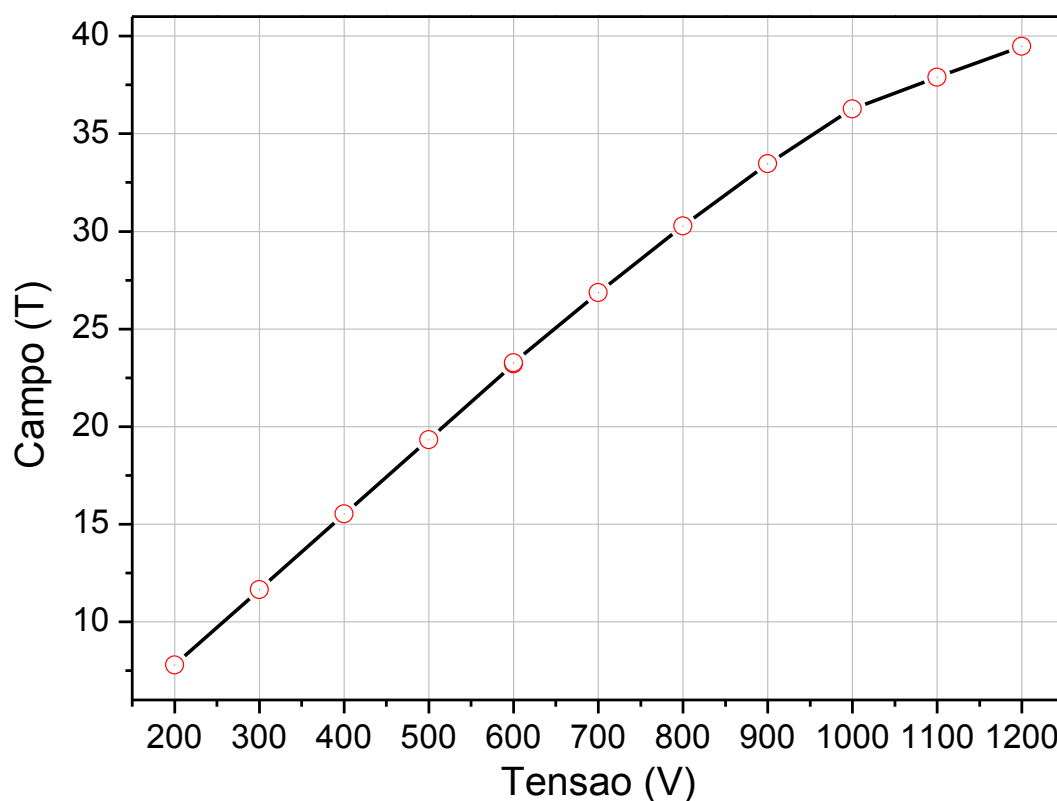


Figura 4.19: Curva experimental de campo máximo alcançado em função da tensão de carga nos capacitores, utilizando o circuito gerador de pulsos 3 e as simulações como guia.

Outro dado interessante é verificar o campo máximo alcançado se a bobina fosse submetida a nitrogênio líquido (77K). Para isso a resistência da bobina foi reduzida, de acordo com a equação (6), e as simulações refeitas. Com isso, obtivemos a curva de corrente no circuito e temperatura na bobina, e, de posse da corrente máxima, traçamos o perfil do campo, estimado em 50 T, como pode ser visto nas Figuras 4.20 e 4.21.

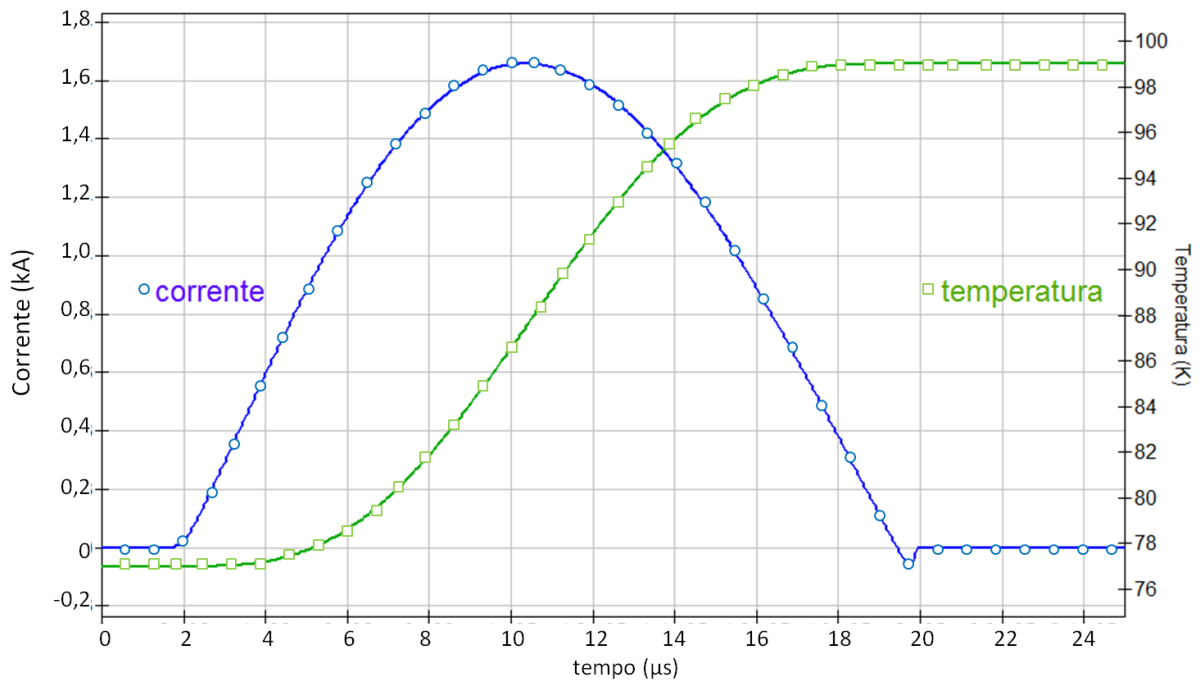


Figura 4.20: Curvas de corrente no circuito e temperatura da bobina para o circuito gerador de pulsos 3, em uma simulação a 77K (bobina imersa em nitrogênio líquido), e tensão de carga nos capacitores igual a 1.200 V.

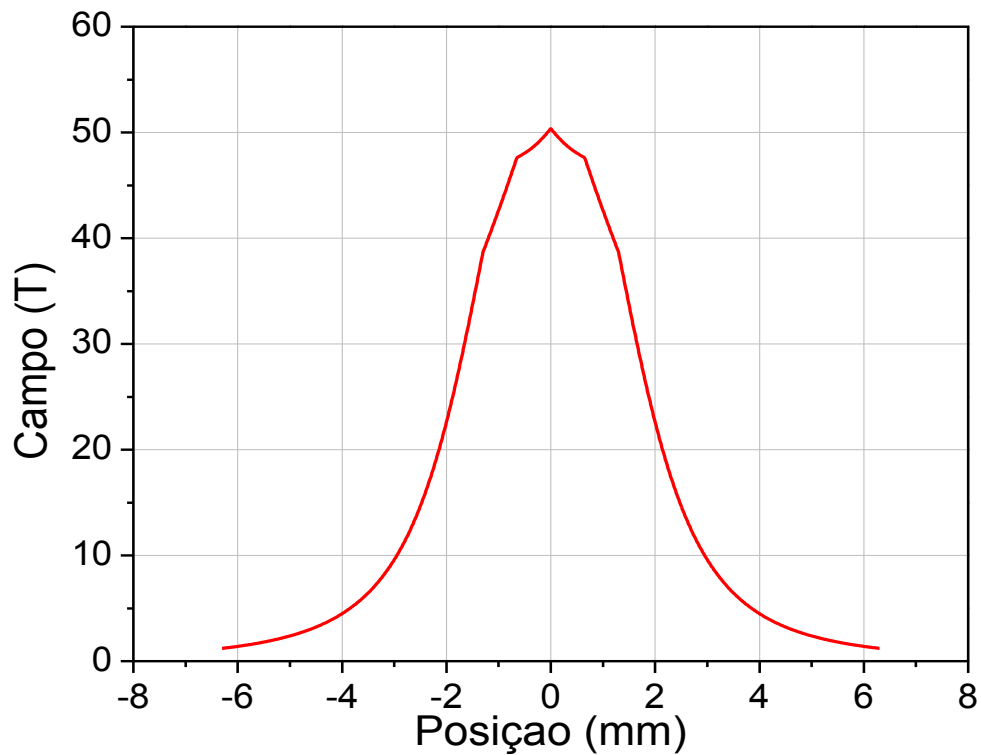


Figura 4.21: Simulação do perfil do campo magnético para a bobina usada no circuito gerador de pulsos 3, a 77K, e tensão de carga nos capacitores igual a 1.200 V.

5 MEDIDAS MAGNÉTICAS

5.1 TÉCNICAS IMPLEMENTADAS

No âmbito deste estudo, tendo em vista que os pulsos de campo possuem uma característica transitória, foi adotado a indução como técnica principal de medida magnética. Três tipos de bobinas captadoras foram desenvolvidas para esta finalidade: espira única de medida do campo, gradiômetro 1 (planos de espira e amostra perpendiculares entre si) e gradiômetro 2 (planos de espira e amostra paralelos entre si). A espira única tem como objetivo medir o campo magnético produzido no interior da bobina geradora, através da tensão induzida que é proporcional ao fluxo magnético, tendo-se conhecida sua área. Detalhes dessa técnica podem ser vistos no trecho referente às equações 2, 3 e 4. Os outros dois tipos de bobinas captadoras serão descritos em detalhes a seguir.

5.1.1 Gradiômetro 1

As técnicas de medida por indução baseiam-se na interação da amostra de material magnético com as linhas de campo que atravessam uma bobina de medida. Essa interação ocorre em todo o volume do material, sendo, portanto, uma técnica melhor adaptada para análise em materiais massivos. Além disso, não se faz necessário um acabamento superficial particular, podendo ser utilizadas amostras de geometria diversa, inclusive sob a forma de pó [33]. As limitações dessa técnica, se comparada aos efeitos magneto ópticos, estão ligadas à sua baixa sensibilidade e à resposta em frequência limitada pela própria indutância da bobina.

O gradiômetro indutivo com saída diferencial é amplamente utilizado na medida de materiais magnéticos massivos em um sistema de geração de campos pulsados. A técnica diferencial possibilita uma melhoria na relação sinal/ruído, aumentando a sensibilidade e possibilitando o uso em amostras de pequeno volume.

5.1.1.1 Idealização

O gradiômetro 1 é baseado em um conjunto de espiras, de áreas perpendiculares às linhas de campo magnético, que, quando imersas em um campo magnético variável,

produzem uma tensão resultante nula. O mesmo conjunto, na presença de um material magnético, deve produzir uma tensão resultante não nula, cuja integral temporal será proporcional à magnetização da amostra. Um possível arranjo de espiras que produz tal efeito pode ser observado na Figura 5.1, onde as espiras laterais são enroladas no sentido contrário à central, sendo que todas elas são conectadas em série, fazendo parte de um único fio. A bobina geradora de campo é apresentada em corte para facilitar a visualização. No tópico seguinte explicaremos em detalhes seu funcionamento.

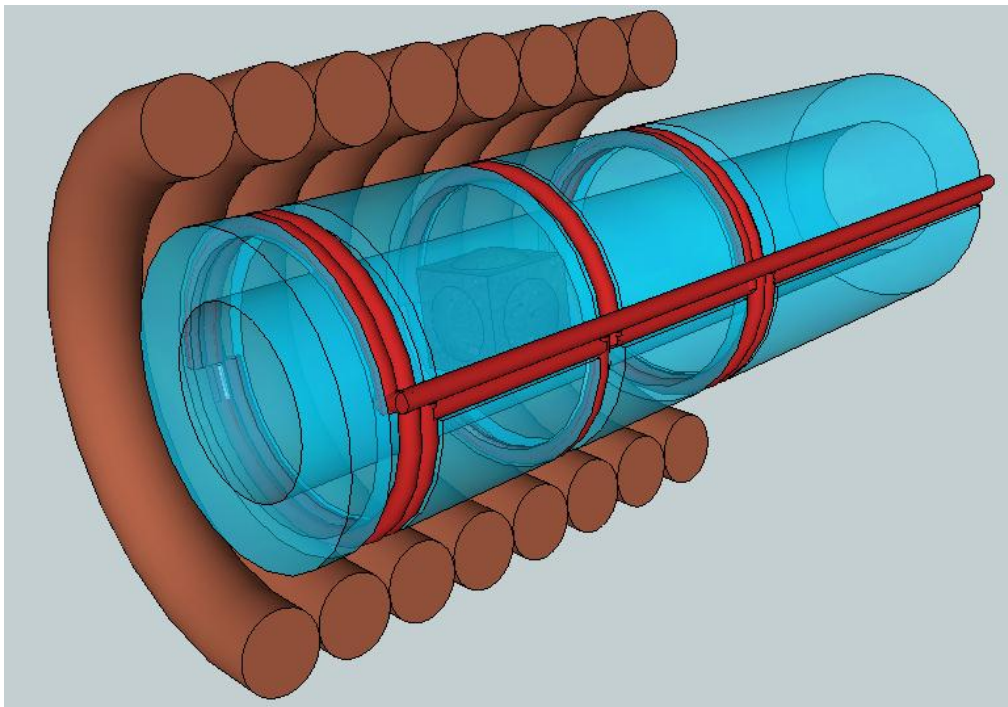


Figura 5.1: Demonstração do gradiômetro 1 no interior de uma bobina geradora (apresentada em corte). No interior da bobina central coloca-se o material magnético a ser medido.

Analisaremos inicialmente a condição do gradiômetro 1 sem a presença de amostra magnética. Durante um pulso de corrente, o campo magnético no interior da bobina é simétrico em relação ao centro, diminuindo de intensidade em direção às bordas, onde as linhas de fluxo divergem. Como as espiras do gradiômetro 1 estarão dispostas em pontos diferentes do eixo longitudinal, recorreremos aos conceitos de eletromagnetismo clássico [34] para determinar a tensão induzida em cada uma delas:

$$V = -\frac{d\phi}{dt} \quad (25)$$

onde ϕ representa o fluxo através da espira e t o tempo. Assim, considerando as duas espiras laterais equidistantes da espira central, e enroladas em sentido oposto à esta, existem diversos arranjos possíveis para que o somatório das tensões nas três bobinas seja nulo. A equação (26) generaliza o somatório de tensão para um número N de espiras, onde o índice L representa as bobinas laterais e C a central.

$$fem = \sum V = N_L \frac{d\phi_L}{dt} - N_C \frac{d\phi_C}{dt} \quad (26)$$

Uma amostra colocada no interior da bobina central perturbará o equilíbrio resultando numa $fem \neq 0$. Uma vez que o material esteja sob influência do campo magnético da bobina geradora, surgirá um campo de magnetização

$$\vec{M} \propto \vec{H} \quad (27)$$

que depende de sua suscetibilidade magnética (χ) e do campo auxiliar (H), o qual é proporcional ao campo magnético gerado pela própria bobina. Apesar de sabermos que esta relação depende de muitos fatores (variação do campo magnético aplicado, tipo de material, magnitude do campo aplicado), em nossos cálculos consideraremos linear para facilitar a construção do programa. Sendo assim, as linhas de campo relativas à magnetização se concentram na amostra, que por sua vez está no interior da espira central. Assim esta espira sentirá o efeito relativo à magnetização, ao contrário das espiras laterais, que pouco sentirão esta influência, por estarem distantes do material magnético. O resultado é que a tensão induzida resultante no conjunto de bobinas será proporcional à derivada temporal do campo da amostra. A distância das bobinas laterais é essencial para maximizar o sinal advindo da espira central, por isso, é importante garantir que a presença do material terá pouca influência nas linhas de fluxo presentes nas mesmas.

A sensibilidade do gradiômetro 1 é proporcional ao número de espiras (devido ao aumento da área efetiva das bobinas). No entanto, um maior número de espiras implica num aumento da indutância do conjunto, limitando a frequência máxima de operação do dispositivo.

5.1.1.2 Construção

O perfil de campo longitudinal da bobina geradora foi medido com o auxílio da bobina de espira única com área interna de $4 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$, como mostrado na Figura 5.2a.

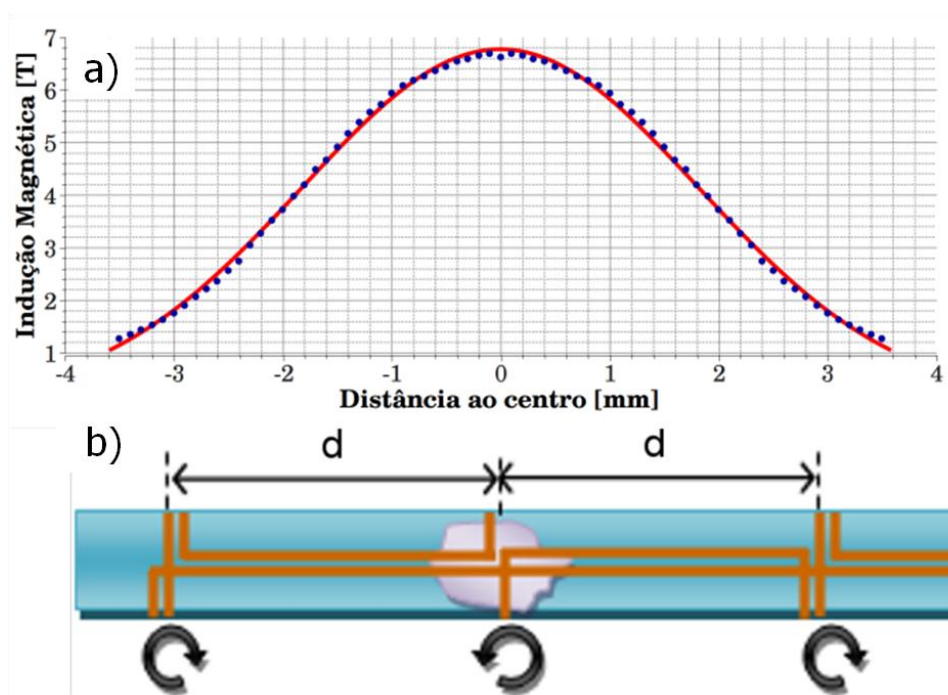


Figura 5.2: a) Perfil do campo magnético ao longo do eixo longitudinal da bobina geradora; b) gradiômetro 1 indicando a posição do conjunto de bobinas em relação à bobina geradora. A amostra magnética é representada no interior da bobina central.

Através desta medida foi possível determinar a posição e o número de espiras laterais para o gradiômetro 1, de modo a zerar a equação (26) na ausência de amostra. Com isto, verificou-se que uma possível solução para o conjunto de bobinas seria a utilização de uma espira na bobina central (N_C) e de duas espiras para cada bobina lateral (N_L), posicionadas a 3,1 mm da espira central. Nesta posição observa-se que o campo nas bobinas laterais correspondente a 25% do campo na bobina central. Portanto, a influência do campo produzido por uma amostra de dimensões longitudinais inferiores a 2 mm nas bobinas laterais será desprezível.

Como base para a confecção do magnetômetro foi utilizado um tubo polimérico de diâmetro externo de 2,4 mm e diâmetro interno de 1,4 mm. As espiras foram confeccionadas com fio de cobre esmaltado, com 0,14 mm de diâmetro. A posição das espiras foi definida através de sulcos efetuados no tubo e posterior aplicação de adesivo. A conexão elétrica entre

as 3 bobinas foi feita pelo próprio fio das espiras, resultando numa estrutura única sem emendas. Foi tomado o cuidado de se trançar o fio que leva o sinal até o cabo de conexão, de modo a minimizar as tensões induzidas fora da região de medida. A Figura 5.3 mostra uma imagem ampliada do dispositivo, apresentando uma amostra em posição para medição.

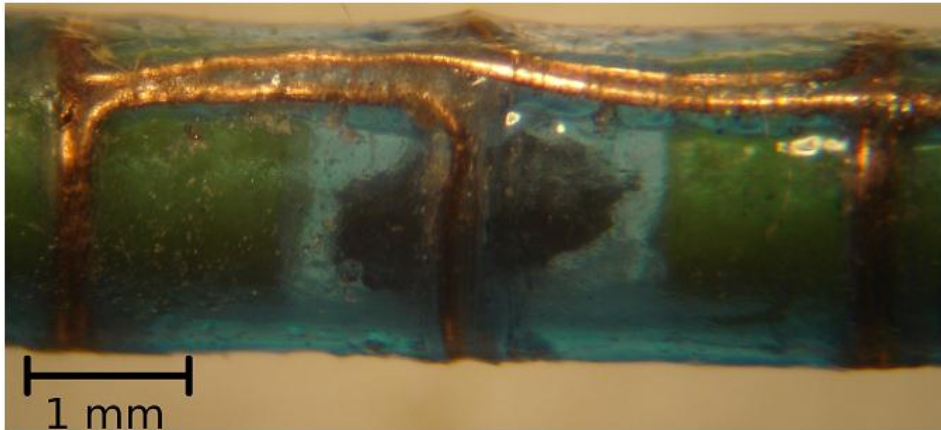


Figura 5.3: Fotografia do gradiômetro 1 com amostra de NdFeB em seu interior.

5.1.1.3 Realização das medições

A amostra de material a ser medida pode apresentar qualquer formato, desde que sua maior dimensão de secção transversal seja inferior a 1,4 mm (diâmetro interno do tubo) e seu comprimento não exceda 2 mm. O posicionamento da amostra no interior da bobina central é auxiliado por duas tampas plásticas que garantem que a centralização e manutenção da posição em relação à bobina central. Uma calibração inicial é necessária com o gradiômetro 1 sem a amostra, pois mesmo com a técnica diferencial a tensão resultante não é nula. Isto acontece possivelmente devido a falhas no posicionamento das bobinas entre si e a uma indução parasita nas conexões entre bobinas e entre o dispositivo e o osciloscópio. Esta medida de referência é efetuada com o gradiômetro 1 posicionado no centro da bobina geradora, utilizando-se a mesma densidade de fluxo desejada para a amostra (o que é garantido pela tensão inicial nos capacitores do gerador de pulsos). Este sinal de referência é armazenado e posteriormente subtraído do sinal com a amostra. Salienta-se que mesmo com a necessidade de duas medições, tal sistema ainda é vantajoso em comparação com outro não diferencial, pela já citada melhoria na relação sinal ruído. Em seguida a amostra é colocada no interior do gradiômetro 1 e o mesmo posicionado no interior da bobina geradora, em posição

idêntica à utilizada no processo de calibração. Uma nova aquisição é feita, garantindo-se a mesma intensidade e referência temporal dos pulsos de corrente, de modo a ser possível a subtração do sinal de referência. A curva de magnetização relativa à magnetização de saturação (M/M_S) em função do tempo é então obtida pela integração temporal do resultado da subtração. A curva de histerese propriamente dita necessita de uma terceira medida do fluxo magnético no interior da bobina geradora para as mesmas condições de tensão inicial dos capacitores. Tendo-se os valores de M/M_S e do fluxo magnético em função do tempo, pode-se plotar a relação entre estas variáveis para obter-se uma curva de histerese. A obtenção dos valores absolutos de magnetização requer também a obtenção do coeficiente de acoplamento entre a amostra e o gradiômetro 1, k_2 , o qual respeita a relação

$$fem = k_2 \frac{dM}{dt} \quad (28)$$

5.1.1.4 Medidas realizadas

Para a validação do dispositivo, foram efetuadas medições da curva de histerese de amostras de NdFeB. A primeira foi realizada com um gerador de campo bipolar já existente, não apresentado aqui, construído em nosso laboratório pelo aluno Ricardo Cruz [39], utilizando uma amostra com formato aproximadamente elipsoidal e volume de cerca de 1 mm^3 , visível na Figura 5.3. A segunda medida foi realizada com o circuito gerador de pulso 3, utilizando uma amostra com geometria quase cilíndrica ($\sim 1,5 \text{ mm}^3$). Nestas etapas não houve preocupações com a obtenção de valores absolutos de magnetização, sendo obtidos apenas valores relativos à magnetização de saturação (M/M_S).

Na medição com o sistema bipolar, o pico do campo magnético utilizado foi de cerca de 12 T, garantindo a saturação da amostra. O sistema foi operado à temperatura ambiente. A curva de histerese dessa medida se encontra na Figura 5.4, onde pode-se observar um campo coercivo de aproximadamente 2,5 T, bem como a saturação da amostra em aproximadamente 10 T. Apesar de otimizado para campos elevados, o sistema também pode medir e foi testado em materiais magnéticos moles. Para fins de comparação, uma segunda curva de histerese foi obtida para a mesma amostra, e utilizando um magnetômetro comercial do tipo VSM (Vibrating Sample Magnetometer), do fabricante Oxford, apresentado também nesta figura.

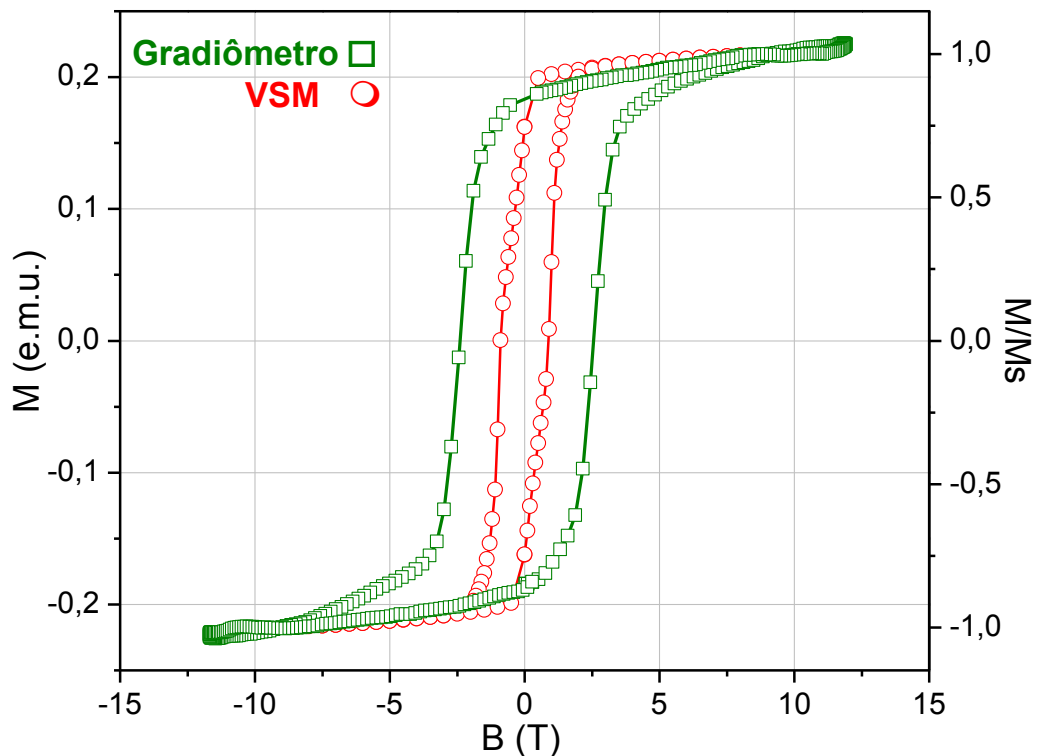


Figura 5.4: Curvas de histerese de uma amostra de NdFeB (ímã de hd) obtidas através do gradiômetro 1 em conjunto com um gerador de pulsos bipolar [39], e de um equipamento comercial (VSM da marca Oxford).

A principal diferença observável está no valor do campo coercitivo, que é, para um dado material, inversamente proporcional à velocidade de varredura do campo. Na medida VSM, o campo varia a uma taxa de $17 \cdot 10^{-3}$ T/s, enquanto que na medida com o gerador de campos pulsado esta taxa é da ordem de $15 \cdot 10^5$ T/s. Esta diferença de aproximadamente 8 ordens de grandeza na velocidade de varredura do campo explica o valor do campo coercitivo de $B_C \sim 2,5$ T com o campo pulsado comparado ao valor de $B_C \sim 1$ T obtido com o VSM.

Para a segunda medida, foi utilizado o circuito gerador de pulsos 3, com os capacitores carregados a 300 V. Com esta tensão de carga obtém-se um campo máximo de aproximadamente 12 T. A amostra utilizada é de NdFeB e pode ser observada na Figura 5.5. Pelo fato deste gerador ser unipolar, a obtenção da curva de histerese requer mais etapas em comparação com o sistema bipolar. O primeiro passo é conhecer a direção e sentido da magnetização do material e garantir que o mesmo esteja com o máximo campo remanente. Para isso, o gradiômetro 1 (com a amostra em seu interior) foi inserido na bobina geradora e

submetido a um pulso de campo suficiente para saturar o material. Em seguida o sentido da amostra foi invertido manualmente, a amostra recolocada na mesma posição dentro do gradiômetro e submetida a outro pulso de campo de mesma intensidade, possibilitando a obtenção de meia curva de histerese. Para a outra metade, repete-se o processo de inversão da amostra e aplicação de campo magnético. O resultado deste processo é a curva de histerese que se encontra na Figura 5.6.



Figura 5.5: Amostra quase cilíndrica de NdFeB (ímã de hd) utilizado para a medição com o circuito gerador de pulsos 3 (unipolar).

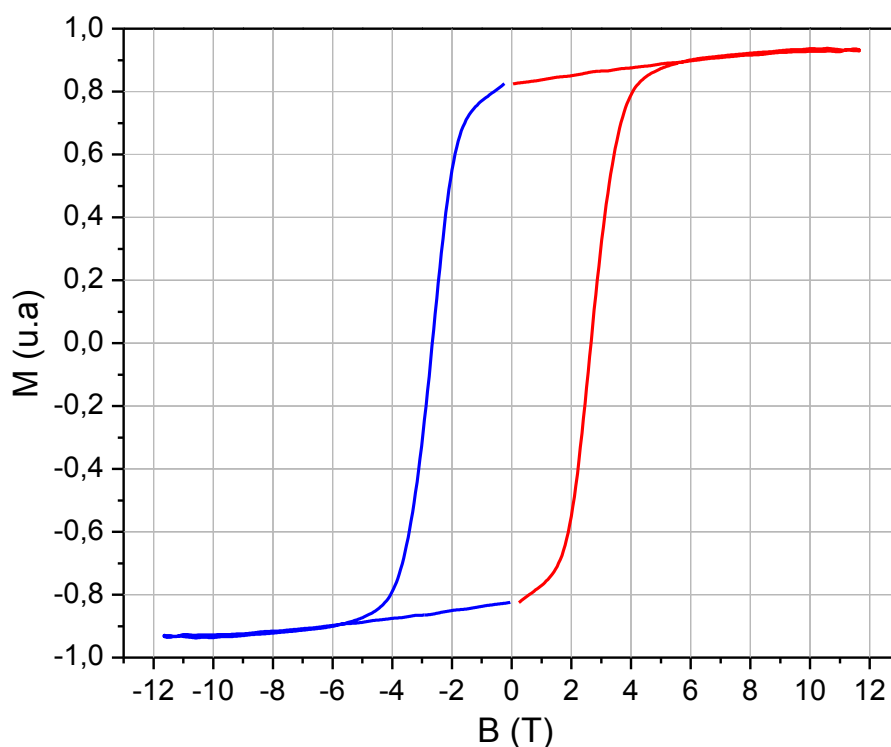


Figura 5.6: Curva de histerese de uma amostra de NdFeB obtida através do gradiômetro 1 em conjunto com o gerador de pulsos 3 (unipolar). As duas curvas são independentes e complementares, resultante da inversão manual do sentido da amostra.

Estas medidas, realizadas com o gradiômetro 1, tem como base a força eletromotriz induzida nos terminais das bobinas de medição. Neste caso, a tensão máxima obtida está próxima dos 500 mV, o que permitiu sua medição através de um osciloscópio. Este resultado também nos foi útil para calibração de um programa, também implementado em Matlab, desenvolvido para avaliar o sinal (*fem*) obtido para qualquer geometria deste tipo de sistema. Como exemplo de aplicação do programa, foi feita uma simulação deste gradiômetro em condições semelhantes, com exceção do formato da espira (quadrado ao invés de um círculo, por questão de facilidade, mantendo a mesma área), e da amostra, considerada um cubo na simulação pela dificuldade em modelar a irregularidade da geometria original. O código do programa encontra-se no Anexo 10 e o resultado desta simulação está na Figura 5.7. Uma explicação mais detalhada em relação à formulação pode ser encontrada no sub-item 5.1.2.2, modificando apenas as componentes de campo e a orientação espacial da espira.

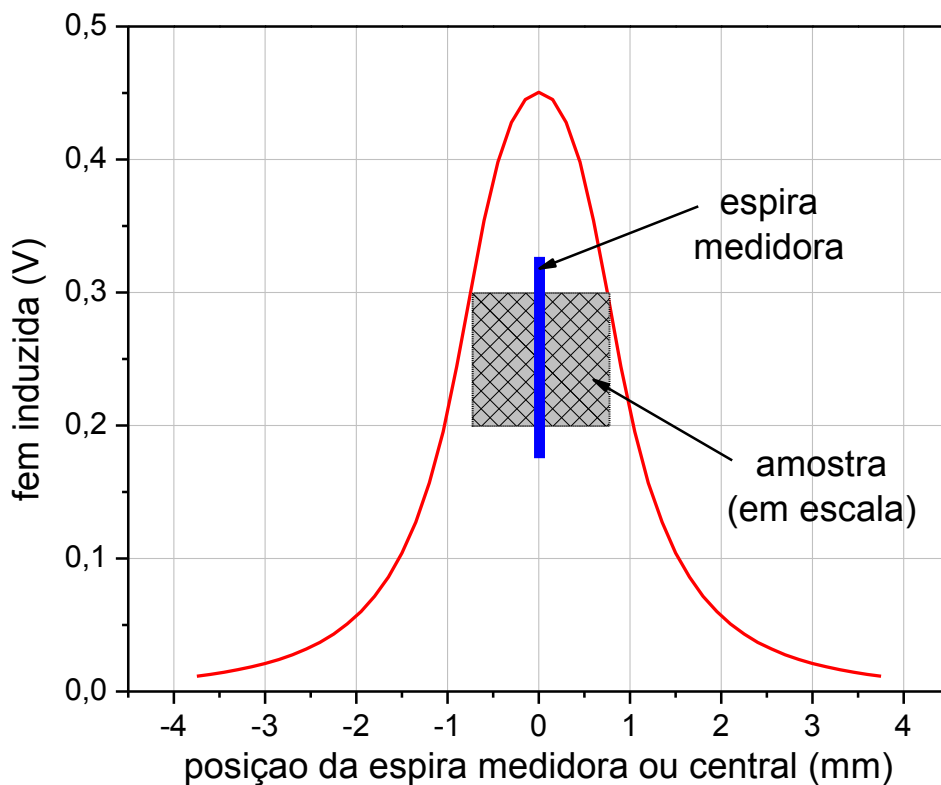


Figura 5.7: Simulação da medida realizada com amostra de NdFeB com o gradiômetro 1. No gráfico, a curva representa o valor de tensão induzida para diferentes posições da espira medidora, mantendo a amostra fixa no centro.

5.1.2 Gradiômetro 2

A proposta aqui apresentada consiste em desenvolver uma nova geometria de bobinas planares para a medida de amostras magnéticas por indução. O gradiômetro 1 apresentado anteriormente não é adaptado para a medida de materiais sob a forma de filme fino. O sistema de bobinas do gradiômetro 2 proposto visa à medida deste tipo de geometria, amplamente utilizado no desenvolvimento de novos materiais magnéticos. A espessura desses filmes situa-se na faixa de dezenas a centenas de nanômetros, resultando em volumes ínfimos de material magnético. Isto implica que o magnetômetro deve possuir altas sensibilidade e relação sinal/ruído. Dentre as técnicas tradicionais de medição magnética para caracterização de filmes finos, destacam-se o SQUID [35], MOKE [14], e AFM [36]. Estas técnicas são complexas e dispendiosas se comparadas às medidas por indução. A medida por indução com o gradiômetro 2 pode representar uma alternativa de baixo custo e complexidade, particularmente adaptada às medidas em campos pulsados.

O âmbito deste estudo é utilizar bobinas construídas por técnica de litografia em substrato de silício, posicionadas simetricamente em relação à amostra e ao mesmo tempo no centro da bobina geradora de campo, como ilustrado na Figura 5.8. O uso de técnicas de litografia possibilitará uma maior reprodutibilidade e precisão nas dimensões e geometria das bobinas.

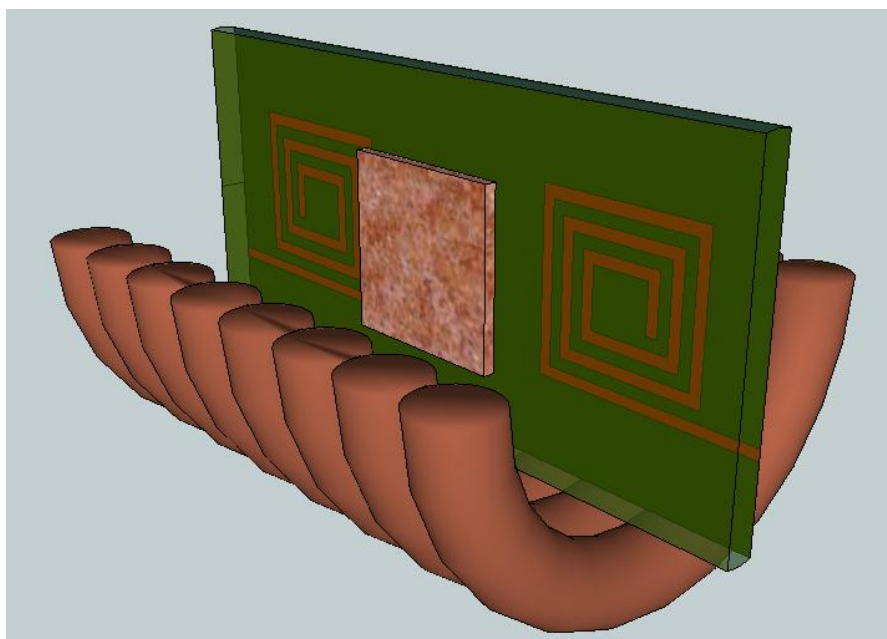


Figura 5.8: Sistema de medição com o gradiômetro 2. A bobina geradora aparece em corte.

Neste estudo, foi aplicado inicialmente o método dos elementos finitos no domínio do tempo (FETD) na simulação do sistema de bobinas, usando elementos de aresta ([37],[25]). Numa segunda etapa foi utilizado um método analítico desenvolvido em ambiente Matlab.

5.1.2.1 Modelagem FETD

A técnica FETD possibilita a resolução das equações de Maxwell no domínio do tempo aplicada a geometrias complexas. A flexibilidade da formulação do método FETD permite a modelagem de estruturas geometricamente complexas, envolvendo materiais heterogêneos, anisotrópicos e mesmo não-lineares. Primeiramente será feita uma breve descrição da modelagem geométrica deste problema e em seguida uma comparação entre duas variáveis do problema, tamanho da amostra e posição em relação à bobina. Os testes são repetidos para cada combinação de variáveis a fim de encontrar a posição ótima.

5.1.2.1.1 Modelamento do problema

Para realizar a simulação utilizando o método FETD foi necessário modelar geometricamente o problema e delimitar o espaço computacional. Por ser um método que envolve a resolução de um grande numero de equações matriciais, torna-se importante identificar simplificações e simetrias nas estruturas de modo a minimizar o tempo e o uso de memória computacional. Durante a análise da geometria em questão, verificou-se que o solenoide responsável pela geração do campo magnético poderia ser simplificado como uma casca cilíndrica metálica com 3mm de diâmetro por 6mm de comprimento. Nesta configuração foi possível identificar uma simetria magnética, justificando uma redução do comprimento do cilindro pela metade, ou seja, 3mm. A bobina sensível ao campo foi desenhada tendo como base trabalhos anteriores [38]. A posição de seu centro é fixada ao longo do eixo central, pois, analiticamente, é fácil perceber que é neste ponto que ela sentirá mais o efeito do fluxo perpendicular ao seu plano. Tanto a bobina quanto a casca cilíndrica foram considerados condutores elétricos perfeitos (PEC), cuja geometria pode ser visualizada na Figura 5.9. A amostra está situada no eixo central do solenoide gerador de campo e sua dimensão inicial é 1,5mm X 1,5mm X 0,1mm. Devido à simplificação de simetria utilizada, ela aparece na Figura 5.9 em um dos extremos do desenho do solenoide, que na verdade

corresponde ao centro da geometria. Pelo fato da bobina ter sido construída sobre um substrato de silício, este também faz parte da simulação, representado por um volume que corta o centro do solenoide, entre a bobina e amostra, possuindo uma espessura de 0,25mm.

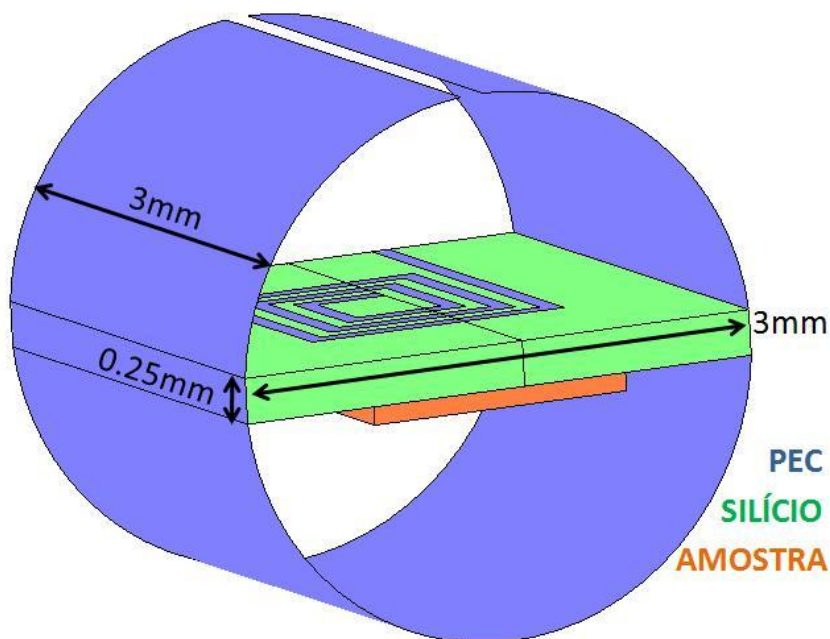


Figura 5.9: Estrutura completa. O espaço vazio no interior do cilindro corresponde ao ar, fechando o domínio computacional.

As características elétricas relevantes dos materiais utilizados encontram-se na Tabela V.

TABELA V: CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DOS MATERIAIS UTILIZADOS.

Materiais	ϵ_r	μ_r	σ_v (S/mm)	σ_s (S)
Ar	1,0	1,0	0,0	-
Amostra	1,0	10^3	0,0	-
Silício	10,0	1,0	0,0	-
PEC ¹	1,0	1,0	-	10^6

¹Condutor Elétrico Perfeito

Uma vez definidas as dimensões do modelo geométrico, utilizou-se o programa Gid 7.2 para construir a malha tetraédrica, definir as condições de contorno e alocar os materiais utilizados. Como o interesse é medir o fluxo através da bobina do gradiômetro 2 devido à variação das linhas de campo causadas pelo material magnético, o espaço

computacional foi fechado nas duas extremidades do cilindro, forçando o campo magnético a ser perpendicular a este plano. Para se obter o campo magnético foi criado um corte longitudinal no cilindro e introduzidas duas fontes de corrente, representadas por filamentos nas extremidades do corte. A amostra de tensão foi adquirida entre os terminais da bobina por um fio condutor que fez esta ligação, como ilustrado na Figura 5.10.

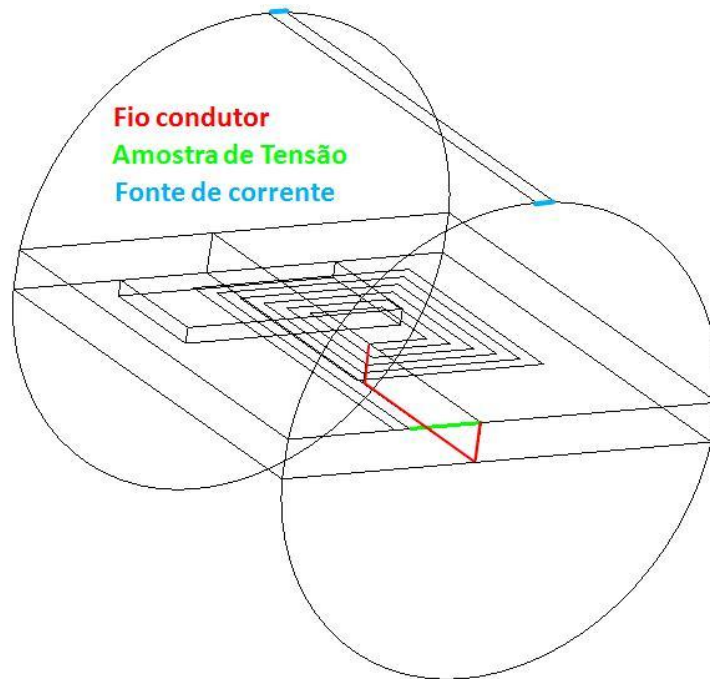


Figura 5.10: Posição das fontes e amostras de Tensão, na estrutura a ser simulada.

As simulações foram feitas com a bobina inicialmente com o centro a 0,75mm de uma extremidade e deslocado com passos de 0,25mm até atingir a outra extremidade, em 2,25mm. Para este conjunto de simulações uma das faces da amostra foi fixada em 2,25mm, como pode ser observado na Figura 5.11.

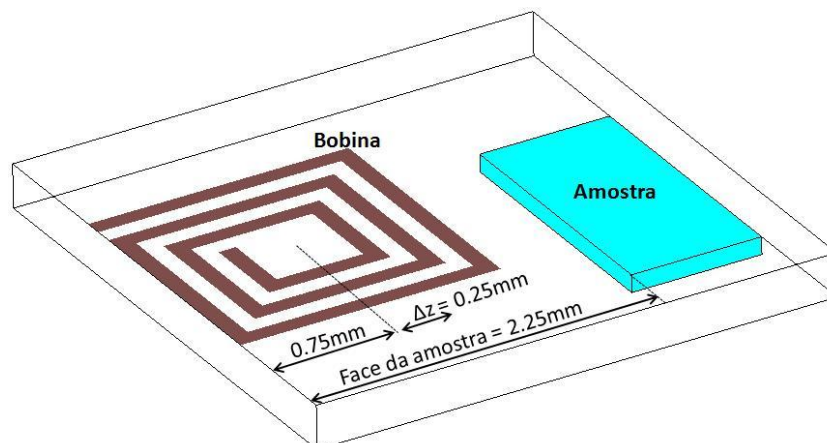


Figura 5.11: Variação da posição da bobina nas etapas de simulação.

Em seguida o centro da bobina foi fixado em 1,50mm, e então modificada a dimensão da amostra variando uma de suas faces de 2,25mm até 0,75mm, em intervalos de 0,25mm, de acordo com a Figura 5.12.

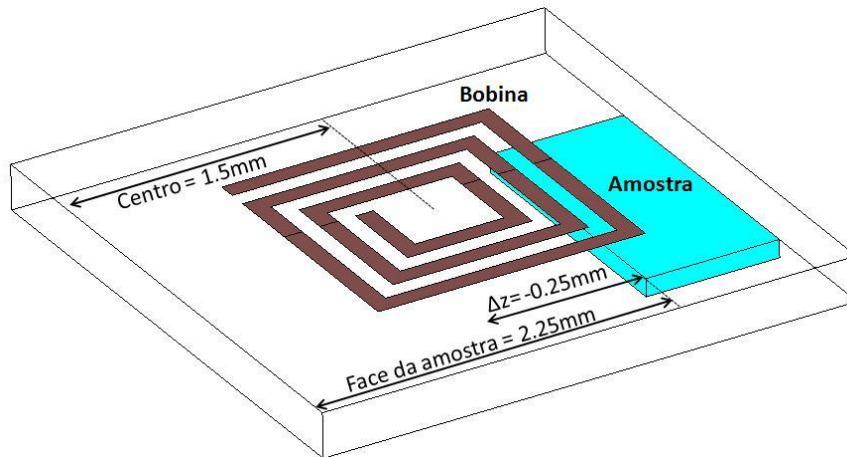


Figura 5.12: Variação da posição da amostra nas etapas de simulação.

Por fim, foi feita uma última simulação com o centro da bobina em 1,50mm e a amostra em sua posição original, alterando apenas a espessura do material magnético, reduzindo de 0,10mm para 0,05mm. Foram ajustados os seguintes parâmetros de simulação: a duração do pulso de corrente, a duração da simulação e o comprimento médio das arestas, respeitando os critérios de dispersão numérica do método FETD e garantindo que o espectro de frequência da fonte não coincida com a frequência de ressonância da bobina. Os valores dos parâmetros de simulação utilizados encontram-se na Tabela VI.

TABELA VI: VALORES DOS PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Parâmetros	Valores Utilizados
Duração do pulso	1,5 ns
Duração da simulação	3,0 ns
Passo no tempo	$2,78 \cdot 10^4$ ns
Comprimento médio das arestas	0,52 mm
Número de arestas	6.266

A duração do pulso de corrente utilizado na simulação foi ajustada a 1,5 ns (valor 10 mil vezes inferior à situação real), pela limitação do passo de simulação imposto pelo método de modo que o algoritmo de cálculo seja incondicionalmente estável. Nessas condições, o

tempo total de simulação para cada posição da amostra é da ordem de 10 minutos. Caso fosse usado um pulso de corrente de duração equivalente ao real, o tempo de simulação seria multiplicado por 10^4 , inviabilizando completamente a análise. Entretanto, como a análise em questão se presta essencialmente a determinar a melhor posição entre amostra e bobinas, a duração do pulso torna-se irrelevante.

O passo seguinte foi a geração das malhas e matrizes do algoritmo FETD, correspondentes a cada uma das situações.

5.1.2.1.2 Resultados obtidos e discussão

A simulação levou aproximadamente 10 minutos para ser executada, e oferece valores de tensão nos terminais da bobina em função do tempo para cada caso. O tratamento dos dados é feito integrando este valor de tensão na variável tempo, para se obter a curva proporcional ao fluxo magnético, onde interessa apenas seu valor máximo. As unidades do fluxo foram removidas, pois a proposta é encontrar o ponto máximo, e não seu valor absoluto. A Figura 5.13 mostra, respectivamente, a forma da fonte de corrente aplicada, a tensão nos terminais da bobina, e o fluxo através da bobina, todos em função do tempo.

Para o primeiro conjunto de simulações, onde houve uma variação unicamente da posição da bobina, os resultados foram organizados na Tabela VII.

TABELA VII: VALORES OBTIDOS PARA VARIAÇÃO DA BOBINA

Posição (mm)	Valor máximo de fluxo
0,75	0,15585
1,00	0,06275
1,25	0,15911
1,50	0,35364
1,75	0,71424
2,00	1,12886
2,25	0,32506

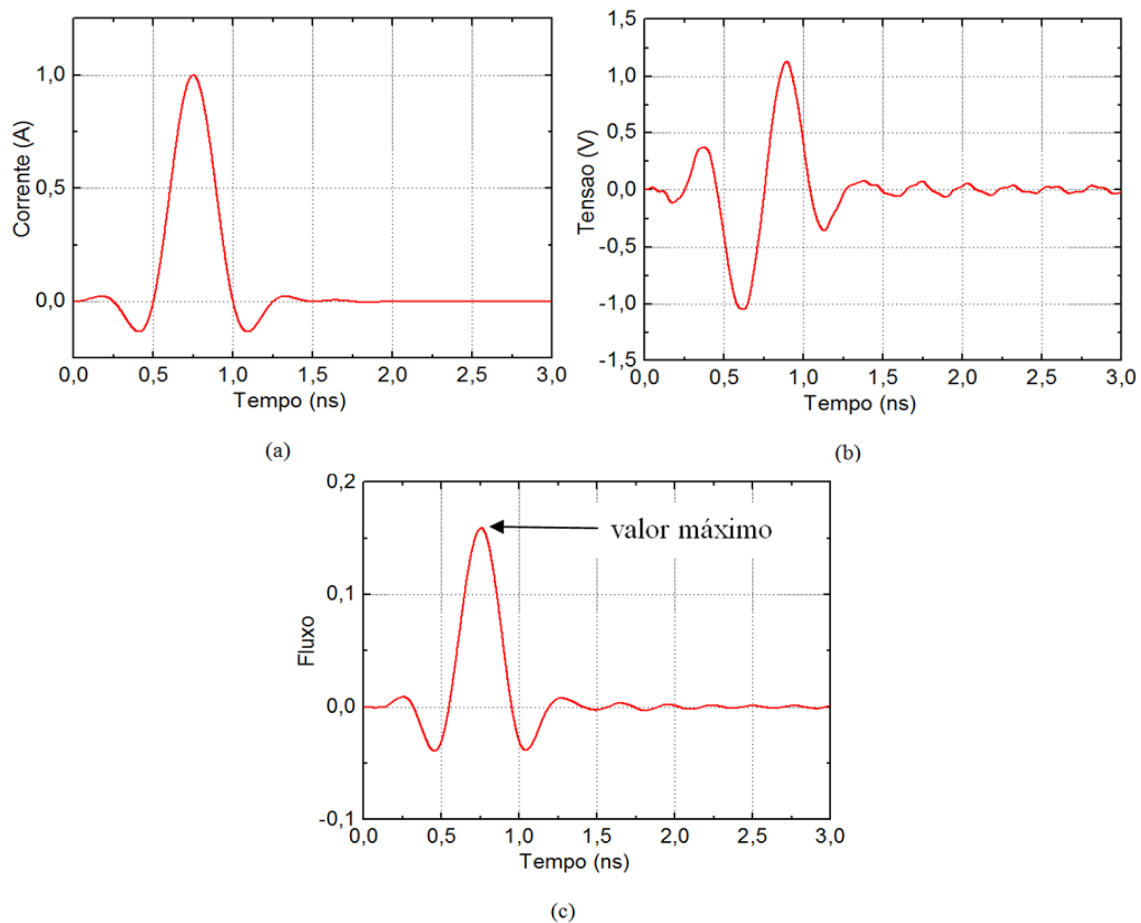


Figura 5.13: (a) Curva de corrente utilizada, (b) Tensão obtida nos terminais da bobina, (c) Fluxo através das espiras da bobina. Curvas obtidas através da simulação em FETD.

No caso das simulações onde a amostra variou de tamanho, a bobina foi posicionada no centro, ou seja, 1,50mm (Figura 5.12). Os resultados podem ser vistos na Tabela VIII.

TABELA VIII: VALORES OBTIDOS PARA A VARIAÇÃO DA AMOSTRA.

Posição (mm)	Valor máximo de fluxo
2,25	0,35364
2,00	0,86637
1,75	1,62716
1,50	2,57170
1,25	3,35143
1,00	1,80353
0,75	1,85384
0,50	1,61616

Uma última simulação foi feita a fim de verificar a diferença de fluxo para uma amostra de espessura 0,05mm. Os dados estão na Tabela IX.

TABELA IX: VALORES UTILIZADOS PARA VARIAÇÃO DA ESPESSURA DA AMOSTRA

Espessura (mm)	Valor máximo de fluxo
0,10	0,35364
0,05	0,33041

A Figura 5.14 representa os dados da Tabela VII onde o eixo horizontal é a posição do centro da bobina e o eixo vertical o fluxo máximo na bobina para esta posição. O ponto azul isolado fora da curva indica o valor da Tabela IX, onde a espessura do material magnético é menor. Já na Figura 5.15 tem-se o gráfico do fluxo máximo na bobina em função da posição da face da amostra.

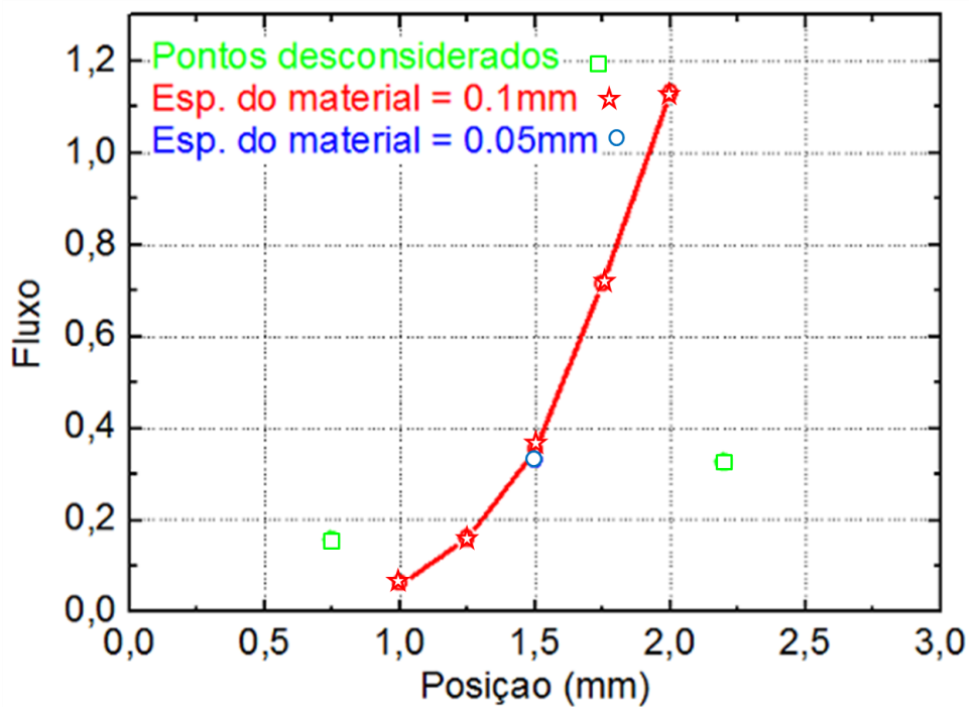


Figura 5.14: Gráfico de fluxo máximo através da bobina em função da posição da bobina, para o caso da amostra fixa, e com duas espessuras diferentes. Os pontos desconsiderados são devidos à proximidade com as paredes do domínio computacional, que distorce o campo naquela região.

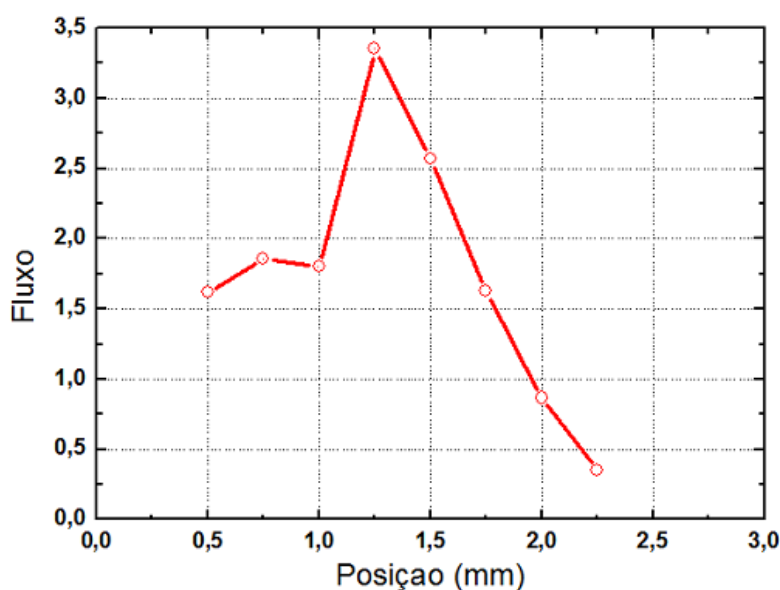


Figura 5.15: Gráfico de fluxo máximo através da bobina em função da posição da borda da amostra, para o caso da bobina fixa.

Analisando o resultado das simulações, é possível perceber, na Figura 5.15 que os valores apresentam comportamento inesperado nas duas extremidades. Uma análise mais crítica revela que a modelagem não é acurada nessa região, pois existe a imposição das linhas de campo magnético serem perpendiculares ao plano da base do cilindro (domínio computacional), devido a isso os tais valores foram desconsiderados. Ao desconsiderar estes pontos, a curva mostra que quanto mais próximo o centro da bobina estiver da borda da amostra, maior será o fluxo através da bobina. A curva não pode ir além devido às limitações geométricas do problema. A maneira para comprovar este comportamento foi fixar a bobina no centro do cilindro e mover a amostra em sua direção. Na Figura 5.15, é possível notar que existe um ponto de máximo e isto revela que a posição ideal ocorre quando a face da amostra coincide com a borda interna da bobina, melhor representada na Figura 5.16, considerando a posição da face da amostra igual a 1,25mm. Diante dessa afirmativa é possível notar que no caso da Figura 5.14 realmente não se tem ainda um máximo no valor de fluxo, justamente porque a borda interna da bobina não alcança a face do material magnético. Deve-se levar em consideração que estas afirmativas foram feitas com base no gráfico, que, por sua vez, foi construído com poucos pontos. Portanto, o ponto máximo pode estar em qualquer posição entre 1,50 e 1,75mm. Nesta mesma figura, percebe-se que a espessura do material apresenta pouca influência no valor do fluxo máximo. Neste caso, uma redução de 50% da quantidade de material magnético ocasionou uma redução de aproximadamente 6,5% no valor de fluxo através da bobina.

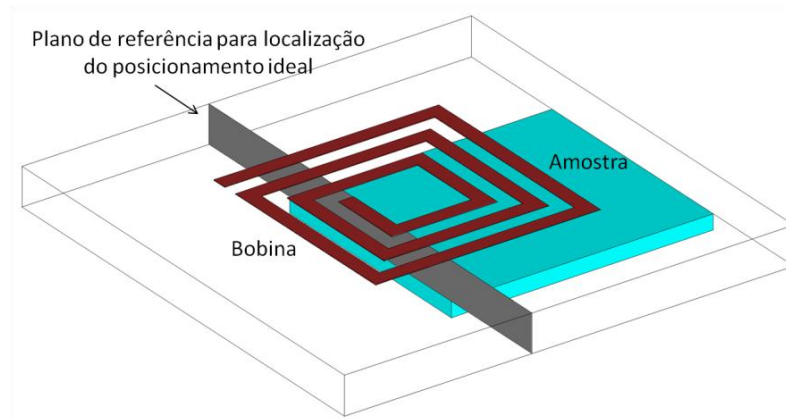


Figura 5.16: Representação visual do melhor posicionamento da bobina em relação à amostra, com base nos resultados obtidos pelo método FETD, para esta conformação, que compreende: tamanho da amostra, distância entre planos e geometria da bobina.

Para refinar e comparar os resultados obtidos pelo método FETD, foi realizada uma segunda simulação (explicada no próximo tópico), baseada em cálculos analíticos e estacionários, com uma geometria idêntica. O gráfico da Figura 5.17 apresenta uma varredura similar à realizada pelo método FETD, com a amostra fixada como na Figura 5.16 e a bobina deslocando-se sobre a amostra. Aqui, a origem corresponde ao centro da amostra (posição igual a 3 mm no modelo FETD) e o deslocamento é efetuado tomando-se como referência o centro da bobina.

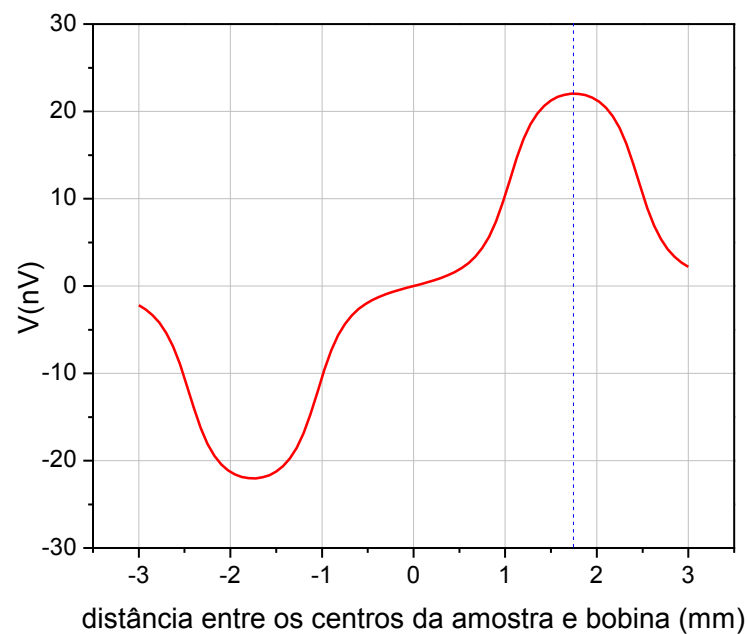


Figura 5.17: Resultado da simulação analítica para o gradiômetro 2. Tensão induzida na bobina em função da distância entre seu centro e o da amostra. A linha tracejada indica o ponto de fluxo máximo.

Os dois modelos de simulação apresentam resultados coerentes e concordantes, apesar de não ter sido possível determinar o ponto de fluxo máximo através da bobina com o método FETD, devido à pequena quantidade de pontos coletados durante as simulações. De volta para a simulação analítica, concluímos que a posição ótima ocorre quando a borda da amostra está ligeiramente afastada ($\sim 0,1$ mm) do centro da bobina. Os valores de tensão apresentados foram calibrados como no gradiômetro 1.

5.1.2.2 Modelagem analítica

Com o objetivo de analisar de forma rápida diferentes geometrias de bobinas para o gradiômetro, foram desenvolvidos dois programas em linguagem Matlab, que calculam, analiticamente, cada contribuição infinitesimal do fluxo magnético através de uma espira quadrada, devido a um elemento de amostra. Esta abordagem elimina as limitações geométricas impostas pelo método FETD e reduz o tempo total de simulação, além de permitir a aplicação do pulso de corrente real na bobina geradora de campo, possibilitando a obtenção de valores absolutos coerentes com os esperados experimentalmente. Os dois programas possuem a mesma fundamentação teórica, sendo diferenciados pela orientação da espira (gradiômetros 1 e 2) de medida e as equações relacionadas. Partindo desta única teoria, será apresentada a modelagem utilizada e em seguida resultados obtidos, visando uma otimização do posicionamento da espira em relação ao centro da amostra. Resultados adicionais serão apresentados, analisando a tensão induzida em relação à espessura da amostra, tamanhos de amostra e espira, e diferença entre seus planos.

5.1.2.2.1 Modelamento do problema

A fundamentação dos cálculos é baseada nas equações (29), (30) e (31), que descrevem a densidade de fluxo magnético B gerada por um dipolo magnético (Figura 5.18) orientado na direção z . Nas equações, μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo, m é o momento de dipolo magnético, I o valor de corrente e S a área determinada por um *loop* de corrente.

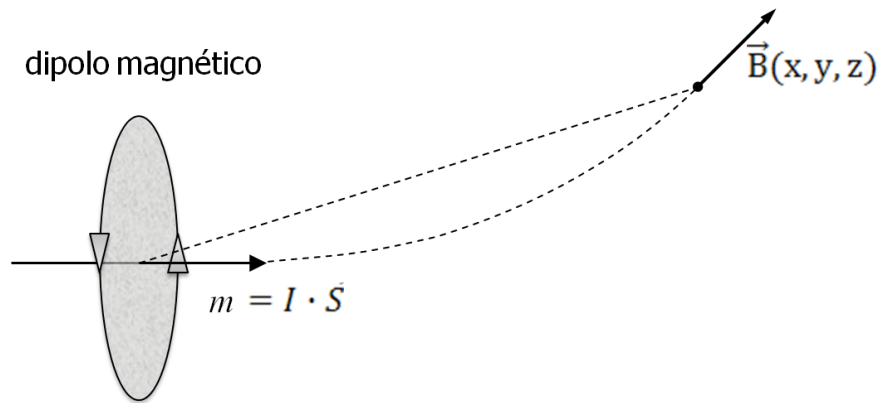


Figura 5.18: Campo magnético produzido por um dipolo magnético em um ponto qualquer no espaço.

$$B_x = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot 3m \cdot \frac{xz}{(x^2+y^2+z^2)^{5/2}} \quad (29)$$

$$B_y = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot 3m \cdot \frac{yz}{(x^2+y^2+z^2)^{5/2}} \quad (30)$$

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot 3m \cdot \frac{z^2 - (x^2+y^2+z^2)/3}{(x^2+y^2+z^2)^{5/2}} \quad (31)$$

No caso de termos volumes, podemos usar as mesmas equações, substituindo apenas o momento de dipolo magnético pela magnetização por unidade de volume, como apresentado na equação (32). A vantagem desta alteração é ter o fluxo magnético em função das características do material, como a suscetibilidade magnética por unidade de volume χ , e do campo externo aplicado B_{ext} .

$$m = I \cdot S \Rightarrow m = \frac{\chi \cdot B_{ext}}{\mu_0(1+\chi)} \quad (32)$$

O projeto de desse tipo de gradiômetro necessita que as bobinas estejam posicionadas simetricamente em relação à amostra, e seu plano deslocado de uma distância fixa yE do plano da amostra, como mostra a Figura 5.19. Com o objetivo de reduzir a complexidade e tempo de calculo, simplificações foram feitas no modelo original, tirando proveito da simetria, sem perder a fidelidade, como pode ser visualizado na Figura 5.20. Nesta simplificação, foi utilizada apenas uma bobina, considerando-a uma única espira de dimensões iguais à espira mais externa.

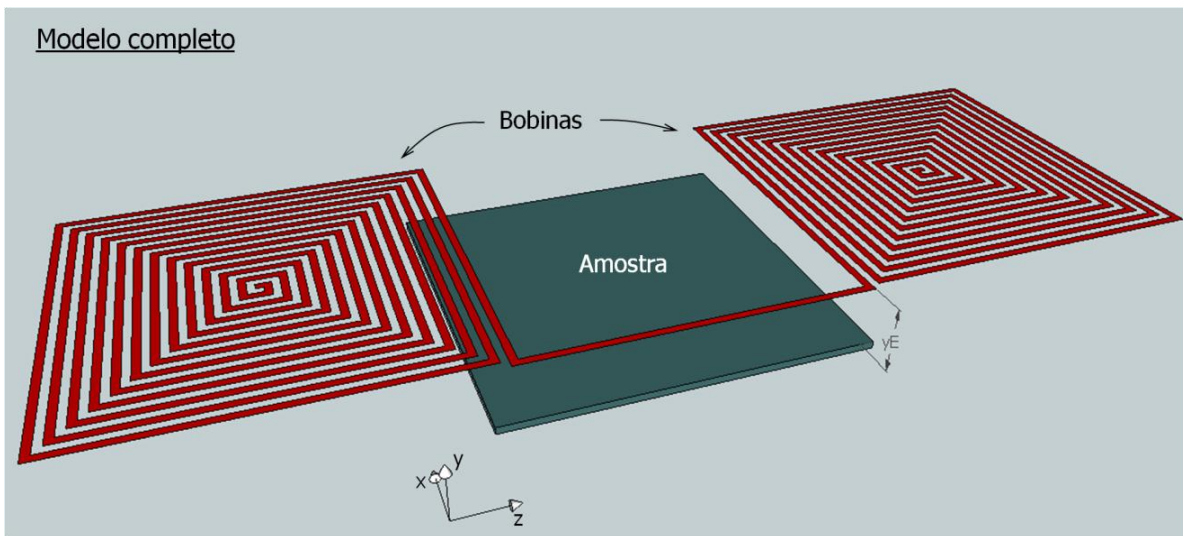


Figura 5.19: Modelo completo do conjunto bobina-amostra pretendido.

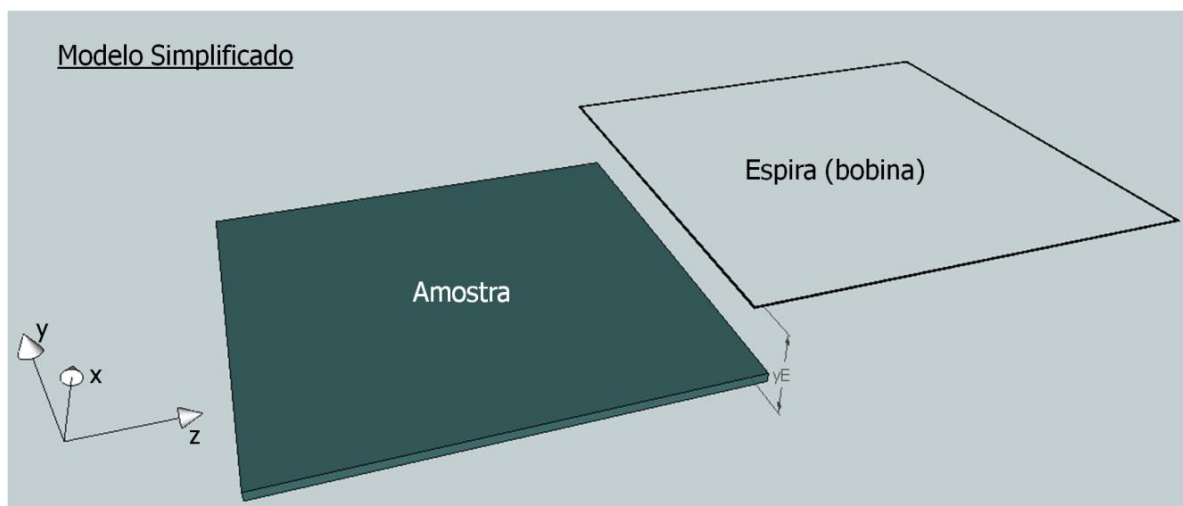


Figura 5.20: Modelo simplificado do conjunto bobina-amostra, utilizado para a simulação analítica.

Para o cálculo, o primeiro passo foi dividir a amostra e a bobina em elementos infinitesimais e em seguida somar a contribuição devida a cada elemento de amostra, para cada área infinitesimal da bobina. Para finalizar, o somatório dos campos presentes nessas áreas resultará no fluxo total através da bobina (Φ). Neste cálculo, somente a componente B_y do campo é considerada (30), por ser a única a induzir tensão no elemento de bobina. A Figura 5.21 mostra detalhes da modelagem.

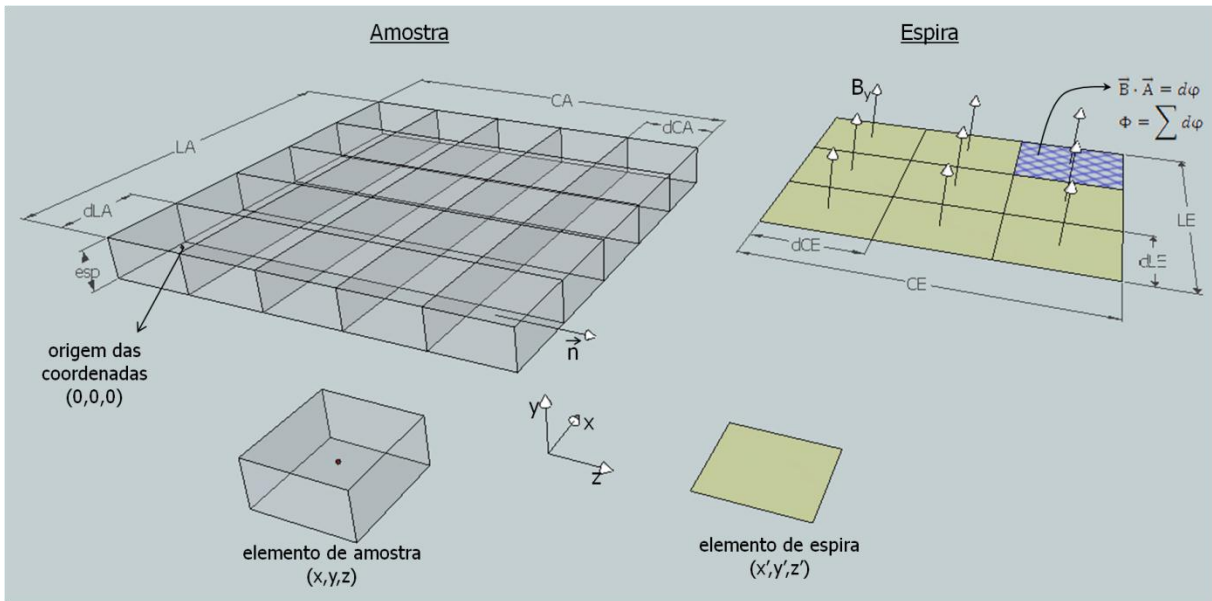


Figura 5.21: Considerações gerais para o desenvolvimento do programa em Matlab.

Para calcular a magnetização de um elemento de amostra, é preciso apenas multiplicar a magnetização do material pelo seu volume infinitesimal. Outro ponto importante é determinar as coordenadas relativas a cada elemento, tanto da amostra quanto da bobina, observáveis na Figura 5.22, onde o prefixo *nel* em uma variável indica o número do elemento a partir da origem, em todos os eixos cartesianos.

$$m = \frac{\chi \cdot B_{ext}}{\mu(1+\chi)} \cdot (dCA \cdot dLA \cdot esp) \quad (33)$$

Desta forma já é possível determinar a equação final para o cálculo da densidade de fluxo magnético através da bobina (34) e o somatório realizado para o fluxo total (35). O programa completo encontra-se no Anexo 8.

$$B_y = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot 3m \cdot \frac{yz}{[(x'-x)^2 + (y'-y)^2 + (z'-z)^2]^{5/2}} \quad (34)$$

$$\Phi = \sum d\phi \quad (35)$$

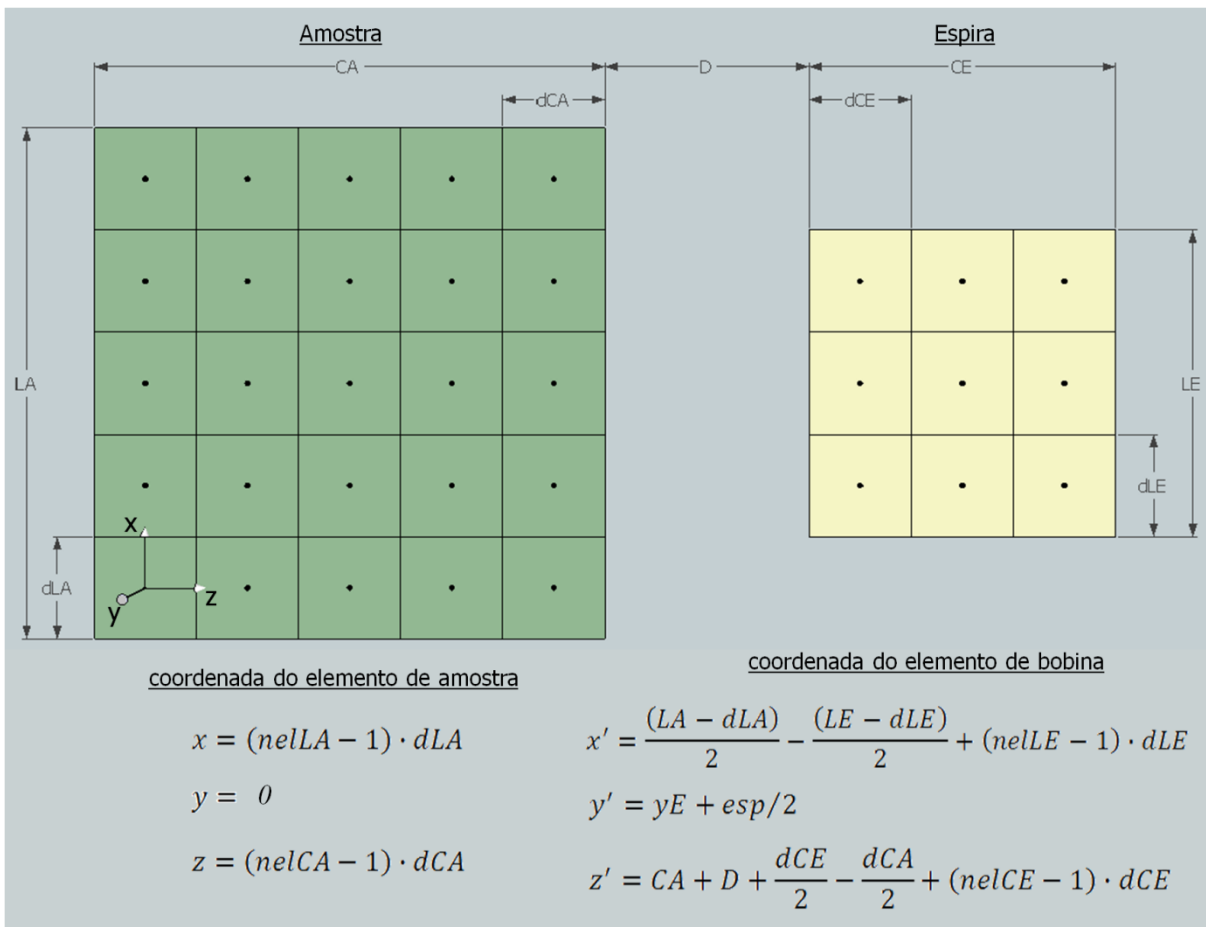


Figura 5.22: Determinação dos elementos infinitesimais de amostra e bobina e suas respectivas coordenadas.

5.1.2.2.2 Resultados obtidos e discussão

Uma vantagem notável deste programa está no tempo de simulação, onde é possível fazer uma varredura espacial com 100 posições diferentes da amostra em relação à bobina em cerca de 2 segundos, sem que seja observado erros numéricos. Além disso, foram utilizados os dados de um pulso real obtido em um de nossos geradores de pulso para simular a variação do fluxo magnético através da bobina, resultando em um valor da tensão induzida mais realista.

Como primeira avaliação, buscamos a posição ótima da bobina em relação à amostra, ou seja, o ponto de fluxo máximo através da bobina, para yE igual a $100\mu\text{m}$ (Figura 5.23). Observamos também o valor de fluxo máximo (Figura 5.24) em função da distância entre os planos da bobina e amostra (yE), de 0,1 mm até 1,6 mm. Nesta análise utilizamos os dados da Tabela X.

TABELA X: VALORES DE SIMULAÇÃO UTILIZADOS

Parâmetros	Valores Utilizados
Tamanho da amostra	1,5 mm x 1,5 mm
Tamanho da bobina	1,5 mm x 1,5 mm
Número de elementos de amostra	100 (10 x 10)
Número de elementos de bobina	100 (10 x 10)
Espessura do material magnético	100 nm
Suscetibilidade magnética (material)	1 (normalizado)
Campo magnético aplicado	1 T
Número de posições simuladas	100

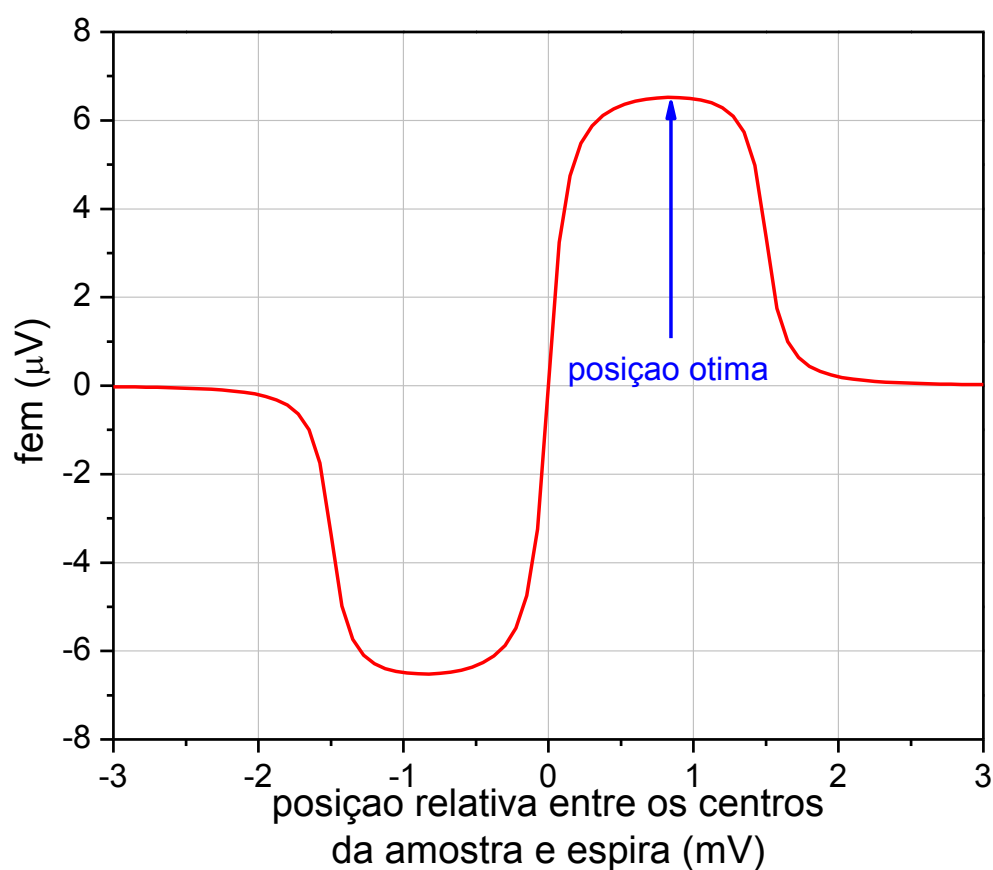


Figura 5.23: Simulação analítica do perfil de fluxo máximo através da bobina em função da distância entre as bordas da amostra e bobina.

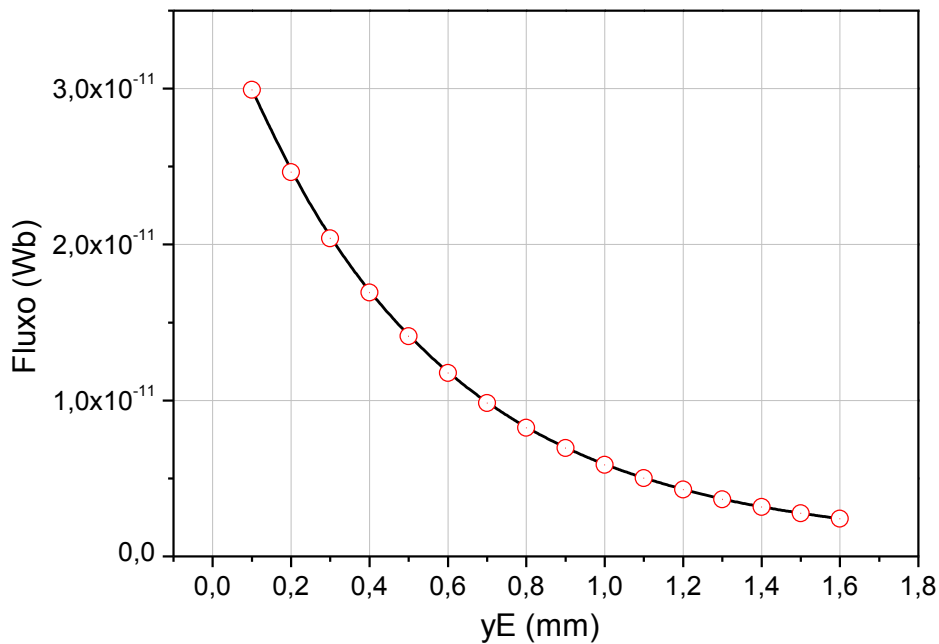


Figura 5.24: Fluxo máximo através da bobina em função da distância entre seu plano e o plano da amostra.

O resultado destes gráficos indica que quanto mais próximos estiverem os planos da bobina e espira, maior será o fluxo passante através da bobina, logo, maior o sinal medido. A menor distância possível é definida por uma camada isolante (espessura da ordem de 100 μm) que será colocada sobre as bobinas para evitar oxidação das mesmas e contato elétrico com a amostra.

Um fator relevante para a validação desta técnica é saber o sinal apresentado nos terminais da bobina. Através da simulação pelo método de FETD não foi possível determinar valores de tensão realistas, por motivos já explicados. Para o cálculo da tensão induzida nos terminais da bobina, utilizamos uma curva de campo real (proporcional ao fluxo) já existente, produzida pelo circuito gerador de pulsos 3 e a multiplicamos por uma constante que faça com que o valor de pico seja o fluxo total encontrado pelo programa. Por fim, sua derivada temporal fornece a curva de tensão que buscamos através da relação (2). O gráfico da Figura 5.25 revela o resultado desse tratamento de dados, apresentando os valores de tensão induzida na bobina para um pulso real gerado pelo nosso circuito. Utilizando este tratamento de dados, analisamos também a tensão induzida em função da espessura da amostra, mantendo a distância yE mínima (0,1 mm), e o resultado pode ser visto na Figura 5.26.

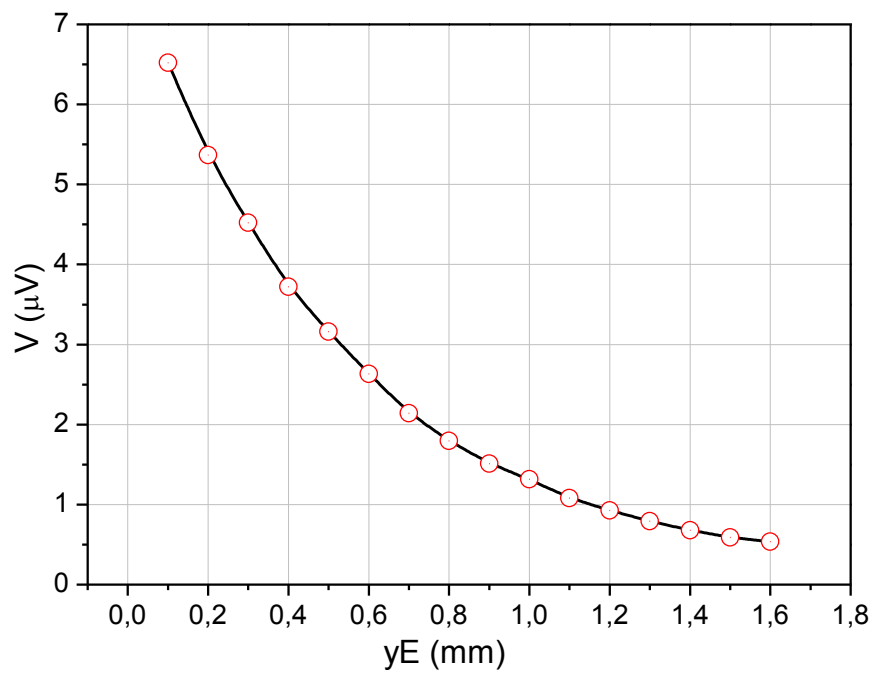


Figura 5.25: Tensão induzida na bobina em função da distância dos planos amostra-bobina para um pulso real.

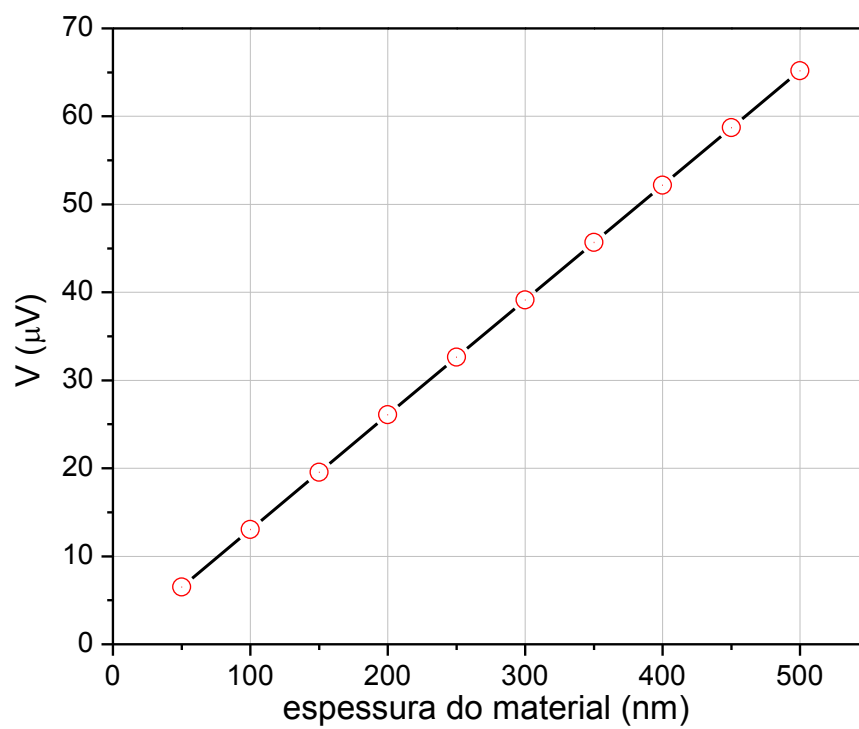


Figura 5.26: Tensão induzida na bobina em função da espessura da amostra.

Observa-se que os valores de tensão são da ordem de alguns microVolts. Porém, deve-se lembrar que o programa faz o cálculo para uma única espira de uma única bobina, quando, na realidade teremos 2 bobinas constituídas por cerca de 10 espiras cada, logo, o valor da tensão induzida será aproximadamente 20 vezes maior, ou seja, da ordem de centenas de microvolts. A confiabilidade destes valores de tensão se deve à calibração feita com uma amostra de NdFeB, utilizando o gradiômetro 1. Tensões dessa ordem de grandeza são mensuráveis por um osciloscópio utilizando-se recursos de redução de ruído, tais como média entre pontos adjacentes e média de várias aquisições, desde que o sinal seja reproduzível, o que é o caso de medidas magnéticas.

5.1.2.3 Implementação

Duas propostas estão sendo analisadas para a construção do gradiômetro 2: eletrodeposição de cobre sobre silício e uso de placas de circuito impresso.

A técnica de eletrodeposição de cobre associada à litografia UV (Ultra Violeta), permite largura/espacamento entre linhas da ordem de 5 μm , o que possibilitaria a construção de bobinas com mais espiras, aumentando a sensibilidade de medida. No entanto trata-se de uma técnica de laboratório que necessita um desenvolvimento específico para cada aplicação. Durante estágio de dois meses realizado no *Institut Néel* (Grenoble-França), de outubro a dezembro de 2010, trabalhamos no desenvolvimento da técnica de litografia e eletrodeposição para confecção das bobinas. As etapas de litografia foram relativamente bem sucedidas, após uma série de adaptações dos materiais e etapas do processo, tendo em vista que as condições necessárias para permitir a eletrodeposição não fazem parte dos procedimentos utilizados no referido laboratório. A etapa de eletrodeposição do cobre sobre o silício apresentou uma série de problemas tais como não-uniformidade, deposição em zonas indesejáveis, descontinuidade de trilhas. Não houve tempo hábil para melhoramentos desta etapa e os resultados finais obtidos foram insatisfatórios.

O uso de processo de fabricação de placas de circuito impresso permite atualmente largura/espacamento entre linhas em torno de 50 μm . Isto possibilitaria a confecção de bobinas com aproximadamente 10 espiras dentro da área disponível para medida da amostra. Devido a limitações de tempo não foi possível implementar o gradiômetro 2 durante o período deste trabalho.

6. CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Em observância dos objetivos propostos, o circuito construído para geração de campos pulsados está dentro dos limites estipulados de peso e volume, assim como baixo custo construtivo. A obtenção de um campo máximo de 60 T inicialmente previsto é algo ainda fora do alcance, devido aos problemas intimamente relacionados com o aquecimento e geometria da bobina, assim como limitação dos componentes eletrônicos utilizados. No atual estado de desenvolvimento, o sistema está apto para geração de campo máximo da ordem de 40 T.

A implementação de circuitos auxiliares junto ao sistema principal, inclui “praticidade” como adjetivo deste sistema. O ohmímetro implementado para medida resistência da bobina, antes e após os pulsos, assume um importante papel no monitoramento térmico, possibilitando a comparação e validação dos valores de temperatura simulados com os experimentais. O circuito integrador associado às bobinas de medida do fluxo permite realizar medidas indiretas da corrente no circuito sem a necessidade de adição de elementos em série que reduziriam a corrente total.

A partir dos gráficos comparativos entre as curvas experimentais e simuladas, é possível afirmar que a modelagem proposta nesta dissertação, utilizando o QUCS, é capaz de simular com alto grau de fidelidade os elementos de circuito voltados para a geração de altos campos magnéticos, levando em consideração efeitos eletromagnéticos concomitantemente com o aquecimento da bobina, permitindo, inclusive, a determinação de sua temperatura. Aliado a este modelo, o programa para o cálculo de parâmetros da bobina desenvolvido em Matlab, demonstrou ser uma poderosa ferramenta que, em conjunto com o modelo do QUCS, proporciona um maior domínio do sistema como um todo. A ação conjunta desses softwares mostrou que não é possível definir uma bobina ótima absoluta, mas pode-se encontrar aquela que oferece melhor desempenho para cada situação.

As bobinas construídas com Stycast + Kevlar suportaram correntes de até 16 kA sem apresentar dano. Parte do sucesso destas bobinas geradoras se deve ao controle dos parâmetros proporcionados pelo programa desenvolvido em Matlab. Ficou comprovado também que os efeitos eletromagnéticos contribuem significativamente para a redução do

campo gerado por uma bobina em forma de fita (~20%), para pulsos de corrente provenientes do gerador desenvolvido neste trabalho.

O gradiômetro 1 desenvolvido permite a medida de amostras magnéticas formato diverso, cujas dimensões sejam compatíveis com a bobina geradora de campo, permitindo também o uso de fragmentos ou pó do material. A construção do sistema é simples e apresenta baixo custo, apresentando alta sensibilidade em sistemas de campos pulsados. Através das curvas de histerese obtidas foi possível validar o funcionamento do sistema de medição e verificar algumas características magnéticas das amostras. O procedimento aqui descrito pode ser aplicado para produção de gradiômetros adaptados a outros sistemas geradores de pulso. Futuramente será utilizada uma técnica computacional para obter-se o coeficiente de acoplamento entre a amostra e a bobina, possibilitando a obtenção de valores de magnetização absoluta.

Para o gradiômetro 2, as análises pelos métodos analíticos e FETD permitiram encontrar a geometria e posições otimizadas da bobina em relação à amostra, considerando materiais magnéticos em forma de filmes finos. A posição de maior sensibilidade ocorre quando a borda da amostra encontra-se próxima ao centro da bobina. O tratamento do mesmo problema de forma analítica complementou a análise, conseguindo prever a ordem de grandeza do sinal observado nos terminais da bobina nas mesmas condições do pulso de campo real. As otimizações realizadas na geometria das bobinas do gradiômetro 2 através das simulações fornecem subsídios importantes para a implementação das bobinas usando técnicas de eletrodeposição ou circuito impresso.

Para dar sequência a este estudo, faz-se necessário realizar testes de campo máximo em baixas temperaturas (77 K) juntamente com possíveis melhorias no circuito, visando alcançar os 60 T propostos inicialmente. A finalização do gradiômetro 2 abrirá possibilidades de medidas magnéticas para materiais em forma de filme fino.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Schneider-Muntau, H.J.; Toth, J. and Weijers, H.W., Generation of the Highest Continuous Magnetic Fields, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, 14 (2), 1245-1252 (2004).
- [2] Painter, T.A.; Miller, J.R.; Summers, L.T.; Bonito-Oliva, A.; Devernoe, A.L.; Ciancetta, G.M.; King, M.J.; Bascunan, J.; Rutman, G.; Schaedler, R.M.; Boghosian, H.; Shapiro, A.; , "Progress in the manufacture of the cable-in-conduit Nb3Sn outsert coils for the 45 Tesla Hybrid Magnet," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.30, no.4, pp.2204-2207, Jul 1994.
- [3] M. M. Altarawneh, K. Collar, C. H. Mielke, N. Ni, S. L. Bud'ko, P.C. Canfield, *Phys. Rev. B* 78, 220505(R) (2008).
- [4] DIAS, A.; Barthem, V.; , Caracterização da montagem de geração de altos campos magnéticos pulsados (30Tesla/50microseg) , *Jornada de Iniciação Científica, UFRJ*, 2008.
- [5] Mackay, K.; Bonfim, M.; Givord, D.; Fontaine, A.; , "50 T pulsed magnetic fields in microcoils," *Journal of Applied Physics* , vol.87, no.4, pp.1996-2002, Feb 2000.
- [6] Zherlitsyn, S.; Herrmannsdorfer, T.; Wustmann, B.; Wosnitza, J.; , "Design and Performance of Non-Destructive Pulsed Magnets at the Dresden High Magnetic Field Laboratory," *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on* , vol.PP, no.99, pp.1-1, 0.
- [7] <http://www.toulouse.lncmi.cnrs.fr/spip.php?rubrique10&lang=en>, acessado em 29/12/2010.
- [8] <http://www.nims.go.jp/TML/english/spec.html>, acessado em 06/02/2011.
- [9] <http://www.magnet.fsu.edu/usershub/scientificdivisions/pulsedfield/index.html>, acessado em 30/06/2010.
- [10] Stolpe, I.; Puhlmann, N.; von Ortenberg, M.; Tatsenko, O.M.; Markavtsev, I.M.; Selemir, V.D.; Schikoria, D.; , "IR cyclotron resonance of solid states in magnetic fields up to 700 tesla," *Infrared and Millimeter Waves*, 2000. Conference Digest. 2000 25th International Conference on , vol., no., pp.29-30, 2000.
- [11] <http://www.lanl.gov/orgs/mpa/nhmfl/magnets.shtml>, acessado em 06/02/2011.
- [12] DIAS, A. L. B. ; G.Lopez ; GIVORD, D. ; FIRMINO, J. R. ; Barthem, V.M.T.S. . Magneto Optics Experiment in Pulsed Magnetic Fields. VIII Latin American Workshop on Magnetism, Magnetic Materials and their Applications, 2007.
- [13] Springer handbook of materials measurement methods, ed. H. Czichos, T. Saito, and L. Smith. 2006: Springer.
- [14] Z. Q. Qiu and S. D. Bader, "Surface magneto-optical Kerr effect (SMOKE)," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 200, p. 665, 1999.

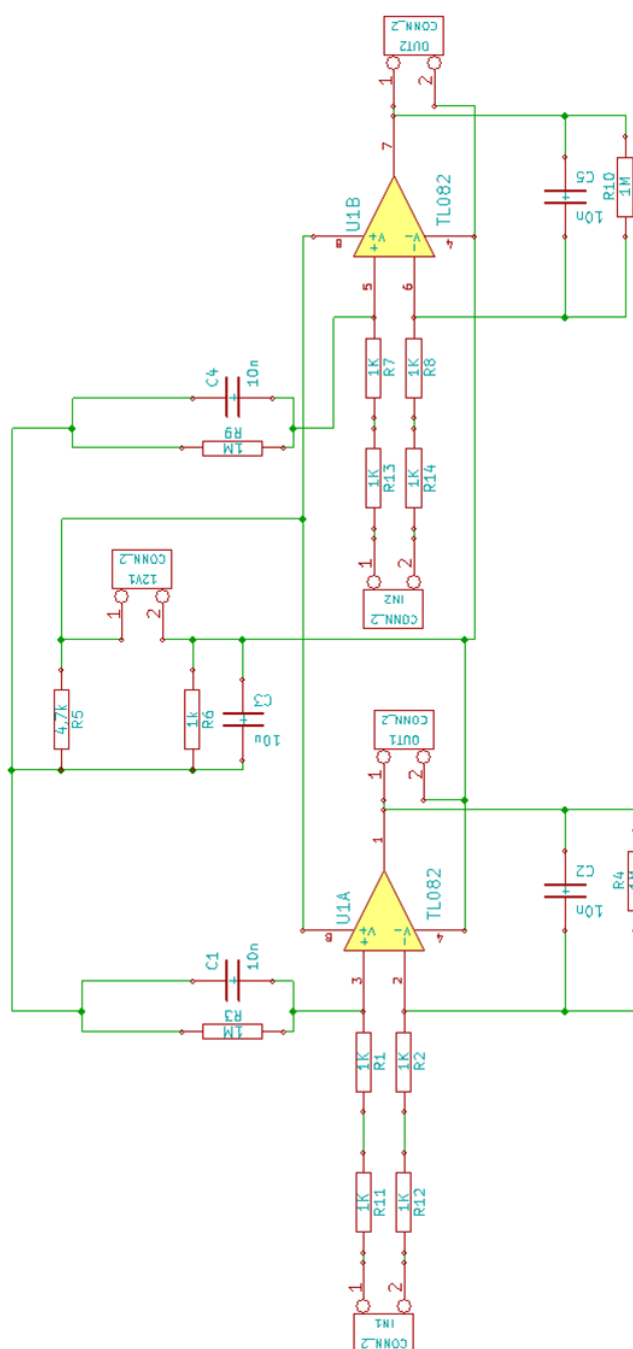
- [15] M. E. Brinson and S. Jahn, "Qucs: A GPL software package for circuit simulation, compact device modelling and circuit macromodelling from DC to RF and beyond", *International Journal of Numerical Modelling (IJNM): Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 22, no. 4, Sep. 2008, pages 297-319. Campo 43T UFRJ.
- [16] D.A. Hodges, "Darlington's contributions to transistor circuit design," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 46, pp. 102-104, Jan. 1999.
- [17] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01009A.pdf>, acessado em 30/06/2010.
- [18] Stoll, R. L. (1974). *The analysis of eddy currents*. Oxford University Press.
- [19] Miranda E.N., *The fields inside a conductor carrying a steady current*. *European Journal of Physics.* , v.20, p.97 - 100, 1999.
- [20] Jordan, Edward (1968), *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, Prentice Hall, ISBN 978-0132499958
- [21] BONFIM, MARLIO. "Micro bobines à champ pulsé : applications aux champs forts et à la dynamique de renversement de l'aimantation à l'échelle de la nanoseconde par effet Kerr et Dichroïsme Circulaire Magnétique de rayons X", tese. Grenoble, França: CNRS - Laboratoire de Magnétisme Louis Néel, 2001.
- [22] A. W. Lotfi and F. C. Lee, "A high frequency model for litz wire forswitch-mode magnetics," in *Conf. Rec. 1993 IEEE Industry ApplicationsConf. 28th IAS Annu. Meeting*, vol. 2, Oct. 1993, pp. 1169-75.
- [23] Nagel, Laurence W., *SPICE2: A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits*, Memorandum No. ERL-M520, University of California, Berkeley, May 1975.
- [24] B. Gustafsson, H. Kreiss, and J. Oliger, *Time dependent problems and difference methods* (John Wiley & Sons, New York, 1995).
- [25] Artuzi Jr, Wilson A. "An unconditionally stable FETD method using tetrahedral cells" – Universidade Federal do Paraná – IMOC/SBMO. 2004.
- [26] T. Boutboul et al., "Critical Current Density in Superconducting Nb-Ti Strands in the 100 mT to 11 T Applied Field Range", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 16(2)pp. 1184-1187, 2006.
- [27] Dowell, P.L.; , "Effects of eddy currents in transformer windings," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of* , vol.113, no.8, pp.1387-1394, August 1966.
- [28] B.K. Sen et R. L. Wheeler, 1998, "Skin effects models for transmission line structures using generic spice circuit simulators", *IEEE 7th topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging*, 26 – 28 October, 128-131.

- [29] C.-S. Yen, Z. Fazarinc and R. L. Wheeler, "Time-domain skin-effect model for transient analysis of lossy transmission lines," Proc. IEEE, vol. 70, pp. 750-757, July 1982.
- [30] Griffiths, David (1999) [1981]. "7. Electrodynamics". in Alison Reeves (ed.). Introduction to Electrodynamics (3rd edition ed.). Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall. pp. 286. ISBN 0-13-805326-x.
- [31] R.E. Pawel, E.E. Stansbury, The specific heat of copper, nickel and copper-nickel alloys, Journal of Physics and Chemistry of Solids, Volume 26, Issue 3, March 1965, Pages 607-613, ISSN 0022-3697.
- [32] Kittel, Charles, Introduction to Solid State Physics, 7th Ed., Wiley, (1996).
- [33] Jack M. Janicke, "The magnetic measurements handbook", 2a. edição, Magnetic Research Press, 1997.
- [34] Matthew N. O. Sadiku, "Elements of Eletromagnetics", 5a. edição, Oxford University Press, 2010.
- [35] Clarke, J.; , "Advances in SQUID magnetometers," Electron Devices, IEEE Transactions on , vol.27, no.10, pp. 1896- 1908, Oct 1980.
- [36] Binnig, G.; Quate, C. F.; Gerber, Ch. Phys. Rev. Lett. 1986, 56, 930.
- [37] W. A. Artuzi Jr., "Improving the Newmark time integration scheme in finite element time domain methods," IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett, vol.15, pp.898-900, Dec. 2005.
- [38] Burghartz, J. N.; Soyuer M.; Jenkins K. "Microwave Inductors and Capacitors in Standard Multilevel Silicon Technology", IEEE Trans. Microwave Theory, Tech., vol 44, no. 1, jan 1996.
- [39] R. R. Wolf Cruz, A. L. B. Dias, and M. J. C. Bonfim, "20 T portable bipolar magnetic pulser", Rev. Sci. Instrum. 81, 064705 (2010); doi:10.1063/1.3455811.

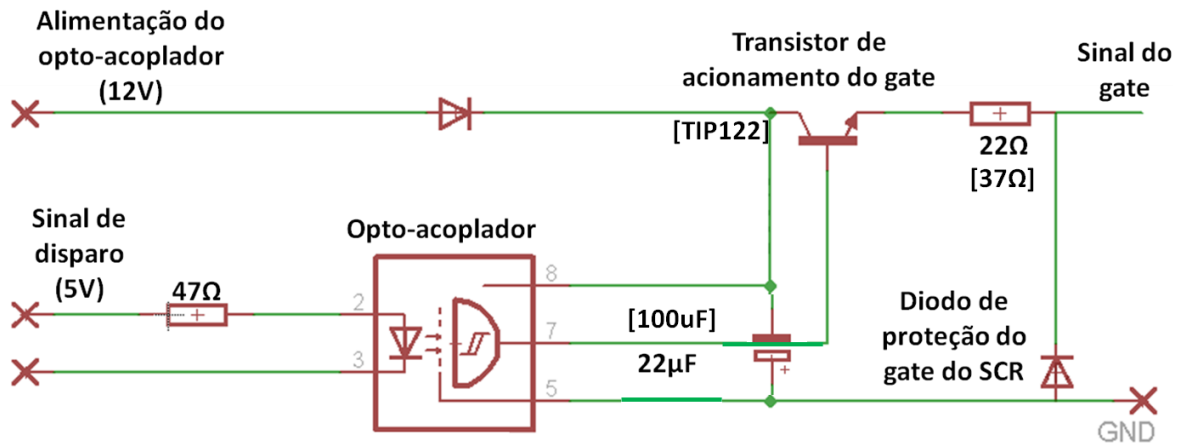
ANEXOS

Anexo 1. Esquemático do circuito integrador.

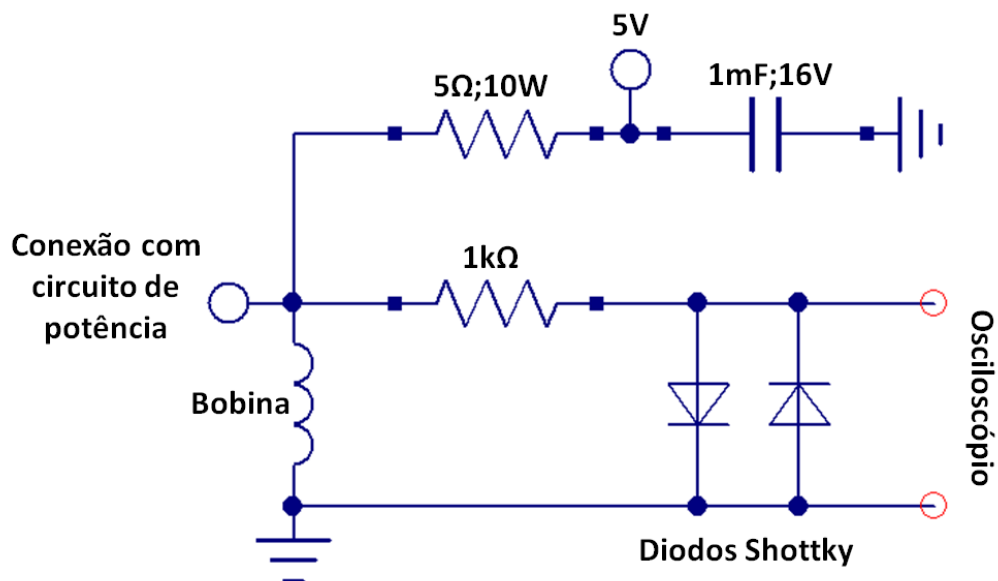
Este circuito permite a entrada de dois sinais quaisquer, fornecendo como saída a integral deste sinal. Este circuito ainda precisa de ajustes finos, no entanto serve como base para trabalhos subseqüentes.



Anexo 2. Esquemático do circuito de disparo do circuito gerador de pulsos 1 e 3 (entre colchetes).

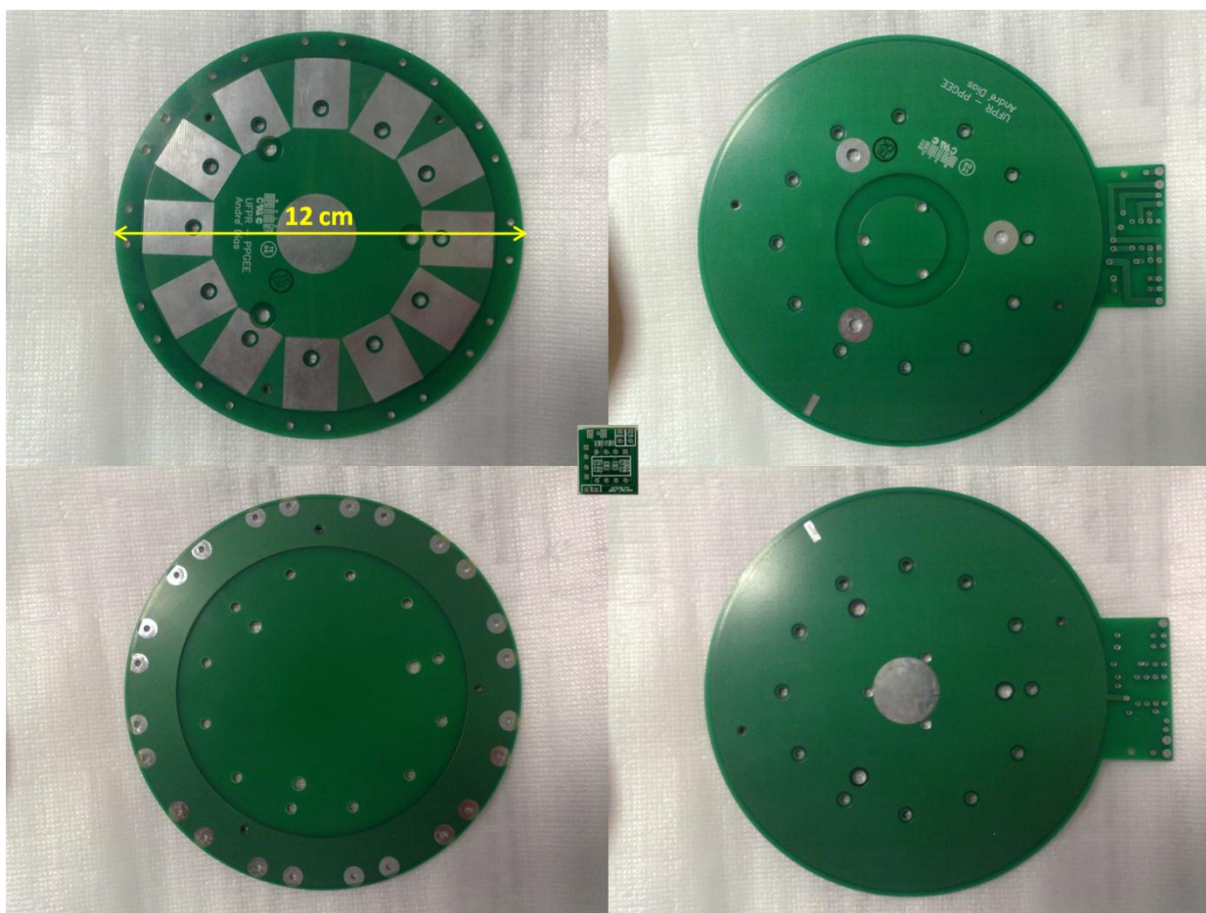


Anexo 3. Esquemático do ohmímetro da bobina.



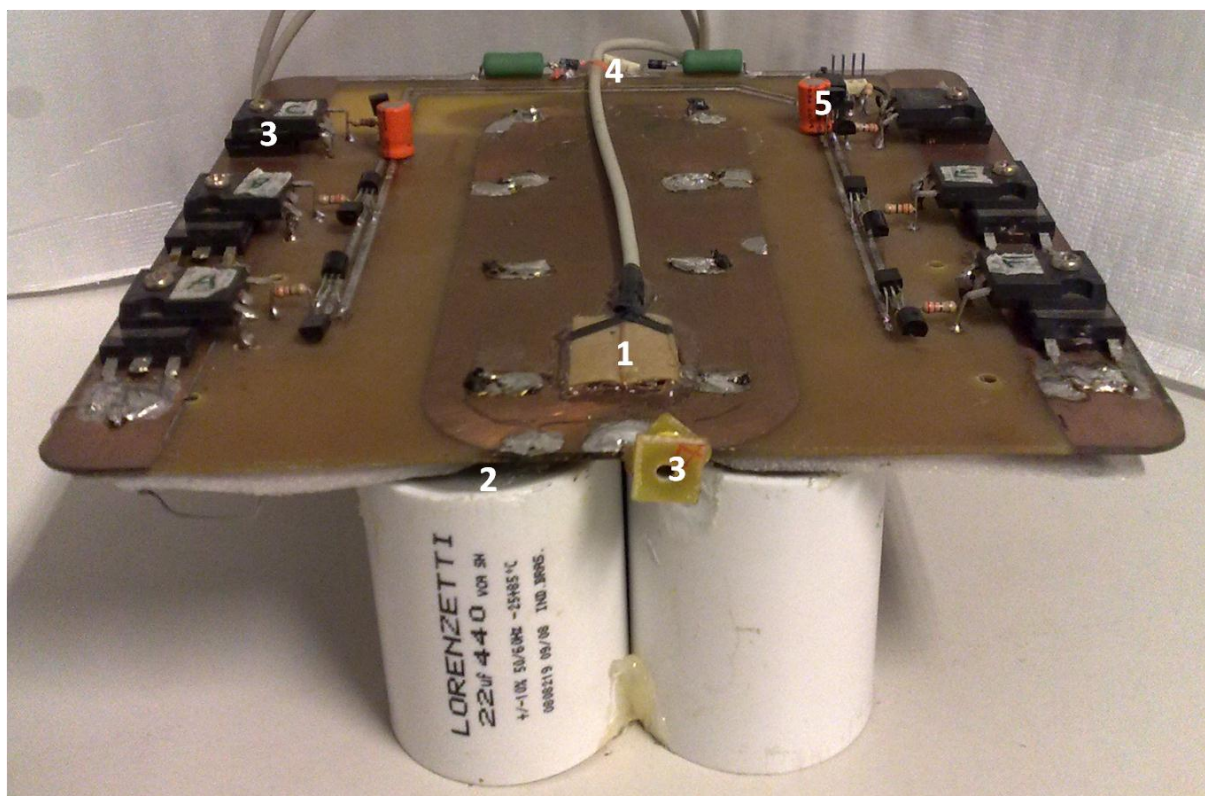
Anexo 4. Fotos das placas de circuito impresso que compõem o circuito gerador de pulsos 2 e 3.

Frente e verso das placas inferior (à esquerda) e superior (à direita), e no centro a placa do circuito integrador, em proporção.



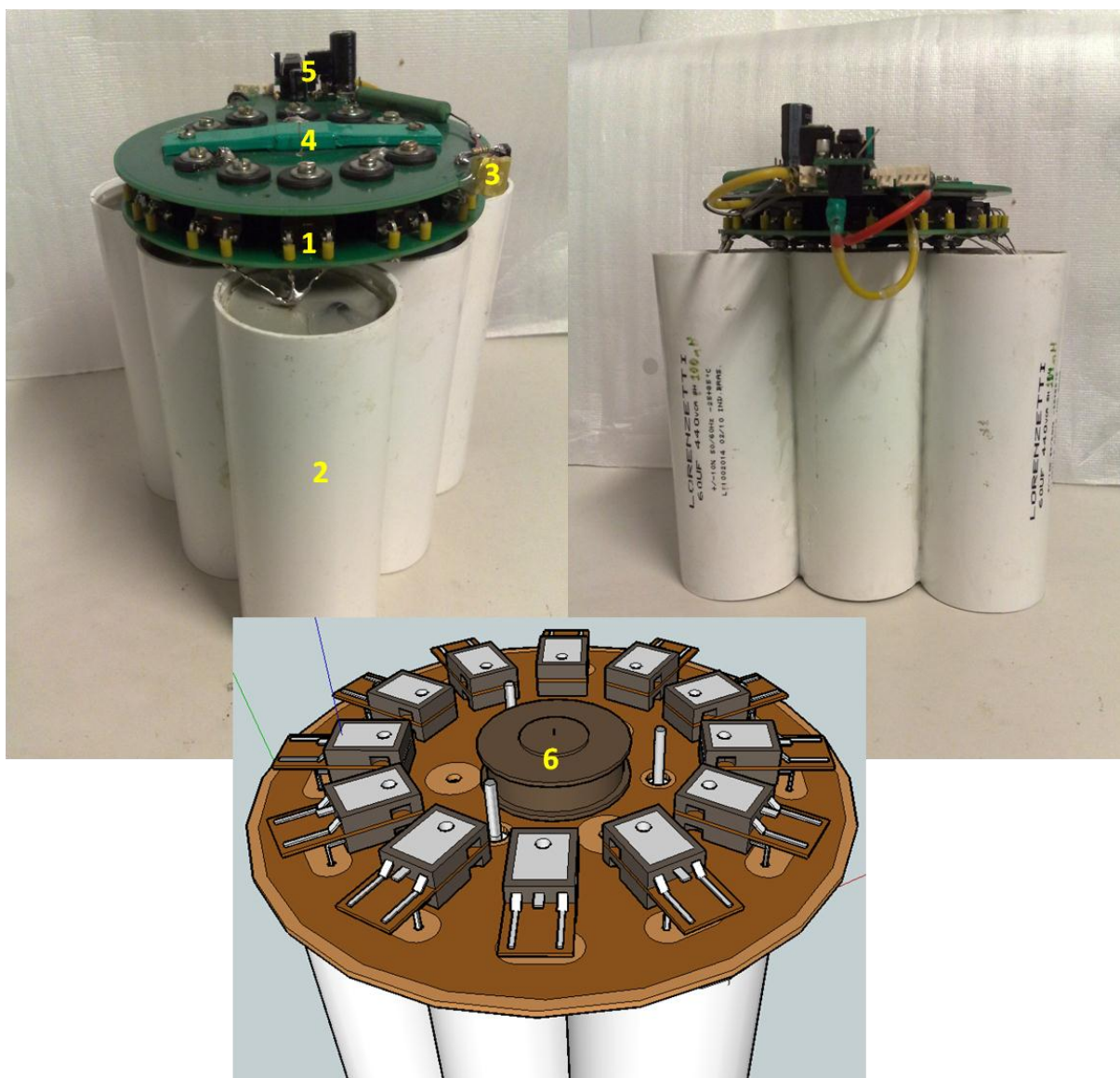
Anexo 5. Geometria do circuito gerador de pulsos 1.

Visão em perspectiva do circuito gerador de pulsos 1. Na imagem, 1 é uma espira sensível ao campo magnético, utilizada para correlacionar corrente com campo. 2 é onde estão conectados os capacitores, 3 é a bobina, 4 a tensão de carga dos capacitores e 5 é onde se localiza o circuito de disparo, alimentação e disparo do opto-acoplador. A geometria da placa reduz indutâncias, que pode ser observado na largura das trilhas por onde passam alta densidade de corrente (central e laterais). A simetria da placa proporciona uma distribuição uniforme da corrente passante em cada conjunto SCR-Diodo. O lado inferior da placa é um plano terra, servindo também como blindagem magnética.



Anexo 6. Geometria do circuito gerador de pulsos 2.

Acima, as fotos reais do circuito montado, em duas perspectivas diferentes. Abaixo o design realizado em CAD do espaço entre-placas, mostrando o posicionamento do SCR (6). Nas fotos, 1 é a posição dos diodos, 2 são os capacitores, 3 a bobina, 4 é uma haste metálica utilizada para pressionar as placas e garantir, por pressão, o contato do SCR. O formato em sanduíche minimiza ainda mais as indutâncias e resistências parasitas.



Anexo 7. Programa utilizado para caracterização de bobinas em forma de solenoide.

```

% Programa para calcular o campo magnético axial em um ponto qualquer no
interior de um solenoide finito

%% Definição das constantes globais (parâmetros de entrada)

clear; % Limpa a memória do prompt

m = 05; % número de espiras por camada
p = 02; % número de camadas
lambda = 0.65e-3; % diâmetro do fio, em metros
Diam = 03.0e-3; % diâmetro da borda interna da bobina
R = Diam/2; % raio interno da bobina
nel = 100; % número de elementos de circunferência
(planos)

mi0 = 4*pi*1e-7; % permeabilidade magnética do vácuo (SI)
I = 19.0e3; % corrente passante, em Ampères
f = 2e4; % frequência de operação
Afi0 = pi*(lambda/2)^2; % área da secção transversal do fio
ro = 1.678e-8; % resistividade do cobre a 25°C
den = 8.920e6; % densidade do cobre (g/m³)
w = 2*pi*f; % frequência angular da corrente

%% Calculando o perfil do campo através do eixo axial da bobina

% Varredura no eixo axial

L = 5e-3; % distância a partir das laterais da bobina
npz = 500; % número de pontos desejados para a varredura
for z = 0:1:npz; % parâmetro de varredura
    zp = (z/npz)*(lambda*(m-1)+2*L)-L; % coordenada zp absoluta
    zplot(z+1,1) = [zp-lambda*(m-1)/2]; % coordenada zp realtiva ao
    centro para plotagem do gráfico

    ypp = 0e-3; % coordenada ypp para ponto fixo

% Calculando o campo magnético axial para um ponto qualquer no interior de
um solenoide qualquer

for c = 1:1:p % número de espiras em uma camada

% Constantes variáveis com a camada
yp = R+lambda*(2*c-1)/2; % raio da camada
cel = pi*yp/nel; % comprimento do elemento de corrente

% Montando as matrizes das coordenadas de cada elemento de corrente
for elemento = 1:1:nel % numerando os elementos de corrente

    teta = elemento*pi/nel; % ângulo do elemento
    xel = yp*sin(teta); % coordenada x do elemento
    yel = yp*cos(teta); % coordenada y do elemento
    dl = ((yel-ypp)^2+xel^2)^(1/2); % distância perpendicular do

```



```

                                elemento de espira ao ponto P
cosbeta = (yp^2+d1^2-ypp^2)/(2*yp*d1); % cosseno do ângulo entre o
                                raio interno da bobina e a
                                distância do elemento ao
                                ponto P

% Calculando o campo para cada plano de espira
for n = 1:1:m

    d2 = ((zp-lambda*(n-1))^2+xel^2)^(1/2); % projeção de D no
                                plano zx
    D = ((yel-ypp)^2+d2^2)^(1/2); % distância absoluta do
                                elemento ao ponto P
    cosalfa = xel/d2; % relativo ao ângulo entre o plano
                                da espira e o ponto P

    B1 = ((mi0*I*cel)/(4*pi*D^2))*cosbeta*cosalfa;
        % campo magnético axial no ponto P para cada elemento
    Bn(n) = [B1]; % contribuição do mesmo elemento em espiras diferentes

end

    B2 = sum(sum(Bn)); % soma de Bn
    Bel(elemento,c) = [B2]; % contribuição de cada elemento por camada

end

end

B = 2*sum(sum(Bel)); % soma das contribuições de cada elemento da bobina
Bposz(z+1,1) = [B]; % matriz campo por posição

end

% Calculando o perfil do campo através do eixo radial da bobina

% Varredura no diâmetro interno

npy = 100; % número de pontos desejados para a varredura
for y = 0:1:npy % parâmetro de varredura
    ypp = (y/npy)*Diam-R; % coordenada y do ponto para varredura
    zp = lambda*(m-1)/2; % coordenada zp no centro da bobina
    %zp = 0;
    yplot(y+1,1) = [ypp]; % coordenada yp relativa ao centro para
                                plotagem do gráfico

% Calculando o campo magnético axial para um ponto qualquer no interior de
um solenoide qualquer

for c = 1:1:p % número de espiras em uma camada

    % Constantes variáveis com a camada
    yp = R+lambda*(2*c-1)/2; % raio da camada
    cel = pi*yp/nel; % comprimento do elemento de corrente

```

```

% Montando as matrizes das coordenadas de cada elemento de corrente
for elemento = 1:1:nel % numerando os elementos de corrente

    teta = elemento*pi/nel; % ângulo do elemento
    xel = yp*sin(teta); % coordenada x do elemento
    yel = yp*cos(teta); % coordenada y do elemento
    d1 = ((yel-ypp)^2+xel^2)^(1/2); % distância perpendicular do
    elemento de espira ao ponto P
    cosbeta = (yp^2+d1^2-ypp^2)/abs(2*yp*d1);
    % cosseno do ângulo entre o raio interno da bobina e
    a distância do elemento ao ponto P

% Calculando o campo para cada plano de espira

for n = 1:1:m

    d2 = ((zp-lambda*(n-1))^2+xel^2)^(1/2); % projeção de D no plano
    zx
    D = ((yel-ypp)^2+d2^2)^(1/2); % distância absoluta do
    elemento ao ponto P
    cosalfa = xel/d2; % relativo ao ângulo entre o plano da
    espira e o ponto P

    B1 = ((mi0*I*cel)/(4*pi*D^2))*cosbeta*cosalfa;
    % campo magnético axial no ponto P para cada elemento
    Bn(n) = [B1]; % contribuição do mesmo elemento em espiras diferentes

end

    B2 = sum(sum(Bn)); % soma de Bn
    Bel(elemento,c) = [B2]; % contribuição de cada elemento por camada

end

end

B = 2*sum(sum(Bel)); % soma das contribuições de cada elemento da bobina
Bposy(y+1,1) = [B]; % matriz campo por posição

end

%% Plotando o gráfico de perfil do campo no eixo axial e radial

subplot(2,1,1); plot(zplot,Bposz);
subplot(2,1,2); plot(yplot,Bposy);

%% Cálculo da indutância e da resistência da bobina em regime DC

for z = 1:1:m % parâmetro de varredura
    zp = lambda*(z-1); % coordenada zp absoluta

    npy = 100;
    for y = 0:1:npy % parâmetro de varredura
        ypp = (y/npy)*Diam-R; % coordenada ypp para varredura
        zp = lambda*(m-1)/2; % coordenada zp no centro da bobina
    end
end

```

```

yplot(y+1,1) = [ypp];      % coordenada yp relativa ao centro para
                          % plotagem do gráfico

A = (pi/2)*abs(ypp^2-(abs(ypp)-Diam/npy)^2); % elemento de área da
                                          % espira
Ap(y+1,1)=[A];           % elemento em função do raio interno da espira

for c = 1:1:p             % número de espiras em uma camada

yp = R+lambda*(2*c-1)/2; % raio da camada
cel = pi*yp/nel;        % comprimento do elemento de corrente

Circ(z,c) = [2*pi*yp];  % circunferência de cada espira
Comp = sum(sum(Circ));  % comprimento total do fio

for elemento = 1:1:nel   % numerando os elementos de corrente

teta = elemento*pi/nel; % ângulo do elemento
xel = yp*sin(teta);     % coordenada x do elemento
yel = yp*cos(teta);     % coordenada y do elemento
d1 = ((yel-ypp)^2+xel^2)^(1/2); % distância perpendicular do
                               % elemento de espira ao ponto P
cosbeta = (yp^2+d1^2-ypp^2)/abs(2*yp*d1);
                               % cosseno do ângulo entre o raio interno da
                               % bobina e a distância do elemento ao ponto P

% Calculando o campo para cada plano de espira
for n = 1:1:m

d2 = ((zp-lambda*(n-1))^2+xel^2)^(1/2); % projeção de D no plano
                                          % zx
D = ((yel-ypp)^2+d2^2)^(1/2); % distância absoluta do elemento
                               % ao ponto P
cosalfa = xel/d2; % relativo ao ângulo entre o
                  % plano da espira e o ponto P

B1 = ((mi0*I*cel)/(4*pi*D^2))*cosbeta*cosalfa;
    % campo magnético axial no ponto P para cada elemento
Bn(n) = [B1]; % contribuição do mesmo elemento em espiras diferentes

end

B2 = sum(sum(Bn)); % soma de Bn
Bel(elemento,c) = [B2]; % contribuição de cada elemento por camada

end

B = 2*sum(sum(Bel)); % campo magnético total em um ponto
Bposy2(y+1,1) = [B]; % campo magnético total para cada ponto y
Fe = [Ap.*Bposy2]; % contribuição para o fluxo magnético através
                  % de 1 espira
SumFe = sum(sum(Fe)); % fluxo magnético total através de 1 espira
Fte(z,c) = [((R+lambda*c)/R)*SumFe];
            % fluxo magnético total para cada espira

```

```
end

end

end

%% Definindo a indutância e a resistência da bobina em regime DC

Ldc = sum(sum(Fte))/I;           % indutância da bobina
Rdc = 1.3*ro*Comp/Afio;         % resistência da bobina multiplicado por uma
                                % constante de correção

mass = den*Afio*Comp;           % massa da bobina, em gramas

%% Indutância e resistência para um regime AC

eta = m*lambda/(lambda*m);
alfa = sqrt(j*w*mi0*eta/ro);
M = alfa*lambda*coth(lambda*alfa);
D2 = 2*alfa*lambda*tanh(alfa*lambda/2);
Rac = Rdc*(real(M)+(p^2-1)*real(D2)/3);

disp('Resultado');
disp(' Rdc (mOhm) Rac (mOhm) Ldc (nH) massa (g) ');
disp([Rdc*1e3 Rac*1e3 Ldc*1e9 mass]);
```

Anexo 8. Programa utilizado para a determinação do posicionamento ideal das bobinas em relação à amostra para gradiômetros 2

```

% Programa para determinação do fluxo máximo através de uma bobina com n
  espiras

%% Definição das constantes globais (parâmetros de entrada - SI)

clear;          % Limpa a memória do prompt

CA = 1.5e-3;    % comprimento da amostra
LA = 1.5e-3;    % largura da amostra
CEma = 1.4e-3;  % comprimento da espira maior
LEma = 1.4e-3;  % largura da espira maior
CEme = 1.0e-3;  % comprimento da espira menor
LEme = 1.0e-3;  % largura da espira menor
nE = 3;        % número de espiras
dE = 0.2e-3;   % distância entre duas laterais das bobinas
esp = 100e-6;  % espessura do material magnético
nelCA = 20;    % número de elementos infinitesimais ao longo do
               % comprimento da amostra (eixo z)
nellA = 20;    % número de elementos infinitesimais ao longo da
               % largura da amostra (eixo x)
nelCE = 20;    % número de elementos infinitesimais ao longo do
               % comprimento da espira (eixo z)
nelle = 20;    % número de elementos infinitesimais ao longo da
               % largura da espira (eixo x)
nesp = 1;      % número de elementos infinitesimais ao longo da
               % espessura da amostra (eixo y)
dCA = CA/nelCA; % comprimento do elemento diferencial da amostra no
               % eixo z
dLA = LA/nellA; % comprimento do elemento diferencial da amostra no
               % eixo x
desp = esp/nesp; % comprimento do elemento diferencial da amostra no
               % eixo y
vd = dLA*dCA*desp; % volume infinitesimal do material magnético
den = 7007;       % densidade do material (http://www.periodictable.com)
mass = den*vd;    % massa do elemento infinitesimal de amostra
mi0 = 4*pi*1e-7; % permeabilidade magnética do vácuo (SI)
sus = 1;         % suscetibilidade magnética do material por unidade de
               % volume (http://www.periodictable.com)
Bap = 3.6e-4;    % campo aplicado
M = (sus*Bap)/(mi0*(1+sus)); % magnetização do material por unidade de
               % volume
mom = M*vd;      % magnetização do material por elemento infinitesimal
yE = 0.25e-3;    % distância entre os planos da amostra e da bobina no
               % eixo y

%% Cálculo do fluxo através da espira devido à magnetização do material

nz = 080;        % número de posições desejadas
z = 3.00e-3;     % ponto de varredura inicial em relação ao centro da
               % amostra
dz = 2*z/nz;     % incremento de varredura

for p = 1:1:nz+1; % parâmetro de varredura
for E = 1:1:nE;

```

```

CE = CEme+dE*(nE-1); % comprimento da espira atual
LE = LEme+dE*(nE-1); % largura da espira atual
dCE = CE/nelCE; % comprimento do elemento diferencial da espira
                    no eixo z
dLE = LE/nelle; % comprimento do elemento diferencial da espira
                    no eixo x
AinfE = dCE*dLE; % área infinitesimal da espira
D = -CA/2-CE/2-z+(p-1)*dz; % distância entre os centros da espira e
                    amostra (posição da espira)

for nesp = 1:1:nesp;
for nelCE = 1:1:nelCE;
for nelle = 1:1:nelle;
for nelCA = 1:1:nelCA;
for nella = 1:1:nella;

vpx = (LA-dLA)/2-(LE-dLE)/2+dLE*(nelle-1)-dLA*(nella-1);
                    % vetor posição x do elemento de espira em
                    relação ao elemento de amostra
vpy = yE+esp-desp/2-desp*(nesp-1); % vetor posição y do elemento de espira
                    em relação ao elemento de amostra
vpz = CA+D+dCE/2-dCA/2+dCE*(nelCE-1)-dCA*(nelCA-1);
                    % vetor posição z do elemento de espira em
                    relação ao elemento de amostra

By = ((3*mom*mi0)/(4*pi))*((vpy*vpz)/((vpx^2+vpy^2+vpz^2)^(5/2)));
                    % campo magnético no elemento de espira devido a
                    um elemento de amostra
F = By*AinfE; % fluxo através da área infinitesimal da espira
FelA(nella,nelCA) = (F); % contribuição de cada elemento de amostra

end
end

FelE(nelle,nelCE) = sum(sum(FelA)); % fluxo parcial através de um elemento
                    de espira

end
end

Fp(nesp,1) = sum(sum(FelE)); % fluxo parcial através da espira
                    (cada espessura infinitesimal de amostra)

end

FpE(E,1) = sum(sum(Fp)); % fluxo parcial através da espira (cada espira)

end
Ft = sum(sum(FpE)); % fluxo total através da espira
Dplot(p,1) = (D+CA/2+CE/2); % eixo z para plotagem do gráfico
FtD(p,1) = (Ft); % fluxo total através da espira para cada
                    posição diferente

end

%% Plotagem dos gráficos
plot(Dplot,FtD/4.59e-6)

```

Anexo 9. Programa utilizado para calcular o campo magnético gerado ao longo do eixo axial de bobinas de fita.

```

% Programa para calcular o campo magnético axial em um ponto qualquer no
interior de uma bobina de fita
%% Definição das constantes globais (parâmetros de entrada)

clear;                % Limpa a memória do prompt

lar = 3.0e-3;         % largura da fita
p = 01;              % número de camadas
m = 100;             % número de elementos de corrente ao longo da largura
                    % da fita
lel = lar/m;         % comprimento de um elemento infinitesimal de corrente
Diam = 03.0e-3;      % diâmetro da borda interna da bobina
R = Diam/2;         % raio interno da bobina
esp = 74e-6;        % espessura da fita
kap = 10e-6;        % espessura do isolante entre as fitas
mi0 = 4*pi*1e-7;    % permeabilidade magnética do vácuo (SI)
It = 1.00e0;        % corrente passante na fita (SI)
I = It/m;           % corrente passante em cada elemento de corrente

%% Calculando o perfil do campo através do eixo axial da bobina

% Varredura no eixo axial
L = 0e-3;            % distância a partir das laterais da
                    % bobina
npz = 100;           % número de pontos desejados para a
                    % varredura
for z = 0:1:npz;    % parâmetro de varredura
    zp = (z/npz)*(lel*(m-1)+2*L)-L; % coordenada zp absoluta
    zplot(z+1,1) = [zp-lel*(m-1)/2]; % coordenada zp realtiva ao centro
                    % para plotagem do gráfico

% Calculando o campo magnético axial para um ponto qualquer no interior de
uma bobina de fita qualquer

for c = 1:1:p        % número de espiras em uma camada
    yp = R+(kap*c)+esp*(2*c-1)/2; % raio da camada com isolante

    % Calculando o campo para cada plano de espira

    for n = 1:1:m

        D = ((zp-lel*(n-1))^2+yp^2)^(1/2); % distância absoluta do elemento ao
        % ponto P
        cosalfa = D/yp; % ângulo entre o plano da espira e
        % o ponto P
        B1 = ((mi0*I*yp)/(2*D^2))*cosalfa; % campo magnético axial no ponto P
        % para cada elemento
        Bn(n) = [B1]; % contribuição do mesmo elemento em
        % espiras diferentes

    end

end

```

```
B2 = sum(sum(Bn));      % soma de Bn
Bel(n,c) = [B2];      % contribuição de cada elemento por camada

end

B = sum(sum(Bel));      % soma das contribuições de cada elemento da bobina
Bposz(z+1,1) = [B];    % matriz campo por posição

end

%% Plotando o gráfico de perfil do campo no eixo axial

plot(zplot,Bposz);
```


Anexo 10. Programa utilizado para a determinação do posicionamento ideal das bobinas em relação à amostra para gradiômetros 1

```

% Programa para determinação do fluxo máximo através de uma espira
% perpendicular à amostra

%% Definição das constantes globais (parâmetros de entrada - SI)

clear;          % Limpa a memória do prompt

CA = 1.5e-3;    % comprimento da amostra
LA = 1.5e-3;    % largura da amostra
AE = 2.0e-3;    % altura da espira
LE = 2.0e-3;    % largura da espira
esp = 1.5e-3;   % espessura do material magnético
nelCA = 20;     % número de elementos infinitesimais ao longo do
                % comprimento da amostra (eixo z)
nellA = 20;     % número de elementos infinitesimais ao longo da largura
                % da amostra (eixo x)
nelAE = 20;     % número de elementos infinitesimais ao longo da altura
                % da espira (eixo y)
nellE = 20;     % número de elementos infinitesimais ao longo da largura
                % da espira (eixo x)
nesp = 20;     % número de elementos infinitesimais ao longo da
                % espessura da amostra (eixo y)

dCA = CA/nelCA; % comprimento do elemento diferencial da amostra no eixo z
dLA = LA/nellA; % comprimento do elemento diferencial da amostra no eixo x
dAE = AE/nelAE; % altura do elemento diferencial da espira no eixo y
dLE = LE/nellE; % comprimento do elemento diferencial da espira no eixo x
desp = esp/nesp; % comprimento do elemento diferencial da amostra no eixo y
vd = dLA*dCA*desp; % volume infinitesimal do material magnético
den = 7007;        % densidade do material (http://www.periodictable.com)
mass = den*vd;     % massa do elemento infinitesimal de amostra
AinfE = dAE*dLE;   % área infinitesimal da espira
mi0 = 4*pi*1e-7;   % permeabilidade magnética do vácuo (SI)
sus = 1;          % suscetibilidade magnética por unidade de volume do
                % material (http://www.periodictable.com)

Bap = 3;          % campo aplicado
M = (sus*Bap)/(mi0*(1+sus)); % magnetização do material
mom = M*vd;       % magnetização do material por unidade de volume
ro = 1.7e-8;      % resistividade do cobre a 25°C
Rdc = ro*2*(AE+LE)/((5e-6)*(10e-6)); % resistência da espira

%% Cálculo do fluxo através da espira devido à magnetização do material

nz = 050;        % número de posições desejadas
z = 3.75e-3;     % ponto de varredura inicial em relação ao centro da amostra
dz = 2*z/nz;     % incremento de varredura

for p = 1:1:nz+1; % parâmetro de varredura
    D = (-CA/2-z)+(p-1)*dz; % distância entre a borda da amostra e o plano
                            % da espira (ajustado)

for nesp = 1:1:nesp;
for nelAE = 1:1:nelAE;

```

```

for nelLE = 1:1:nelLE;
for nelCA = 1:1:nelCA;
for nelLA = 1:1:nelLA;

vpx = (LA-dLA)/2-(LE-dLE)/2+dLE*(nelLE-1)-dLA*(nelLA-1);
% vetor posição x do elemento de espira em relação ao elemento de amostra

vpy = (esp-desp)/2-(AE-dAE)/2+dAE*(nelAE-1)-desp*(nesp-1);
% vetor posição y do elemento de espira em relação ao elemento de amostra

vpz = D+CA-dCA/2-dCA*(nelCA-1);
% vetor posição z do elemento de espira em relação ao elemento de amostra

Bz = ((3*mom*mi0)/(4*pi))* (vpz^2-((vpx^2+vpy^2+vpz^2)/3))
/((vpx^2+vpy^2+vpz^2)^(5/2));
% campo magnético no elemento de espira devido a um elemento de amostra

F = Bz*AinfE; % fluxo através da área infinitesimal da espira
FelA(nelLA,nelCA) = (F); % contribuição de cada elemento de amostra

end
end

FelE(nelLE,nelAE) = sum(sum(FelA)); % fluxo parcial através de um
% elemento de espira

end
end

Fp(nesp,1) = sum(sum(FelE)); % fluxo parcial através da espira

end

Ft = sum(sum(Fp)); % fluxo total através da espira
Dplot(p,1) = (D+CA/2); % eixo z para plotagem do gráfico
FtD(p,1) = (Ft); % fluxo total através da espira para
% cada posição diferente

end

%% Plotagem dos gráficos

plot(Dplot,FtD/4.59e-6)

```