

Projeto de Graduação



29/06/2016

SISTEMA DE CARACTERIZAÇÃO DE SENSORES MAGNÉTICOS EM ALTAS FREQUÊNCIAS

Flávio de Assis
Bruno R. Moreira



www.ele.puc-rio.br

Projeto de Graduação



SISTEMA DE CARACTERIZAÇÃO DE SENSORES MAGNÉTICOS EM ALTAS FREQUÊNCIAS

**Alunos: Flávio de Assis
Bruno R. Moreira**
Orientador: Eduardo Costa da Silva

Trabalho apresentado com requisito parcial à conclusão do curso de Engenharia Elétrica e Engenharia de Controle e Automação na Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil.

Agradecimentos – Flávio de Assis

Agradeço a minha mãe, Celi Francisca de Assis, e meus padrinhos e segundos pais Cleci Barbosa Braga (*in memoriam*) e Murilo Ferreira Braga, pelo apoio e amor incondicional desde meus primeiros segundos de vida. É na minha família que encontro a motivação para continuar com o brilho nos olhos e a garra que sempre me foi incentivada.

Agradeço ao meu companheiro e melhor amigo Diego Farias que me acompanhou do começo ao fim da graduação, pela compreensão, respeito e incentivo diário que não só me fez superar os momentos difíceis de cabeça erguida, como me incentivaram a ser sempre um ser humano melhor.

Agradeço também a meu orientador Dr. Eduardo Costa da Silva, pela verdadeira parceria e pelo tempo, dedicação, dicas e conselhos. Seus ensinamentos, todos transmitidos com uma excelente didática e muito bom-humor, foram essenciais para a conquista deste grau.

Agradeço à minha dupla Bruno Moreira pela paciência, temperança, solidariedade e amizade na confecção deste trabalho e também nas outras disciplinas.

Muito obrigado aos meus amigos, colegas, duplas de trabalhos e laboratórios, que foram reais parceiros nesta inesquecível trajetória e cuja presença se tornara imprescindível no meu dia-a-dia, tanto na PUC-Rio quanto na *École Centrale* de Nantes e em meus estágios acadêmicos.

Agradeço de forma especial a meus queridos amigos: André Semeghini, Brenno Koelblinger, Cassio Rodrigues, Débora Martins, Demetrius Carvalho, Érica Riello, Flávio Crelier, Gabriel Tenório, Grace Kelly Oliveira, Isabela Nobre, Jorge Virgílio, Luiz Filipe, Luiza Lemos, Mariana Almeida, Patrícia Nallin, Vinicius Rodrigues, Vinícius Souza e Yasmin Brandão. Levo um pedaço de cada um de vocês esculpido em meu caráter e personalidade.

Agradeço ao governo federal que me proporcionou uma oportunidade na Pontifícia Universidade Católica e, por fim, ao projeto FESP que teve papel chave em meus anos como aluno da PUC-Rio.

Agradecimentos – Bruno R. Moreira

Agradeço, primeiramente, aos meus pais e maior orgulho: Mario e Sandra, que são o motivo pelo qual consegui tudo na minha vida, sem eles nada disso seria possível. Sempre foram a razão por qual continuei lutando mesmo quando me faltavam forças para continuar, pois sabia que sempre estariam lá para me apoiar, não medindo esforços para me possibilitarem sonhar e conquistar, embora as situações muitas vezes fossem adversas, faziam o impossível para que nada me faltasse. Aquele menino que aos 16 anos saiu de casa apreensivo, porém cheio de sonhos, obteve mais uma conquista de muitas que virão.

Agradeço minha companheira Isabelle por sempre acreditar em mim e também pela paciência que teve em muitas situações, me ajudando a me superar a cada dia.

Agradeço a todos os meus amigos, sempre presentes nos momentos difíceis e também nos de descontração.

Agradeço aos meus irmãos de farda, hoje tenentes, com quem passei três anos na Força Aérea Brasileira aprendendo, período de extrema importância para a formação do meu caráter.

Agradeço ao meu orientador Dr. Eduardo Costa da Silva pela paciência, bom humor e disposição em ensinar, tanto durante o projeto como em outras disciplinas. Sendo um exemplo de profissional a ser seguido.

Agradeço à minha dupla Flávio de Assis pelo empenho na realização deste trabalho, bem como pela amizade, paciência e pelos momentos engraçados proporcionados durante a graduação.

Resumo

No presente trabalho objetiva-se projetar um sistema de caracterização de sensores magnéticos em altas frequências – da ordem de 10 kHz a 100 kHz. O problema da geração de campos magnéticos nesta faixa frequências está vinculado a elevada impedância das Bobinas, cuja componente reativa é majoritariamente indutiva e, conseqüentemente, aumenta com a frequência de excitação. Dessa forma, são necessárias altas tensões de alimentação para se conseguir obter os valores de corrente elétrica adequados à intensidade do campo que se deseja gerar. Muitas vezes, estes altos níveis de tensão tornam-se impeditivos para a implementação do sistema.

Visando superar tais dificuldades, propõe-se aqui uma estratégia de compensação da reatância da Bobina de excitação, a fim de se manter o valor da impedância total o mais baixo possível. Desse modo, reduz-se a diferença de potencial entre os terminais da estrutura utilizada para geração do campo de excitação, propiciando que correntes consideravelmente altas possam fluir pela estrutura mesmo com tensões de alimentação relativamente baixas.

O arranjo proposto demanda ajustes específicos em função da frequência, objetivando garantir o casamento de impedâncias. O ponto ótimo de operação é previsto por uma análise teórica do sistema e, na seqüência, uma técnica de ajuste fino é empregada a fim de otimizar o ponto de operação (na vizinhança do ponto teórico) em função de aspectos não-ideais do sistema experimental, não modelados na análise teórica. O trabalho apresenta e discute os resultados obtidos e conclui sobre as vantagens e limitações desta técnica.

Palavras-chave: Bobina de Helmholtz; Sistema de Caracterização Automática; Sensores Magnéticos; Altas Frequências; Altas Correntes; Compensação de Reatâncias.

System for the Characterization of Magnetic Sensors at High Frequencies

Abstract

The present work aims at design a system for the characterization of magnetic sensors at high frequencies, from 10 kHz to 100 kHz. The generation of magnetic fields at this frequency range is tricky, because the coil impedance is considerably high, due to its reactive component, which is mainly inductive and, consequently, increases with the excitation frequency. In this sense, the coils must be powered by high voltage levels to reach the current levels required for the generation of the desired magnetic fields. In many cases, these voltage levels prevent a successful system implementation.

Intending to overcome those difficulties, it's proposed a compensation strategy for the excitation coil's reactance, pursuing to keep the total impedance value as low as possible. In this way, the voltage drop over the structure's terminals, used to generate the excitation field, decreases, providing high levels of current even with low voltage levels in the power supply.

The proposed compensation strategy demands specific adjustments for each frequency, aiming at ensuring a proper impedance matching. The ideal optimum operating point is predicted by a theoretical analyses of the system and, afterwards, a fine adjustment technique is applied for the optimization of the operating point (in the neighborhood of theoretical point), in terms of the non-ideal aspects of the experimental system, not incorporated in the theoretical model. This work presents and discusses the obtained results and concludes about advantages and limitations of this technique.

Keywords: Helmholtz Coil; Automatic Characterization System; Magnetic Sensors; High Frequencies; High Currents; Reactance Compensation.

Lista de Figuras

Figura 1: Diagrama esquemático típico de uma Bobina de Helmholtz.	9
Figura 2: Campos magnéticos gerados por um solenoide (linha pontilhada) e por uma Bobina de Helmholtz.	10
Figura 3: Bobina de Helmholtz utilizada na caracterização.	11
Figura 4: Circuito de Caracterização da Bobina de Helmholtz.	11
Figura 5: Gráfico dos valores calculados de impedância através das medições experimentais e a curva de ajuste admitindo $L_{Helm} = 3,52$ mH na equação (2.6) versus a frequência de operação do circuito.	13
Figura 6: Circuito de acoplamento para a Bobina de Helmholtz.	14
Figura 7: Controle de corrente com MOSFETs canal n.	15
Figura 8: Controle de corrente com MOSFETs canal p.	15
Figura 9: Estágios: Proteção e Compensação.	16
Figura 10: Banco de Capacitores.	17
Figura 11: Diagrama de blocos dos estágios do circuito.	18
Figura 12: Terminais de controle LabView-Multisim.	19
Figura 13: Diagrama do estágio de otimização a fim de encontrar um valor ótimo para a capacitância.	20
Figura 14: Comportamentos teórico e computacional da tensão VAB em função da capacitância, para $f = 100$ kHz.	22
Figura 15: Comportamentos teóricos e computacional de I_{Helm} , para $f = 100$ kHz.	22
Figura 16: Comportamentos teórico e computacional da tensão VAB em função da capacitância, para $f = 55$ kHz.	23
Figura 17: Comportamentos teóricos e computacional de I_{Helm} , para $f = 55$ kHz.	23
Figura 18: Comportamentos teórico e computacional da tensão VAB em função da capacitância, para $f = 10$ kHz.	24
Figura 19: Comportamentos teóricos e computacional de I_{Helm} , para $f = 10$ kHz.	24
Figura 20: Comportamento da tensão VAB sem o emprego da técnica de ajuste fino para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).	25
Figura 21: Comportamento da corrente I_{Helm} sem o emprego da técnica de ajuste fino para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).	26
Figura 22: Tensão VAB versus a capacitância e o ponto da capacitância calculado pelo simulador para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).	28
Figura 23: Corrente I_{Helm} versus a capacitância e o ponto da capacitância calculado pelo simulador para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).	29
Figura 24: Comparação das tensões VAB com e sem ajuste fino para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).	30
Figura 25: Comparação das tensões VAB, em regime permanente, com e sem ajuste fino para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).	31
Figura 26: Comparação entre as correntes I_{Helm} com e sem ajuste fino para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).	32
Figura 27: Comparação entre as correntes I_{Helm} , em regime permanente, com e sem ajuste fino para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).	33
Figura 28: Valores teóricos e otimizados de capacitância sobre a curva da tensão VAB versus a capacitância para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).	35
Figura 29: Valores teóricos e otimizados da corrente I_{Helm} versus a capacitância para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b), 10 kHz (c).	36

Lista de Tabelas

Tabela 1: Resultados do experimento de caracterização da Bobina de Helmholtz.	12
Tabela 2: Valores de capacitância e diferença de tensão entre os pontos A e B para as frequências de análise.	26
Tabela 3: Valores de corrente elétrica em R_t e na Bobina de Helmholtz (Isol) para as frequências de análise.	27
Tabela 4: Comparação entre os valores de capacitância, diferença de tensão entre os pontos A e B e valores de corrente elétrica na Bobina de Helmholtz para as frequências de análise.	33

Sumário

1. Introdução	7
1.1. SENSORES MAGNÉTICOS.....	8
1.2. BOBINA DE HELMHOLTZ.....	9
2. Caracterização Experimental da Bobina de Helmholtz	11
3. Metodologia	14
3.1. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO	14
3.2. LÓGICA DE CONTROLE.....	19
4. Resultados e Discussão.....	21
4.1. AVALIAÇÃO DO AJUSTE CAPACITIVO PARA A BOBINA	21
4.2. AVALIAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO CIRCUITO BOBINA	25
4.2.1. SEM EMPREGO DA TÉCNICA DE AJUSTE FINO	25
4.2.2. COM EMPREGO DA TÉCNICA DE AJUSTE FINO	30
4.3. COMPARAÇÃO	35
5. Conclusões e Trabalhos Futuros	37
6. Referências Bibliográficas	38

1. Introdução

Os primeiros indícios de estudos sobre campos magnéticos datam de 800 A.C., quando foram feitos registros sobre a observação de certas pedras (magnetite, Fe_3O_4) atraírem pedaços de ferro.

Num período histórico mais recente, em 1600, William Gilbert sugeriu que a própria Terra era um ímã permanente, sendo o primeiro a aplicar métodos científicos no estudo do magnetismo. Seus trabalhos foram sucedidos pelos estudos de John Michell que em 1750 utilizou uma balança de torção para demonstrar que os polos magnéticos exercem forças atrativas ou repulsivas, uns sobre os outros. Michell demonstrou ainda, por meio de experimentos, que tais forças variam com o inverso do quadrado da distância de separação entre os polos. Estes estudos serviram de base para leis físicas amplamente conhecidas e empregadas nos dias atuais [1].

Por sua vez, outros dois pesquisadores perceberam e provaram experimentalmente que correntes elétricas geram campos magnéticos. Em 1820, Hans Christian Oersted, físico e químico dinamarquês, descobridor do alumínio, conseguiu provar experimentalmente que uma corrente elétrica passando ao longo de um fio gera um campo magnético. Por sua vez, entre 1821 e 1825, o físico francês André-Marie Ampère esclareceu o efeito de uma corrente sobre um ímã e o efeito oposto, de um ímã sobre uma corrente, provando que correntes elétricas podem se atrair ou se repelir mutuamente, descrevendo também as leis que regem o fenômeno [1-3].

Na sequência, em 1831, a indução magnética foi descoberta de forma independente por dois cientistas: Michael Faraday, na Inglaterra, e Joseph Henry, nos Estados Unidos. Estudos mostram que Henry foi o primeiro a descobrir o fenômeno, mas demorou para aprofundar e publicar seus resultados, sendo que, quando o fez, o reconhecimento da descoberta já havia sido atribuído a Faraday, que publicou um estudo detalhado aproximadamente um ano antes da publicação de Henry[1-4].

Outro importante físico, que contribuiu de forma significativa para o eletromagnetismo, foi Michael Faraday. Por meio de um experimento utilizando uma barra de ferro com duas Bobinas enroladas, percebeu que, ao ligar ou desligar uma das Bobinas em uma bateria, era induzida uma corrente elétrica na outra Bobina, a qual era mantida por um curto intervalo de tempo. Analisando os resultados deste experimento, Faraday concluiu que as variações de campo magnético, geradas ao ligar ou desligar a Bobina, eram responsáveis pela corrente elétrica que aparecia na outra Bobina, a qual é chamada de corrente induzida. Em 1821, Faraday mostrou que a transformação de energia elétrica em energia mecânica era possível e, em 1831, provou que o inverso também é possível [1-3]. Sua contribuição para a física e a química (Michael fundou a eletroquímica em 1832) foram tão grandes que, a fim de homenageá-lo, seu nome foi atribuído a uma das quatro equações de Maxwell - a Lei de Faraday[1-3].

Em 1873, Maxwell publicou o Tratado sobre Eletricidade e Magnetismo, livro que contém todas as suas ideias sobre este tema e que condensa todo o trabalho que fez ao longo dos anos. Em 1879, ele estava preparando uma revisão abrangente deste tratado, adicionando suas novas descobertas sobre o tema, quando morreu prematuramente de cancro do abdômen, em Cambridge, tendo sido posteriormente sepultado em Parton Kirk, na Escócia [5].

Em 1883, Heinrich Hertz conseguiu demonstrar experimentalmente a existência de ondas eletromagnéticas, previstas e definidas matematicamente por James Maxwell. Em 1888, Hertz provou que a luz também é uma onda eletromagnética, demonstrando que, assim como qualquer onda eletromagnética, ela também pode ser refletida, refratada e polarizada[1,5]. Nos dias atuais, existem inúmeras aplicações tecnológicas relacionadas ao eletromagnetismo, tais como: medidores elétricos, transformadores, motores, aceleradores de partículas, alto-falantes, aparelhos de biomédicos, registro de som, registro de imagens de TV, sinais vitais, detecção de enfermidades, memórias de computadores, robótica, estudo de corpos celestes, entre diversos outros [1-2,4].

1.1. Sensores Magnéticos

Sensores magnéticos são essenciais na tecnologia moderna. São largamente utilizados em quase todos os setores de engenharia e industriais, como na navegação, aplicações militares, sistemas antirroubos, testes não destrutivos, medidas geomagnéticas, pesquisas espaciais e medidas biomagnéticas no corpo humano.

Uma ampla gama de sensores magnéticos é comercializada, cada qual apresentando características de desempenho particulares, associadas a parâmetros como sensibilidade, resolução, banda de frequências, etc. Dentre estes dispositivos, destacam-se os magnetômetros *Fluxgate*, *Superconducting Quantum Interference Devices* (SQUIDs), sensores baseados no efeito Hall, na Magnetorresistência Gigante (GMR), na Magnetoimpedância gigante (GMI), entre outros [9].

Magnetômetros *Fluxgate* são capazes de medir a intensidade e direção do campo magnético. Tais dispositivos podem ser empregados em medições de campos da ordem de 10^{-10} T até 10^{-4} T. São utilizados principalmente nas aplicações associadas a observações magnéticas, prospecção mineral e pesquisa espacial, por causa do consumo pequeno, nível de ruído baixo, faixa dinâmica ampla e grande sensibilidade [11].

Um *fluxgate* é tipicamente composto por um núcleo de alta permeabilidade magnética, uma Bobina de excitação, responsável por gerar um campo AC capaz de saturar o núcleo, e uma Bobina de medição, cuja tensão de saída é proporcional ao campo que se deseja medir. O princípio de funcionamento do *fluxgate* é baseado em saturações periódicas de ligas magnéticas moles, utilizadas para implementar seu núcleo. Em um núcleo com alta permeabilidade, o fluxo que atravessa a Bobina de medição será muito grande, devido à concentração das linhas de campo em seu interior. Para a medição de um campo externo de interesse, é necessária a diminuição repentina da permeabilidade do meio, a qual implica em uma redução do fluxo magnético na Bobina de medição e permite a obtenção de uma tensão de saída proporcional ao campo externo [11-12].

Os SQUIDs são os magnetômetros mais sensíveis atualmente existentes, para transdução de campo magnético em tensão elétrica. Tais dispositivos são muito utilizados em aplicações biomagnéticas devido a sua alta sensibilidade. Seu princípio de operação tira proveito dos efeitos Meissner e Josephson, do Princípio da Supercondutividade e da quantificação do fluxo magnético.

Teoricamente, SQUIDs conseguem apresentar densidades espectrais de ruído da ordem de $10^{-6} \Phi_0 \text{Hz}^{-1/2}$, onde $\Phi_0 = 2,07 \cdot 10^{-11} \text{ T} \cdot \text{cm}^2$, além de poderem trabalhar em uma faixa de frequências razoavelmente larga (tipicamente inferior a 100 kHz) com elevada linearidade. Entretanto, apesar de, de fato, apresentarem resoluções significativamente melhores do que as exibidas pelas demais famílias de sensores magnéticos, na prática, as resoluções experimentalmente dos SQUIDs são piores do que este limite crítico ideal, devido à interferência introduzida pela eletrônica de condicionamento e leitura, além de outras fontes de ruído [12].

O Sensor Hall tem seu princípio de funcionamento baseado no Efeito Hall [13]. Estes sensores apresentam diferenças de potencial diretamente relacionadas ao valor da componente do campo magnético perpendicular ao fluxo de corrente que flui por ele. De acordo com o princípio do Efeito Hall, esta diferença de potencial surge em função de um campo elétrico estabelecido por meio da concentração de cargas positivas e negativas em extremidades opostas do material condutor, utilizado para implementar o sensor. [13-14].

O fenômeno da Magnetoressistência Gigante (GMR – *Giant Magnetoresistance*) consiste em mudanças bruscas na resistência de um material em função da variação do campo magnético [15]. A GMR pode ser compreendida como uma evolução de um efeito similar, porém de menor intensidade, denominado Magnetorresistência Anisotrópica (AMR – *Anisotropic Magnetoresistance*) [15-17]. Estes dispositivos possuem, em geral, quatro camadas de filmes finos (quanto mais finos mais otimizado se torna o dispositivo) sendo 2 de materiais ferromagnéticos, 1 de material condutor e outra de material anti-ferromagnético [15].

Elementos sensores GMI variam intensamente sua impedância em função do campo magnético externo. Eles apresentam grande potencial para fabricação de magnetômetros que conciliem alta sensibilidade e elevada resolução espacial, com baixo custo. A otimização da sensibilidade do transdutor magnético é diretamente afetada pela sensibilidade de seus elementos sensores GMI, cuja maximização é um processo intrinsecamente multivariável [10].

1.2. Bobina de Helmholtz

O desempenho de um magnetômetro pode ser avaliado por meio da análise de suas Figuras de mérito, tais como: sensibilidade, resolução, densidade espectral de ruído, faixa de frequências de operação, linearidade, etc. Para tal fim, são comumente implementados sistemas experimentais para caracterização e avaliação das Figuras de mérito dos diversos tipos de sensores magnéticos existentes. Estes arranjos experimentais demandam o emprego de estruturas capazes de gerar campos magnéticos de teste extremamente estáveis, precisos e uniformemente distribuídos ao longo do volume dos sensores.

Por sua vez, a Bobina de Helmholtz é uma das estruturas de geração de campos magnéticos mais comumente utilizada nestes sistemas de caracterização. Ela é composta por dois enrolamentos circulares com N voltas cada, com eixos alinhados e separados por uma distância a_h igual ao raio das Bobinas. Nesta situação, maximiza-se a homogeneidade do campo magnético gerado ao longo do eixo z . A Figura 1 apresenta a estrutura de uma Bobina de Helmholtz típica.

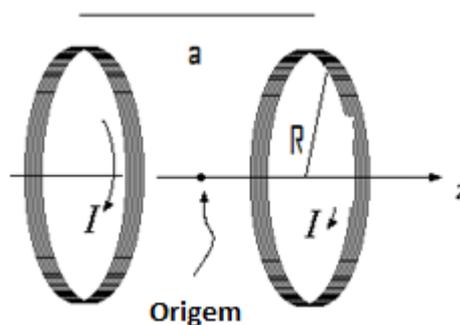


Figura 1: Diagrama esquemático típico de uma Bobina de Helmholtz.

O campo magnético ao longo do eixo z da Bobina é dado por:

$$B_z(z) = \frac{(\mu_0 N I a_h^2)}{2} \left[\frac{1}{\left(z^2 + a_h z + \frac{5a_h^2}{4}\right)^{3/2}} + \frac{1}{\left(z^2 - a_h z + \frac{5a_h^2}{4}\right)^{3/2}} \right] \quad (1.1)$$

onde: I é a corrente elétrica que flui pela Bobina e μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo.

A Figura 2 apresenta uma comparação entre o campo magnético normalizado gerado por uma Bobina de Helmholtz e por um solenoide. O eixo horizontal é normalizado em relação ao raio (a) da Bobina, com z variando de $-a/2$ até $a/2$ [6].

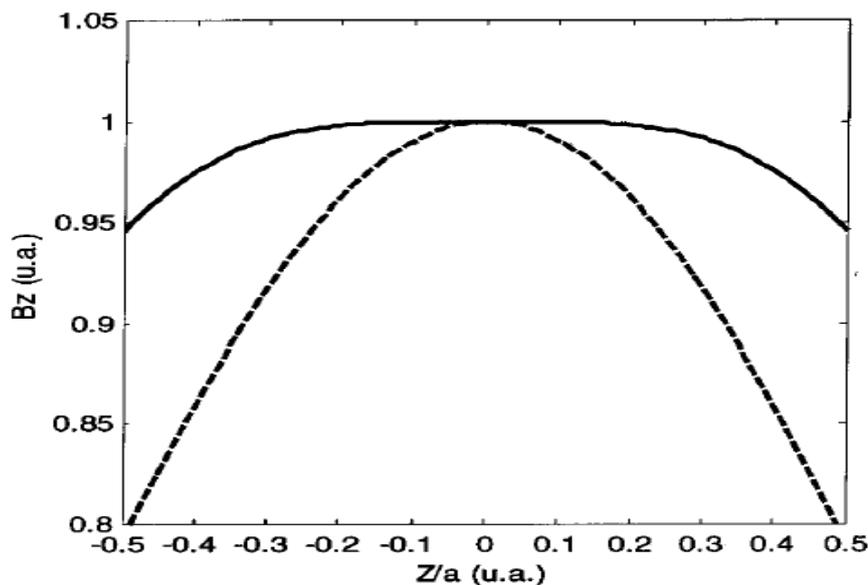


Figura 2: Campos magnéticos gerados por um solenoide (linha pontilhada) e por uma Bobina de Helmholtz.

Conforme pode ser observado por inspeção da Figura 1, a principal vantagem da utilização da Bobina de Helmholtz, frente ao uso de um solenoide, está na maior uniformidade do campo magnético gerado. É possível perceber que, em uma Bobina de Helmholtz, o campo magnético permanece quase constante para um afastamento significativamente maior de $z = 0$, do que para um solenoide. Destaca-se que, como discutido anteriormente, o espaçamento entre as Bobinas a_h é do mesmo tamanho de seus raios (a). Portanto, caso o volume do sensor seja grande, será necessário aumentar o raio da Bobina, a fim de garantir que se obtenha o campo magnético gerado seja satisfatoriamente homogêneo ao longo de todo o volume do sensor.

No centro da Bobina de Helmholtz ($z=0$), a magnitude do campo é dada por:

$$B_0 = \frac{\mu_0 NI}{a_h \left(\frac{5}{4}\right)^{3/2}} \quad (1.2)$$

A Bobina de Helmholtz pode ser eletricamente modelada por uma componente resistiva em série com uma componente indutiva. Dessa forma, é perceptível que a impedância da mesma aumenta com a frequência. Consequentemente, em frequências altas, será necessária uma tensão de alimentação muito maior do que em baixas frequências, para geração da mesma amplitude de campo magnético B_0 . Assim, apesar de amplamente utilizadas em sistemas de caracterização de sensores magnéticos, tais dispositivos apresentam sérias dificuldades para gerar campos magnéticos de altas frequências, especialmente quando necessita-se que estes campos possuam elevadas amplitudes. Tal fato, limita o emprego das mesmas a aplicações de baixas frequências.

O presente trabalho foca no desenvolvimento de um sistema que permita ampliar a faixa de frequências de operação das Bobinas de Helmholtz. O sistema proposto baseia-se em um banco de capacitores, que atua no intuito de anular a componente reativa da Bobina, contrabalanceando sua reatância indutiva. O ajuste do banco é feito automaticamente em função da frequência do campo de excitação. As características do sistema projetado são detalhadas nas seções subseqüentes e os resultados obtidos são apresentados e discutidos.

2. Caracterização Experimental da Bobina de Helmholtz

O Laboratório de Pesquisa e Desenvolvimento em Eletrônica (LPDE), da PUC-Rio, conta com a Bobina de Helmholtz uniaxial, com 48 espiras e raio de 15 cm, apresentada na Figura 3.

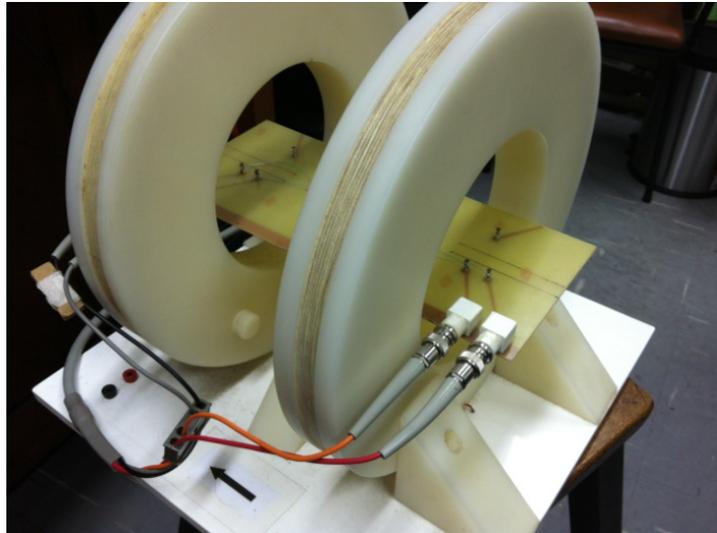


Figura 3: Bobina de Helmholtz utilizada na caracterização.

Utilizando-se a equação (1.2), verifica-se que o campo magnético H , em oerteds, gerado no centro da Bobina, em função da corrente de excitação I , em amperes, será dado por:

$$H = 2,87 \cdot I \quad (2.1)$$

Foi realizado um experimento a fim de determinar o modelo elétrico equivalente da impedância da Bobina (Z_H), que é dado por uma resistência R_{Helm} em série com uma indutância L_{Helm} . Para tal fim, implementou-se o circuito eletrônico indicado na Figura 4, composto por um gerador senoidal V_{ger} , uma resistência R e a própria Bobina de Helmholtz Z_H . A resistência R é utilizada para limitar a corrente drenada do gerador, garantido que o mesmo não seja danificado. Note que, em baixa frequências Z_H é muito pequeno, podendo induzir altas correntes I_H . Entretanto, em altas frequências Z_H será alto e, conseqüentemente, a corrente I_H tenderá a diminuir. Dessa forma, a resistência R é ajustada a fim de garantir que os níveis de corrente e tensões presentes no circuito estejam sempre contidos numa faixa adequada.

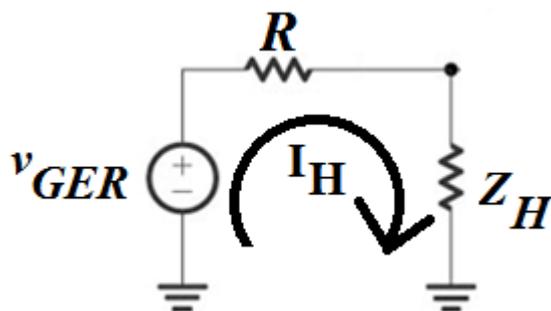


Figura 4: Circuito de Caracterização da Bobina de Helmholtz.

Nos testes realizados, para cada uma das frequências f de interesse, mediu-se a tensão V_L nos terminais da Bobina de Helmholtz com auxílio de um osciloscópio. Por sua vez, a corrente I_H que flui pelo circuito foi medida indiretamente com auxílio de um osciloscópio, a partir da queda de tensão sobre a resistência conhecida R . A resistência R_{Helm} da Bobina foi medida diretamente por meio de uma medição DC feita por um multímetro, resultando em $R_{Helm} = 1,0 \Omega$. Com base nestes dados, é possível verificar como a impedância Z_H varia em função da frequência e, conseqüentemente, estimar o valor de L_{Helm} .

Para o circuito da Figura 4, tem-se que:

$$Z_H = \frac{V_L}{I_H} = \frac{V_L * R_{Helm}}{V_{ger} - V_L} \quad (2.5)$$

$$Z_H = R_{Helm} + j2\pi f L_{Helm} \quad (2.6)$$

$$|L_{Helm}| = \sqrt{\frac{Z_H^2 - R_{Helm}^2}{(2\pi f)^2}} \quad (2.7)$$

A Tabela 1 reúne o conjunto de valores experimentais medidos experimentalmente e os parâmetros de interesse calculados por meio das equações (2.5)-(2.7).

Tabela 1: Resultados do experimento de caracterização da Bobina de Helmholtz.

$f(\text{Hz})$	$V_L (V)$	$V_{ger}(V)$	$R (\Omega)$	$Z_H(\Omega)$	$L_{Helm}(H)$
100000	0.876	4.02	10020	2791.832061	4.45E-03
50000	0.391	4.01	10020	1082.569771	3.45E-03
10000	0.722	3.81	997.4	233.2003886	3.71E-03
5000	0.369	3.79	997.4	107.5827536	3.43E-03
1000	0.735	4.02	99.7	22.30730594	3.55E-03
500	0.39	3.99	99.7	10.80083333	3.42E-03
100	0.363	1.84	10	2.457684496	3.57E-03
50	0.236	1.82	10	1.48989899	3.52E-03
10	0.177	1.82	10	1.077297626	6.38E-03

Conforme explicitado na Tabela 1, a frequência foi variada de valores muito baixos, onde a impedância da Bobinas e comporta quase que como uma resistência pura, até o limite de 100 kHz. É perceptível que o valor de R_e ajustado em função da frequência f , a fim de permitir que os níveis de tensão e corrente presentes no circuito estejam sempre contidos numa faixa aceitável.

Ainda, conforme esperado, verifica-se que a impedância Z_H , estimada por meio da equação (2.5), aumenta com a frequência, devido a sua componente indutiva. Por sua vez, esta componente indutiva (L_{Helm}) é estimada por meio da equação (2.7). A princípio, assumindo um modelo ideal, o valor de L_{Helm} deveria ser constante para toda a faixa de frequências. Embora, de acordo com os dados da Tabela 1, observa-se que para frequências intermediárias, de fato, L_{Helm} é aproximadamente constante, verifica-se também alterações significativas em seu valor nos extremos do conjunto de dados: $f = 10 \text{ Hz}$ e $f = 100 \text{ kHz}$.

Destaca-se que para frequências muito baixas, o sinal V_L é muito pequeno o que reduz a precisão do sinal medido e aumenta a incerteza da estimativa de L_{Helm} . Além disso, em baixas frequências, a influência do termo indutivo na impedância total Z_H é extremamente pequena, tornando tais medições inadequadas para uma adequada estimativa de L_{Helm} . Por outro lado, em altas frequências, os efeitos capacitivos da

Bobina passam a ser intensificados, sendo que a mesma deixa de ser bem modelada por um circuito elétrico contendo apenas um resistor e um indutor.

Escolhendo-se $L_{Helm} = 3,52$ mH minimiza-se o erro médio quadrático na faixa de frequências de interesse. A Figura5 exibe o comportamento da curva experimental da impedância em função da frequência, e também o comportamento da curva de ajuste, obtida admitindo $L_{Helm} = 3,52$ mH.

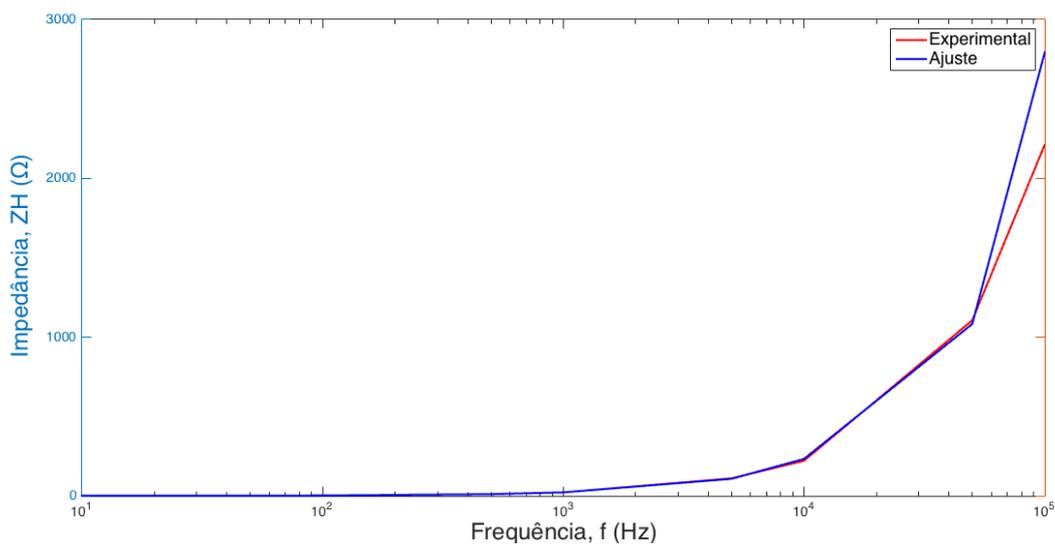


Figura 5: Gráfico dos valores calculados de impedância através das medições experimentais e a curva de ajuste admitindo $L_{Helm} = 3,52$ mH na equação (2.6) versus a frequência de operação do circuito.

Por meio da Figura5, é possível perceber que para frequências acima de 10 kHz, os valores de impedância Z_H tornam-se significativamente altos, indo de 200 Ω até cerca de 3000 Ω . Conseqüentemente, para se gerar campos magnéticos razoavelmente altos nesta faixa de frequências, teríamos que utilizar tensões de alimentação extremamente elevadas. Dessa forma, a fim de avaliar o desempenho da técnica proposta no presente trabalho, que objetiva permitir a geração de campos de altas frequências com tensões de alimentação baixas, avaliou-se o emprego da técnica a Bobina de Helmholtz aqui caracterizada, para frequências na faixa de 10 kHz a 100 kHz.

3. Metodologia

3.1. Apresentação do Circuito

Objetivando superar as dificuldades anteriormente destacadas e possibilitar o emprego do sistema na caracterização de sensores magnéticos em altas frequências, projetou-se o circuito eletrônico apresentado na Figura 6. Esta seção discutirá as principais características dos estágios que compõem o circuito projetado. A Bobina de Helmholtz está representada por meio de seu modelo equivalente composto por uma resistência ($R_{Helm} = 1,0 \Omega$) em série com uma indutância ($L_{Helm} = 3,52 \text{ mH}$).

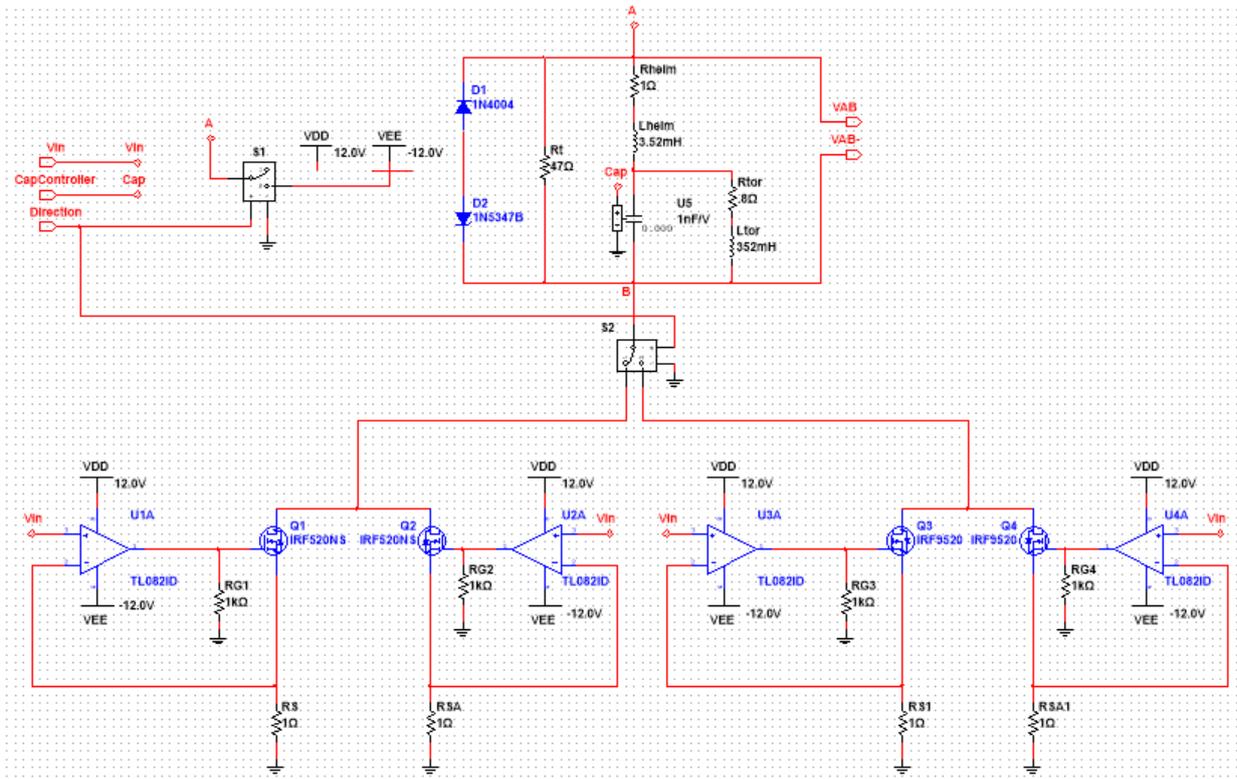


Figura 6: Circuito de acoplamento para a Bobina de Helmholtz.

As chaves S1 e S2 são controladas por um sinal digital "Direction", sendo responsáveis por ditar o sentido da corrente entre os nós A e B. Seu controle é feito computacionalmente. Quando *Direction* está em nível alto, a chave S1 conecta o nó A à fonte de 12V e a chave S2 conecta o nó B ao estágio implementado por MOSFETs canal N (Q1 e Q2). Dessa forma, o sentido da corrente é do ponto A para o B. Nesta condição, os transistores canal p estão em corte e o canal n em saturação. Por sua vez, quando *Direction* está em nível baixo, a chave S1 conecta o nó A à fonte de -12V e a chave S2 conecta o nó B ao estágio implementado por MOSFETs canal P (Q3 e Q4). Dessa forma, o sentido da corrente é do ponto B para o A. Nesta condição, os transistores canal n estão em corte e o canal p em saturação. Destaca-se que a topologia proposta terá seu desempenho deteriorado quando a amplitude da corrente AC que se deseja gerar for maior do que o seu Nível DC, pois, neste caso, o chaveamento ocorrerá periodicamente durante a operação. Nesta situação, é imperativo que o tempo de chaveamento seja o mais rápido possível.

O circuito apresentado na Figura6, inclui uma topologia de fonte de corrente, implementada por um par de amplificadores operacionais acoplados com MOSFETs canal N (Q1 e Q2), destacado na Figura7, e canal P (Q3 e Q4), destacado na Figura8, a qual é controlada por uma fonte de tensão V_{in} , capaz de gerar tensões senoidais com frequências de 10 kHz a 100 kHz e com o nível DC desejado.

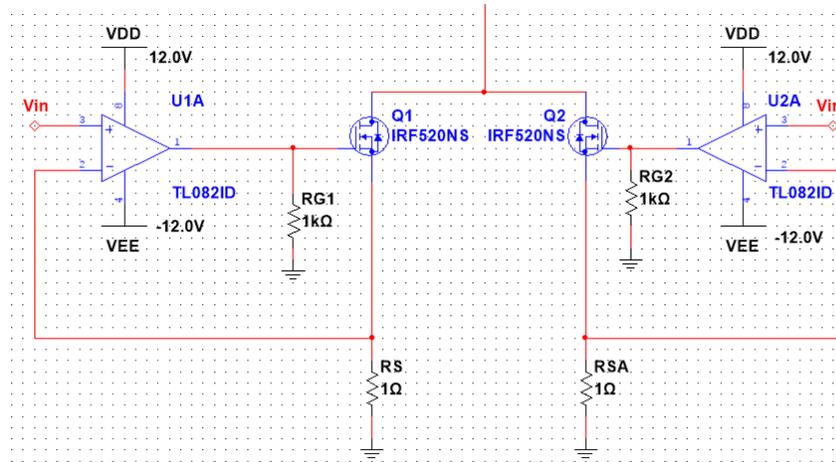


Figura 7: Controle de corrente com MOSFETs canal n.

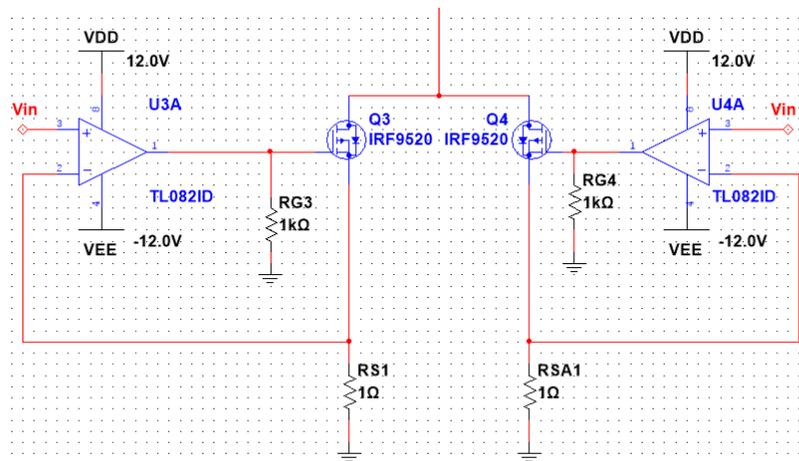


Figura 8: Controle de corrente com MOSFETs canal p.

A corrente que flui pelo sistema é controlada por uma fonte dual de corrente implementada por amplificadores operacionais TL082, MOSFETs canal n IRF520NS e MOSFETs canal p IRF9520. Uma vez em saturação, os transistores formam uma realimentação negativa nos amplificadores operacionais, logo as tensões em suas entradas não inversoras serão iguais às observadas em suas entradas inversoras, admitindo *ampops* ideais. Consequentemente, o valor da corrente total que entra no dreno dos transistores Q1 e Q2 é dada por

$$I_{DQ1} + I_{DQ2} = \frac{V_{in}}{RS} + \frac{V_{in}}{RSA} \quad (3.1)$$

Por sua vez, a corrente total que sai do dreno dos transistores Q3 e Q4 é dada por

$$I_{DQ3} + I_{DQ4} = \frac{V_{in}}{RS1} + \frac{V_{in}}{RSA1} \quad (3.2)$$

Ressalta-se que, em ambos os estágios (Figuras 7 e 8) de geração de corrente foram usados dois transistores, com o intuito de dividir a potência total dissipada, de forma a manter a integridade dos mesmos.

O estágio de casamento de impedâncias é destacado na Figura9.Com o intuito de compensar a impedância da Bobina, incluiu-se no circuito um banco de capacitores com a seguinte estrutura:10 capacitores de 10nF, 10 capacitores de 1nF, 10 capacitores de 100pF, 10 capacitores de 10pF; conforme indicado na Figura10. Tendo em vista a indutância da Bobina de Helmholtz ($L_{Helm} = 3,52 \text{ mH}$), tem-se que este *range* de capacitâncias (10 pF a 111,1 nF) permite um adequado casamento de impedâncias na faixa de frequências de interesse (10 kHz a 100 kHz). Destaca-se que, para fins de simulação, este banco de capacitores está representado por um capacitor controlado por tensão (*Cap*) na Figura 9.

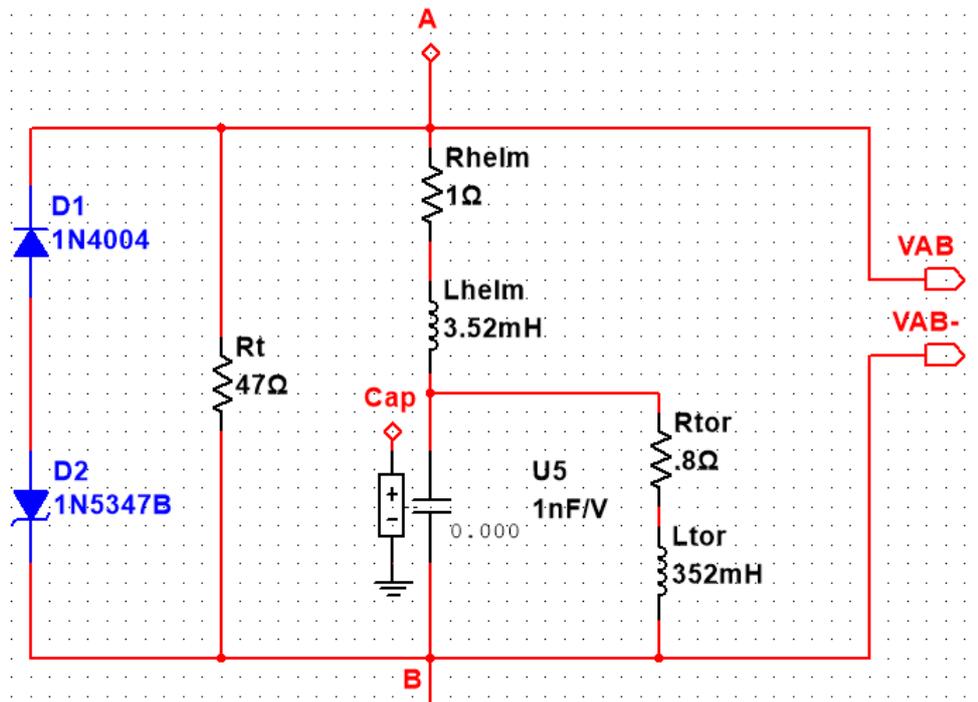


Figura 9: Estágios: Proteção e Compensação.

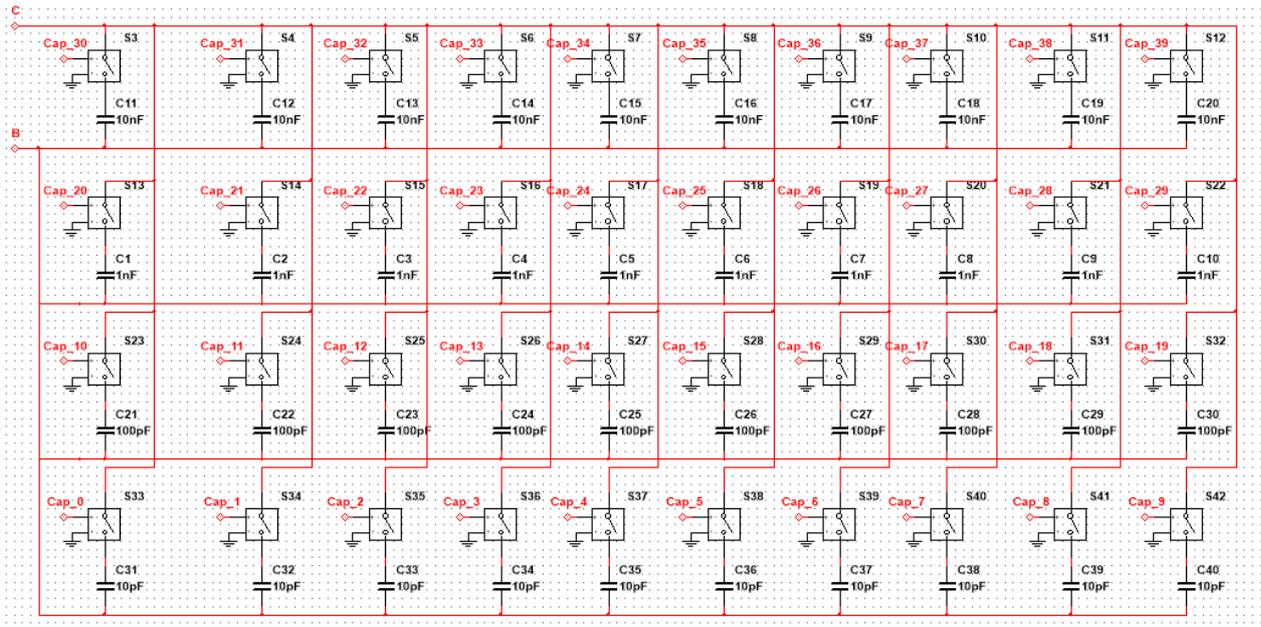


Figura 10: Banco de Capacitores.

O banco capacitivo bloqueia a passagem de correntes DC, impedindo a polarização dos transistores (Q1, Q2, Q3 e Q4) e o fluxo de correntes DC pela Bobina de Helmholtz, as quais podem ser importantes para geração de campos de polarização. De forma a resolver este problema, coloca-se em paralelo com o banco de capacitores um toróide com indutância L_{Tor} e resistência R_{Tor} , criando-se um caminho de baixa impedância para correntes DC.

Deve-se garantir que a impedância do toróide não afete significativamente o casamento de impedâncias, na faixa de 10 kHz a 100 kHz. Conseqüentemente, nesta faixa de frequências, tem-se que fazer o módulo da impedância do toróide muito maior do que o módulo da impedância do banco de capacitores. Dessa forma, selecionou-se $L_{Tor} = 352\text{mH}$ e sugere-se que o mesmo seja implementado por um toróide de ferrite com revestimento em epóxi, a fim de concentrar a maior parte das linhas de fluxo magnético em seu interior. Preferencialmente, deve-se confiná-lo dentro de uma caixa metálica, com o objetivo de reduzir a interferência eletromagnética.

O valor adequado a ser ajustado para a capacitância do banco de capacitores depende da frequência na qual o circuito está operando. Este valor de capacitância tem por objetivo contrabalançar a componente indutiva da impedância da Bobina e, conseqüentemente, minimizar a diferença de potencial entre os terminais A e B, no caso de um casamento perfeito. Destaca-se que não é possível fazer a diferença de potencial entre os nós A e B ir a zero, devido aos elementos resistivos. Admitindo que, para a faixa de frequências de interesse, o toróide não afete significativamente o comportamento do circuito, deve-se atender a:

$$|Z_L| = |Z_C| \Rightarrow 2\pi f L_{Helm} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (3.3)$$

Conseqüentemente, o valor ideal C para a capacitância do banco de capacitores será dado por:

$$C = \frac{1}{[2\pi f]^2 L_{Helm}} \quad (3.4)$$

onde L_{Helm} é a indutância medida da Bobina de Helmholtz e f é a frequência de trabalho.

Garantido o correto ajuste do circuito através de um controle implementado computacionalmente, o qual será detalhado na próxima subseção, tem-se que a diferença de potencial entre os pontos A e B deverá sempre ser aproximadamente nula, uma vez que correntes AC fluirão preferencialmente pelo ramo do banco capacitivo - habilitando a compensação das impedâncias - e correntes DC fluirão pelo ramo do toróide.

Ressalta-se que o uso do banco capacitivo em paralelo com o toróide introduzirá no circuito uma ressonância espúria na frequência $f_s = 1/2\pi\sqrt{C \cdot L_{tor}}$, podendo implicar em oscilações nesta frequência. Para evitar este aspecto indesejável, conforme indicado na Figura 9, adiciona-se uma resistência R_t cujo valor será pequeno o suficiente para evitar a instabilidade do sistema. Adotou-se $R_t = 47\Omega$, pois este valor é suficientemente pequeno para cancelar a oscilação espúria e, simultaneamente, suficientemente grande a ponto de permitir que a maior parte da corrente alternada flua efetivamente pelo ramo que contém a Bobina de Helmholtz.

Por sua vez, o módulo implementado por um diodo *zener* D2 (10V, 5W) em série com um diodo de junção D1, apresentado na Figura 9, objetiva atuar como elemento de proteção, limitando a diferença de potencial entre os nós A e B, pois podem haver picos de tensão ao se ligar o circuito, devido aos elementos indutivos.

A Figura 11 apresenta um diagrama de blocos que resume as principais características dos estágios que compõem o circuito aqui projetado.

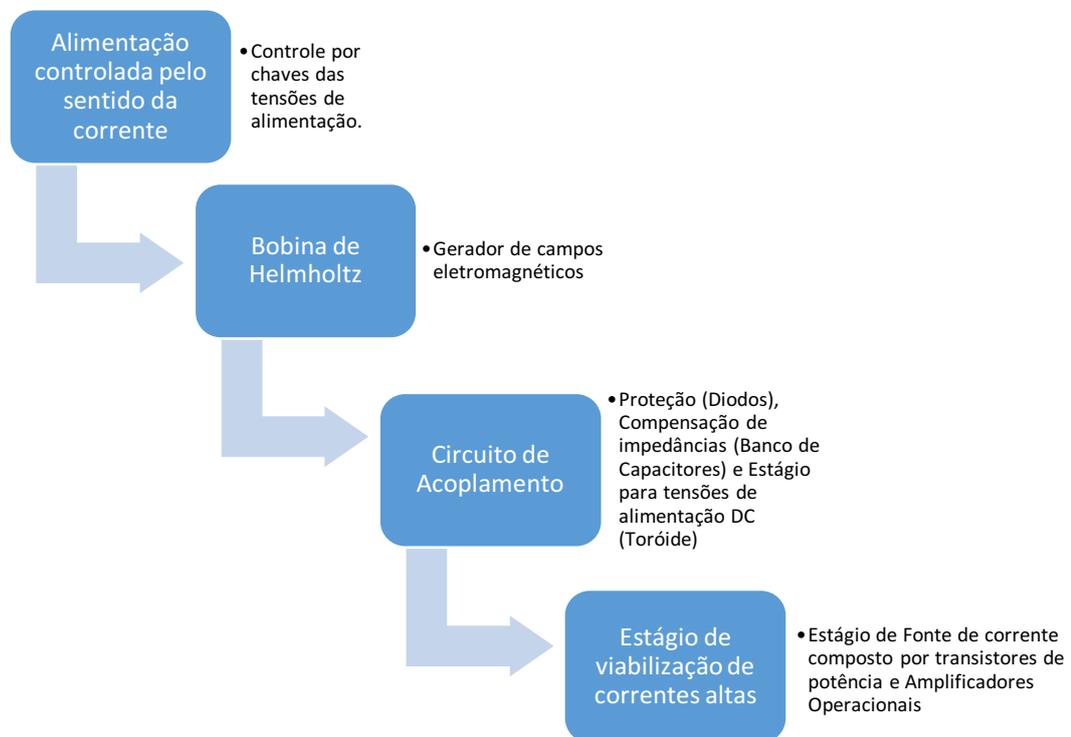


Figura 11: Diagrama de blocos dos estágios do circuito.

3.2. Lógica de Controle

A Figura 12, apresenta os terminais de controle do sistema desenvolvido.

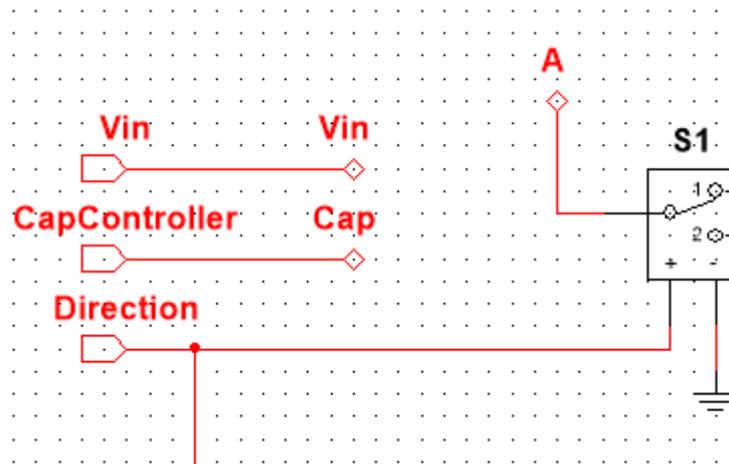


Figura 12: Terminais de controle LabView-Multisim.

A fim de se avaliar computacionalmente o comportamento do circuito, desenvolveu-se um programa em LabView que realiza automaticamente o cálculo da capacitância teórica ideal, equação (3.4), para a qual deve-se ajustar o banco de capacitores, em função da frequência selecionada para a fonte de excitação. Destaca-se que, para fins de simulação, o banco de capacitores foi modelado por um capacitor controlado por tensão, no circuito projetado no Multisim, conforme indicado na Figura 9. A entrada responsável pelo ajuste da capacitância é o terminal *CapController*, que pode ser observado na Figura 12.

O programa também controla a fonte V_{in} (Figura X), a qual controla a corrente gerada pelo estágio de fonte de corrente e, conseqüentemente, a corrente que flui pela Bobina de Helmholtz. Dessa forma, é possível saber, a cada instante de tempo, se a corrente gerada é positiva ou negativa. Por sua vez, esta informação é utilizada para se determinar a correta posição das chaves S1 e S2, a fim de selecionar adequadamente qual dos estágios da fonte de corrente dual estará efetivamente operante, o implementado por Q1 e Q2 ou aquele implementado por Q3 e Q4. O terminal responsável pelo controle desta etapa é o *Direction*, o qual atua sobre as chaves S1 e S2.

Tendo em vista que o sistema pode apresentar aspectos não ideais, o valor teórico aproximado de capacitância, obtido por meio da equação (X), pode não ser ótimo. Entre outros aspectos, note que, por exemplo, no cálculo desta capacitância desprezou-se a presença do toróide. Dessa forma, desenvolveu-se uma lógica de controle para um ajuste fino da seleção do valor de capacitância. Este algoritmo de otimização, implementado em LabView, busca o valor de capacitância que minimiza a impedância entre os nós A e B do circuito. O algoritmo realiza esta busca na vizinhança do valor teórico ideal de capacitância, previamente calculado, a fim de minimizar ainda mais a impedância entre os nós A e B, tornando-a quase nula.

A diferença de potencial entre os nós A e B é medida a fim de se avaliar o desempenho do ajuste. Note que, uma impedância nula (ajuste ótimo), implicaria numa diferença de potencial também nula.

O processo tem como base a variação do valor de capacitância, em torno do valor teórico previsto. Inicialmente, a capacitância é alterada em passos de tamanho constante e de valor elevado (no caso avaliado, 10 nF) até que se obtenha a menor diferença de potencial possível, para este passo, entre os nós A e B. Na sequência, reduz-se o tamanho do passo e repete-se o método. Esta técnica é repetida em iterações sucessivas até se chegar ao menor passo possível, que no caso inspecionado é o de 10 pF (limitado pelo banco de capacitores implementado).

Ao fim desse procedimento, espera-se encontrar um valor de capacitância muito próximo do ajuste ótimo, que implique em uma diferença de potencial entre os nós A e B menor do que a verificada para o ajuste inicial.

Ao fim do processo de otimização pode-se medir o valor de amplitude AC da tensão entre os nós A e B, bem como da corrente que flui pelo solenoide, os quais são parâmetros de interesse utilizados para se avaliar o desempenho do sistema. A diagrama apresentado na Figura13 ilustra o comportamento do algoritmo de otimização.

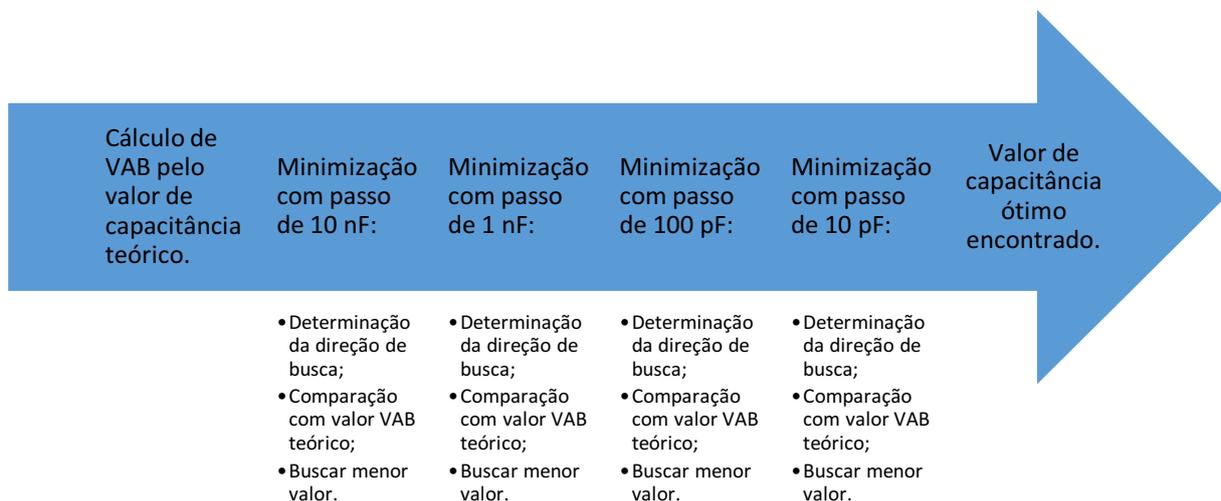


Figura 13: Diagrama do estágio de otimização a fim de encontrar um valor ótimo para a capacitância.

4. Resultados e Discussão

4.1. Avaliação do Ajuste Capacitivo para a Bobina

Nesta seção, será avaliado o comportamento da componente AC da tensão, entre os terminais AB, e da corrente que flui pela Bobina de Helmholtz, em função de variações na capacitância do banco de capacitores. Foram realizadas análises em diversas frequências, porém, para fins de apresentação de resultados, optou-se por explicitar as análises do funcionamento do sistema para 3 valores de frequência: 100 kHz, 55 kHz e 10 kHz. A escolha justifica-se pela observação dos limites máximo e mínimo, propostos para este trabalho, bem como do ponto médio da faixa de frequências de operação. Os valores ajustados para amplitude AC e nível DC da fonte de tensão V_{in} foram 0,1 V e 0,4 V, respectivamente. Consequentemente, idealmente, a corrente gerada deve ter amplitude AC de 200 mA e nível DC de 800 mA.

Por meio de uma análise teórica do circuito da Figura 6, admitindo que \hat{I} é a amplitude da corrente total gerada pela fonte de corrente, verifica-se que a tensão V_{AB} , entre os terminais AB, é dada por:

$$V_{AB} = Z_{eq} \cdot \hat{I} \quad (4.1)$$

onde:

$$Z_{eq} = \left(Z_{helm} + \frac{Z_{cap} \cdot Z_{tor}}{Z_{cap} + Z_{tor}} \right) \parallel R_t \quad (4.2)$$

Por sua vez, a corrente que efetivamente flui pela Bobina de Helmholtz é dada por:

$$I_{helm} = \frac{R_t}{R_t + Z_{eqP}} \cdot \hat{I} \quad (4.3)$$

onde:

$$Z_{eqP} = Z_{helm} + \frac{Z_{cap} \cdot Z_{tor}}{Z_{cap} + Z_{tor}} \quad (4.4)$$

Tendo em vista as equações aqui definidas, utilizou-se o Matlab para se obter as curvas características teóricas, para as frequências de interesse. Estes resultados teóricos foram comparados com a avaliação computacional do sistema realizada com auxílio de simulações feitas, de forma integrada, no LabVIEW e no MultiSim. A Figura 14 apresenta o comportamento da tensão V_{AB} em função da capacitância, para $f = 100$ kHz.

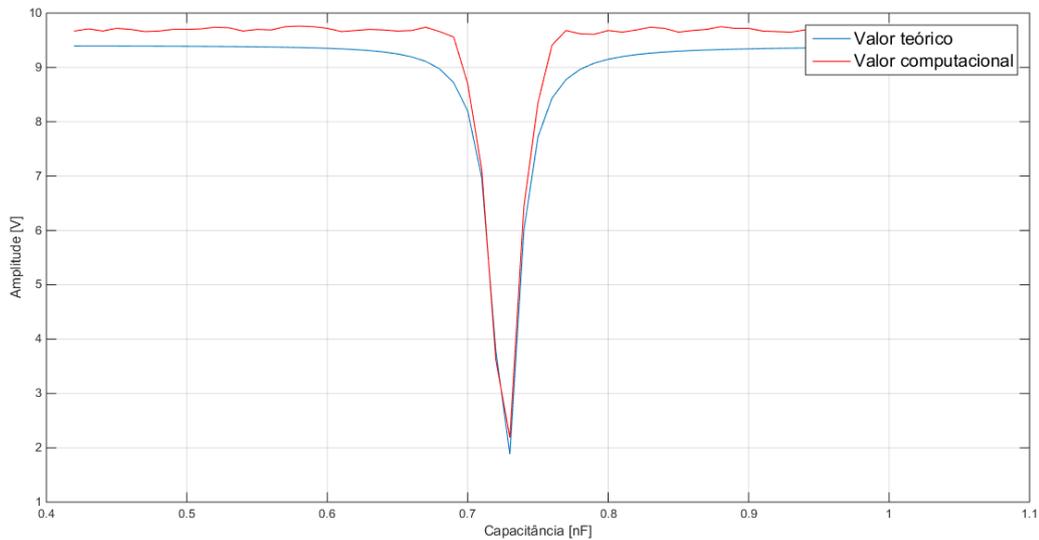


Figura 14: Comportamentos teórico e computacional da tensão V_{AB} em função da capacitância, para $f = 100$ kHz.

A Figura 15 apresenta, por sua vez, o comportamento de I_{Helm} , para a mesma frequência $f = 100$ kHz.

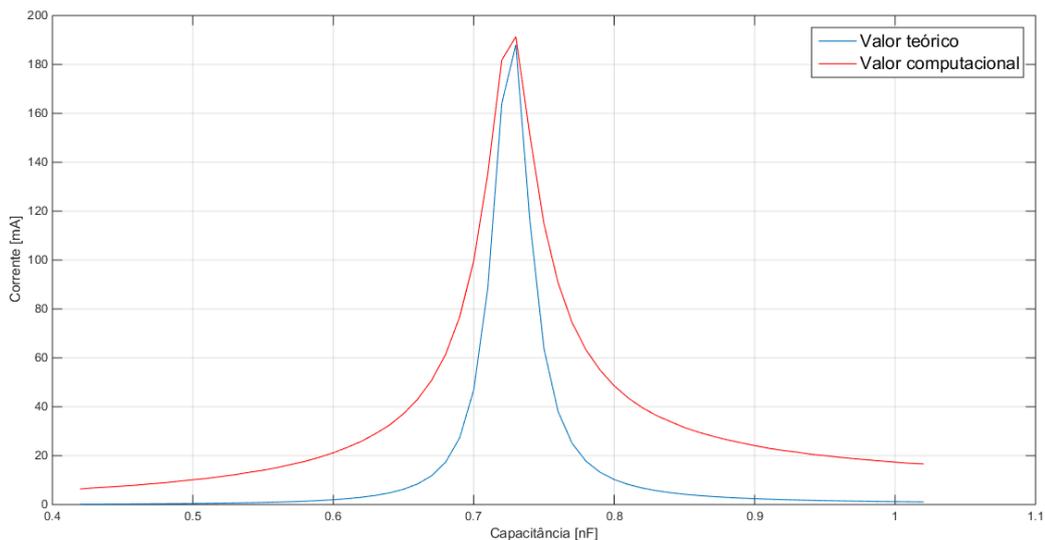


Figura 15: Comportamentos teóricos e computacional de I_{Helm} para $f = 100$ kHz.

De forma análoga foram feitas comparações entre os resultados teóricos e as avaliações computacionais para outras frequências. A Figura 16 apresenta esta comparação para $f = 55$ kHz.

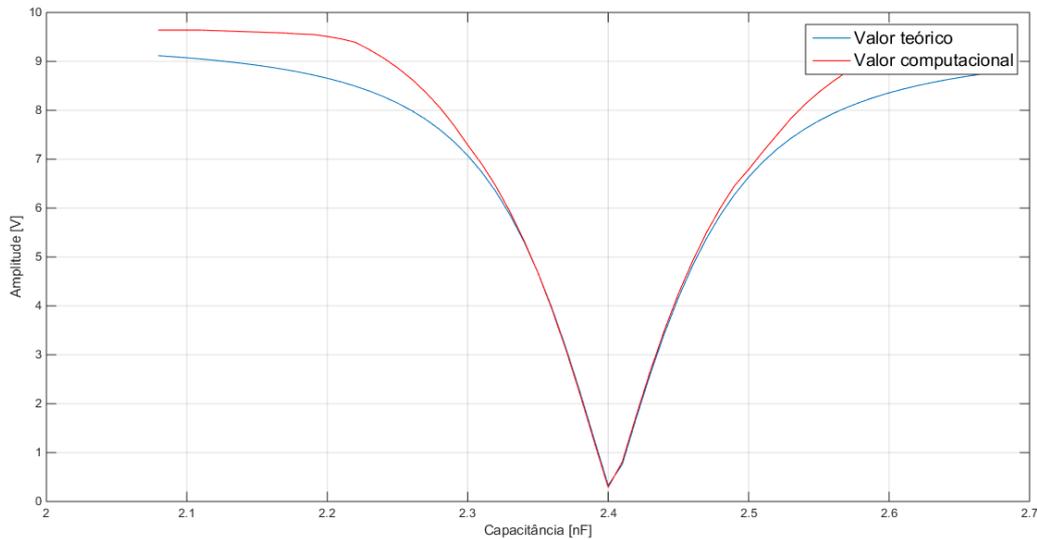


Figura 16: Comportamentos teórico e computacional da tensão V_{AB} em função da capacitância, para $f = 55$ kHz.

Abaixo, a Figura 17 apresenta a comparação entre os comportamentos teórico e computacional para $f = 55$ kHz.

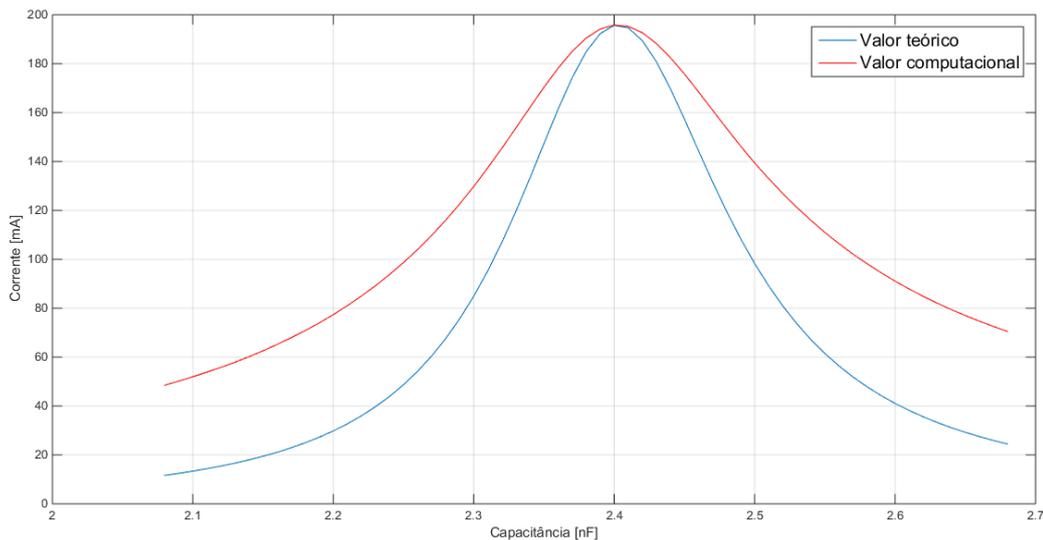


Figura 17: Comportamentos teóricos e computacional de I_{Helim} , para $f = 55$ kHz.

Por final, faz-se a comparação entre o cálculo teórico e a simulação computacional para $f = 10$ kHz. A Figura 18 apresenta o a tensão nos terminais AB comparados.

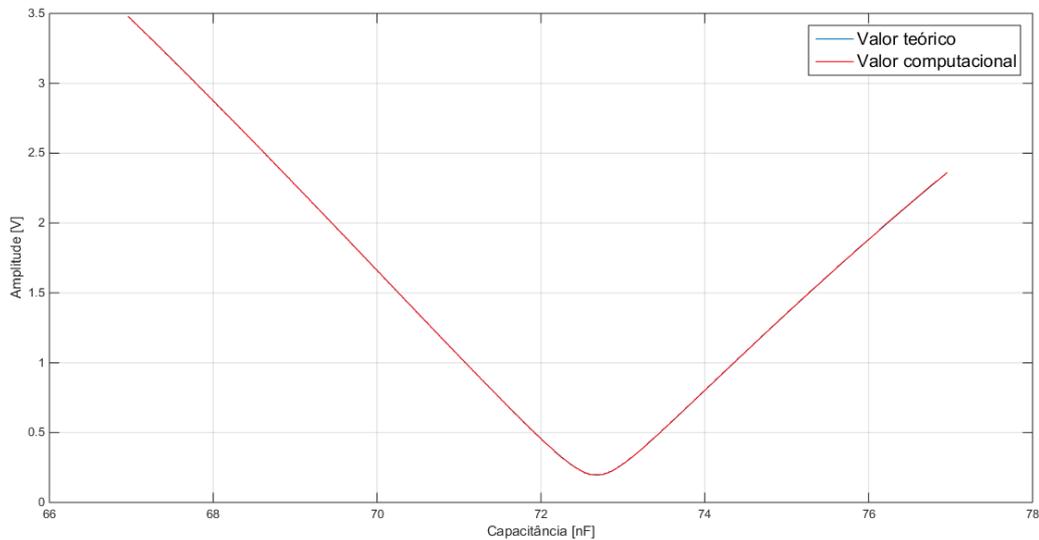


Figura 18: Comportamentos teórico e computacional da tensão V_{AB} em função da capacitância, para $f = 10$ kHz.

A Figura 19, apresenta as curvas de I_{Helm} comparadas.

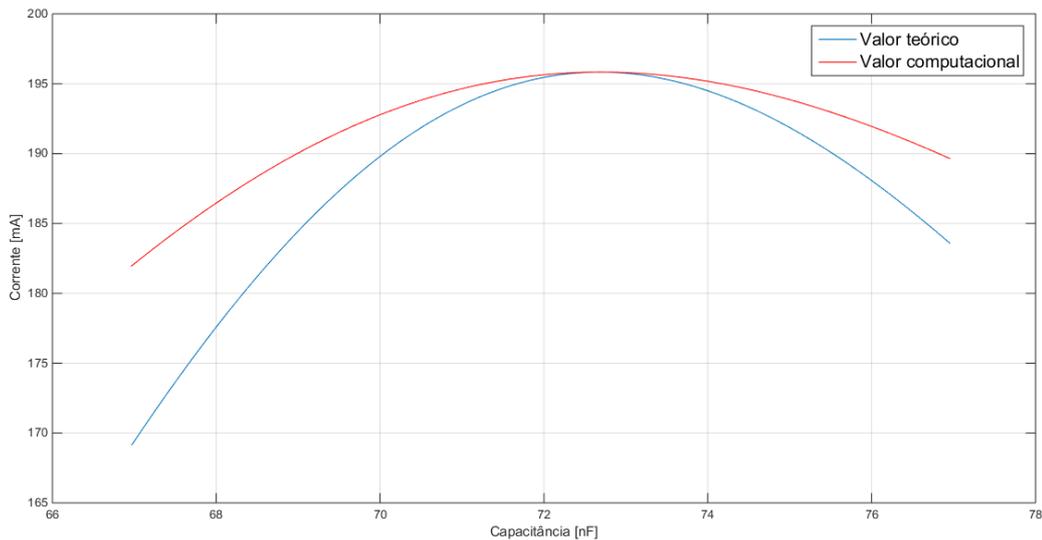


Figura 19: Comportamentos teóricos e computacional de I_{Helm} , para $f = 10$ kHz.

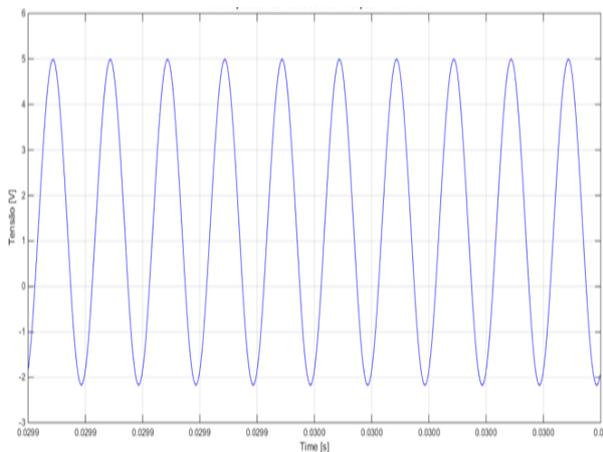
Observando as formas de onda obtidas nesta seção, verifica-se boa adequação entre as previsões teóricas e as simulações computacionais do sistema. As discrepâncias entre seus valores são menores ao redor dos ótimos e aumentam gradativamente a medida que se afastam dos mesmos. Percebe-se ainda a existência de mínimos globais para o valor de tensão e máximos globais para corrente. A inexistência de ótimos locais torna viável a utilização do algoritmo de otimização aqui proposto, baseado em gradientes decrescentes das variações de capacitância, em torno de um valor inicial teoricamente previsto. Por sua vez, também é perceptível que o valor ótimo da capacitância de ajuste é reduzido com o aumento da frequência, conforme esperado.

4.2. Avaliação do comportamento do circuito Bobina

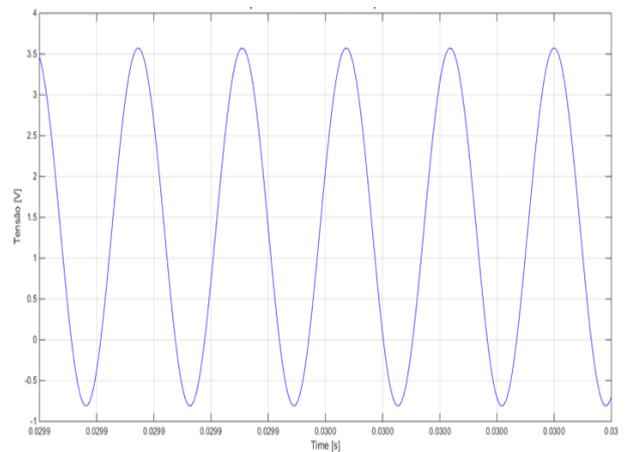
4.2.1. Sem emprego da técnica de ajuste fino

O comportamento do sistema foi simulado com auxílio do LabVIEW e do MultiSim. Nesta seção, avaliou-se o desempenho do circuito, utilizando-se apenas o ajuste teórico do valor do banco de capacitores, ou seja, o valor ótimo de capacitância é calculado diretamente pela equação (3.4). A técnica de ajuste fino descrita na seção 3.3 não foi empregada nos testes realizados nesta seção.

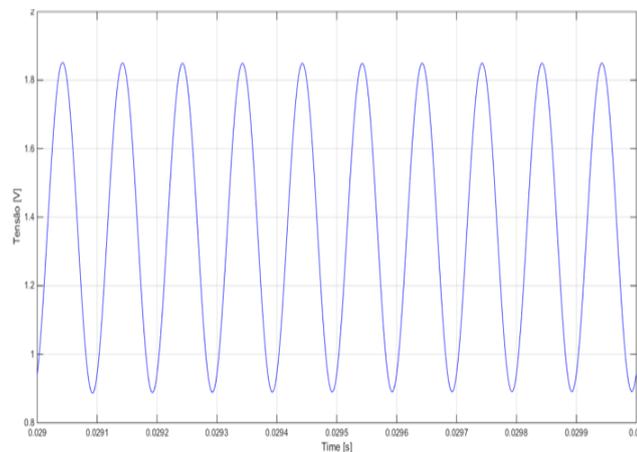
A Figura 20 apresenta a diferença de potencial obtida entre os nós A e B, para as frequências de 100 kHz, 55 kHz e 10 kHz. Por sua vez, a Figura 21 apresenta as correntes I_{total} , I_{sol} e I_{res} , para as estas mesmas frequências. Tem-se que I_{total} é a corrente total gerada pela fonte de corrente, I_{sol} é a corrente que efetivamente flui pela Bobina de Helmholtz e I_{res} é corrente que flui pelo resistor de 47Ω (vide Figura 6). Destaca-se que, é desejável que I_{res} seja o menor possível.



(a) $f = 100 \text{ kHz}$

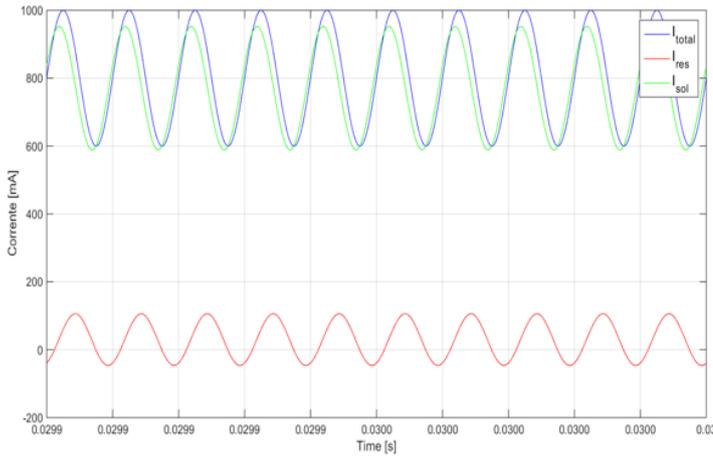


(b) $f = 55 \text{ kHz}$

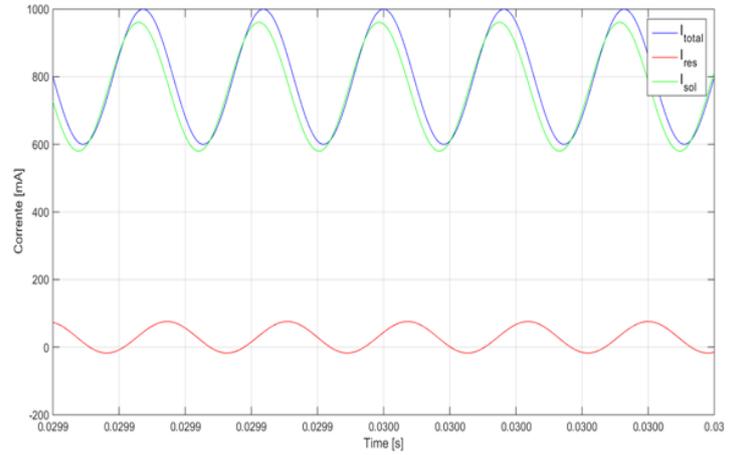


(c) $f = 10 \text{ kHz}$

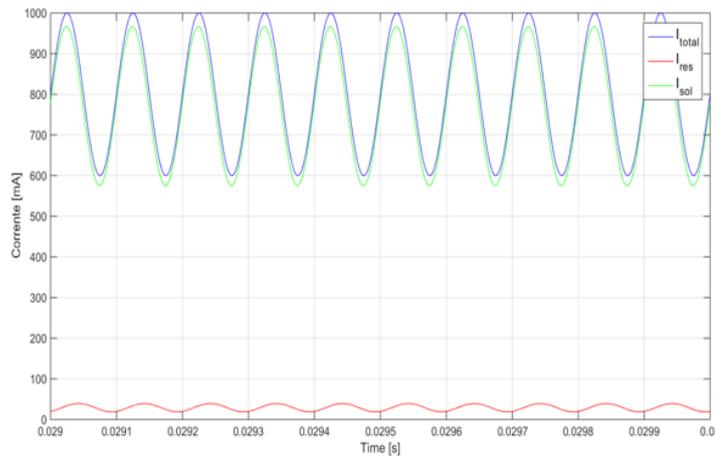
Figura 20: Comportamento da tensão V_{AB} sem o emprego da técnica de ajuste fino para $f = 100 \text{ kHz}$ (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).



(a) $f = 100 \text{ kHz}$



(b) $f = 55 \text{ kHz}$



(c) $f = 10 \text{ kHz}$

Figura 21: Comportamento da corrente I_{Helm} sem o emprego da técnica de ajuste fino para $f = 100 \text{ kHz}$ (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).

A Tabela 2 apresenta os valores teóricos de capacitância, obtidos para cada uma das frequências inspecionadas, bem como as correspondentes amplitudes e níveis de *offset* das tensões medidas entre os terminais A e B.

Tabela 2: Valores de capacitância e diferença de tensão entre os pontos A e B para as frequências de análise.

Frequência $f \text{ (kHz)}$	Capacitância $C \text{ (nF)}$	$V_{AB} \text{ AC (V)}$	$V_{AB} \text{ DC (V)}$
100	0,72	3,62	1,39
55	2,38	2,19	1,38
10	71,96	0,48	1,37

Conforme esperado, a capacitância comporta-se de maneira inversamente proporcional à frequência de excitação. Nota-se ainda que para menores valores de frequência, a amplitude AC da diferença de potencial, entre os terminais A e B, atinge valores significativamente menores, evidenciando um melhor desempenho do sistema para baixas frequências (próximas a 10 kHz). Este comportamento era esperado, visto que o ajuste do valor de capacitância ser mais crítico em altas frequências, onde pequenas variações no capacitor acarretam em grandes variações da impedância resultante e, conseqüentemente, da componente alternada da tensão V_{AB}. Também, é importante destacar que a componente DC de V_{AB} é decorrente da existência de um nível DC de corrente e da presença de elementos resistivos entre os nós A e B.

Por sua vez, a Tabela 3 compara os valores simulados da corrente no resistor R_t e na Bobina de Helmholtz.

Tabela 3: Valores de corrente elétrica em R_t e na Bobina de Helmholtz (I_{sol}) para as frequências de análise.

Frequência f (kHz)	I_{res} DC (mA)	I_{sol} DC (mA)	I_{res} AC (mA)	I_{sol} AC (mA)
100	29,47	770,49	77,01	181,82
55	29,45	770,52	46,56	190,46
10	29,18	770,78	10,17	195,62

Por meio da análise dos resultados obtidos, percebe-se que o valor de corrente que passa efetivamente pela Bobina é bem próximo ao valor total aplicado – 800 mA DC e 200 mA AC. No entanto, os resultados indicam que existe uma componente minoritária da corrente que flui por R_t, a qual deseja-se minimizar. Comparando-se as componentes DC, verifica-se que I_{res} é satisfatoriamente inferior a I_{sol}. Por outro lado, avaliando-se as componentes AC, observa-se que I_{res} passa a ser não desprezível em relação a I_{sol}, tal comportamento se agrava com o aumento da frequência. Note que, este fato é um indício de que o casamento de impedâncias é pior em altas frequências do que em baixas frequências, conforme esperado.

A Figura 22 ilustra a comparação entre os valores obtidos pelo cálculo para a capacitância e as curvas obtidas através das simulações computacionais que descrevem o comportamento da tensão V_{AB} anteriormente obtidas para as frequências de 100 kHz, 55 kHz e 10 kHz.

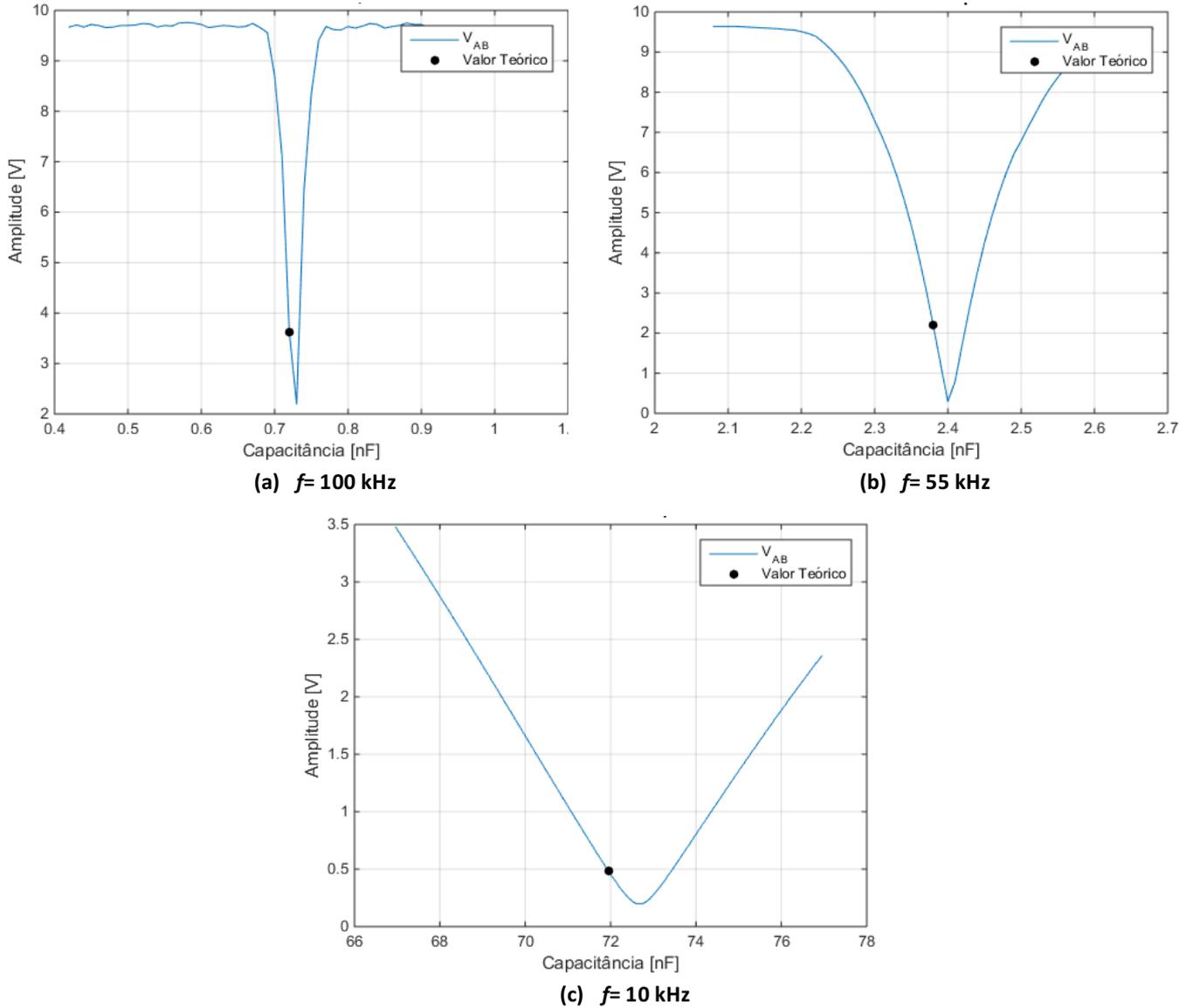
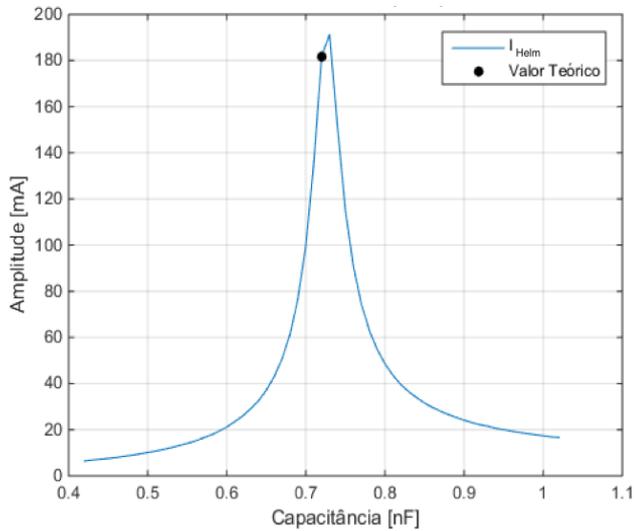
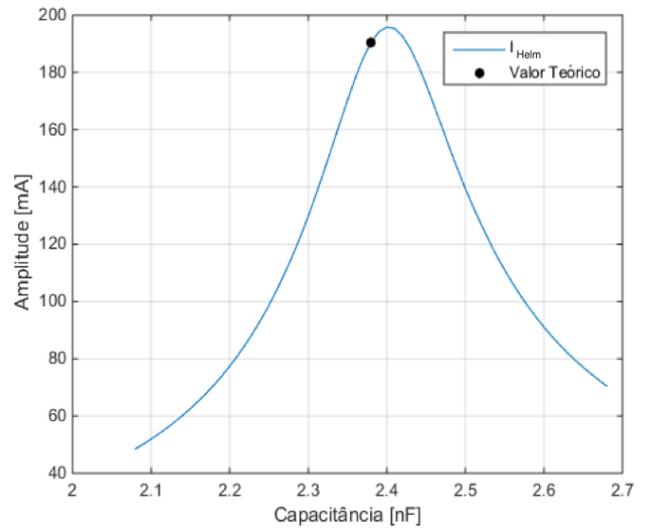


Figura 22: Tensão V_{AB} versus a capacitância e o ponto da capacitância calculado pelo simulador para $f = 100 \text{ kHz}$ (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).

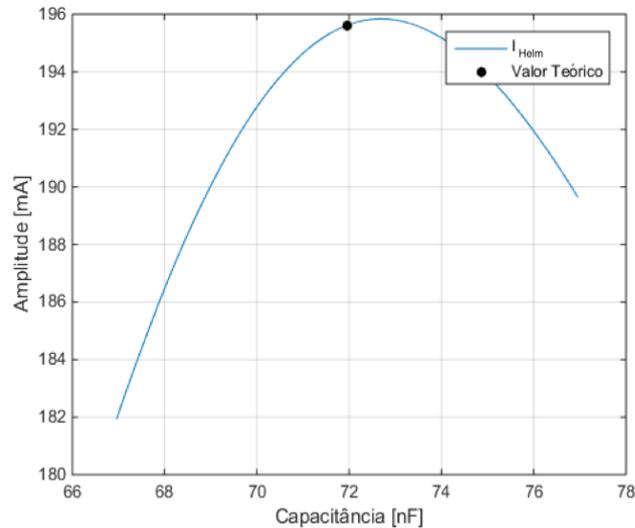
Na Figura 23 apresentam-se, para as frequências de 100 kHz, 55 kHz e 10 kHz, as comparações do ponto calculado de capacitância ótimo sobreposto às curvas obtidas através das simulações computacionais que descrevem o comportamento da corrente que flui pela Bobina de Helmholtz I_{Helm} .



(a) $f = 100$ kHz



(b) $f = 55$ kHz



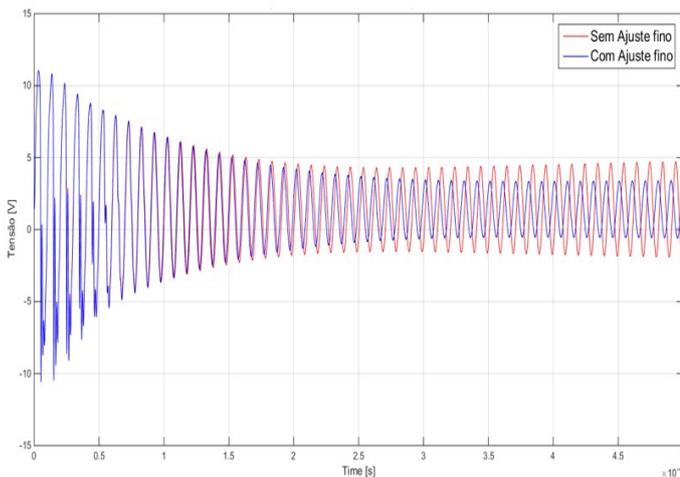
(c) $f = 10$ kHz

Figura 23: Corrente I_{Helm} versus a capacitância e o ponto da capacitância calculado pelo simulador para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).

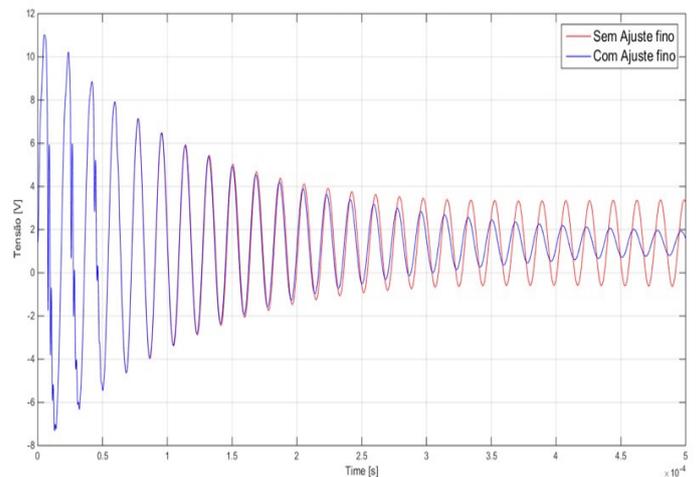
Observando os gráficos, percebe-se que o valor teórico não atinge efetivamente o valor ótimo. Conclui-se então é necessário o uso do algoritmo de otimização.

4.2.2. Com emprego da técnica de ajuste fino

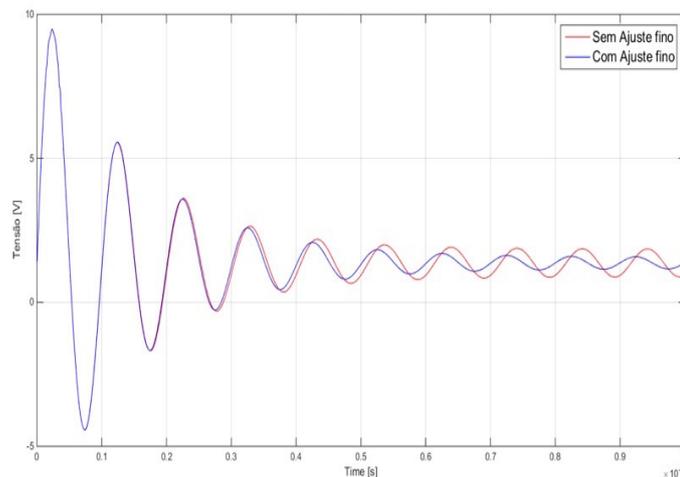
Para fins de avaliação da eficácia da técnica de ajuste fino, os casos analisados na seção 4.2.1 são aqui reavaliados, agora adotando-se a técnica descrita na seção 3.3. A Figura 24 apresenta uma comparação entre a diferença de potencial obtida entre os nós A e B, sem e com o emprego da técnica de ajuste fino, para as frequências de 100 kHz, 55 kHz e 10 kHz. A Figura 25 apresenta em detalhes a região estável das curvas apresentadas na Figura 24. Por sua vez, a Figura 26 apresenta um comparativo entre a corrente que flui pela Bobina de Helmholtz, sem e com o emprego da técnica de ajuste fino, para as mesmas frequências de interesse. Finalmente, a Figura 27 apresenta em detalhes a região estável das curvas apresentadas na Figura 26.



(a) $f = 100 \text{ kHz}$

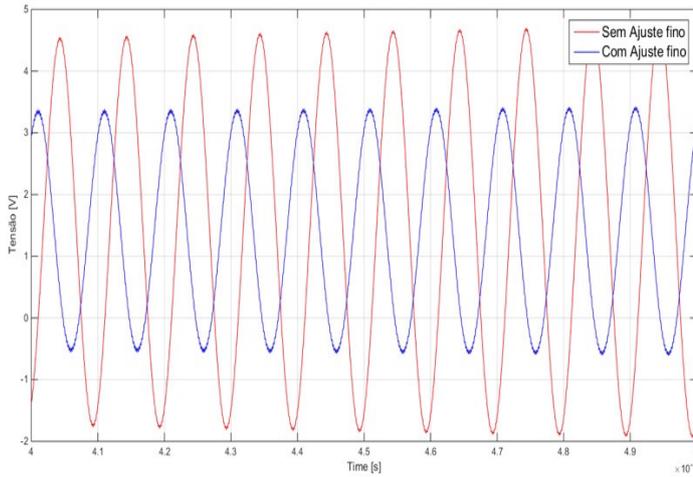


(b) $f = 55 \text{ kHz}$

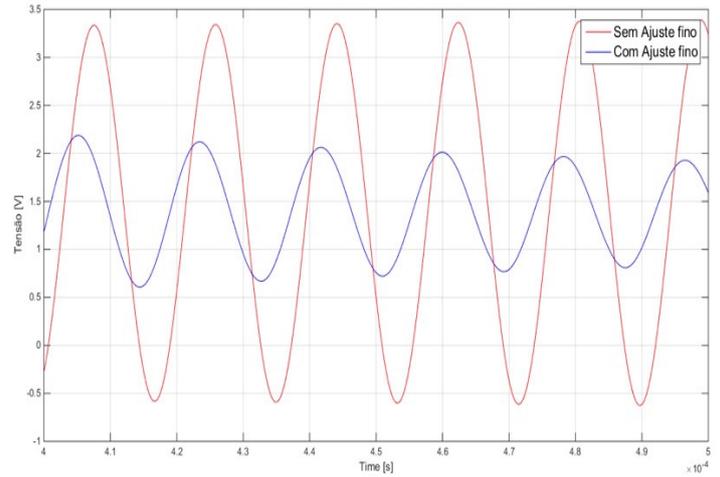


(c) $f = 10 \text{ kHz}$

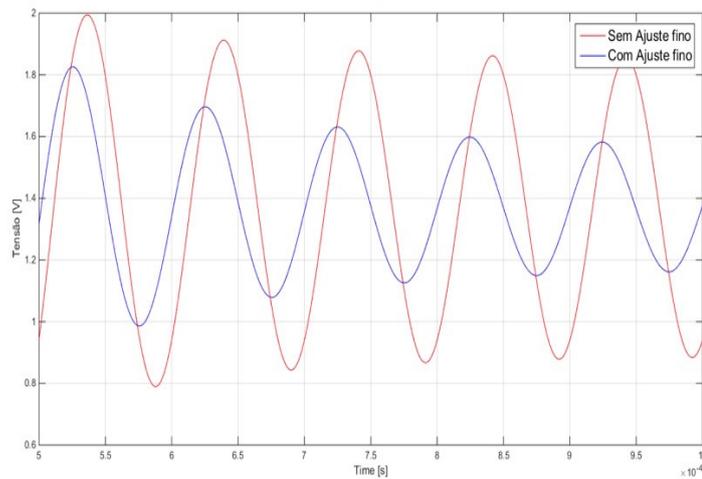
Figura 24: Comparação das tensões V_{AB} com e sem ajuste fino para $f = 100 \text{ kHz}$ (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).



(a) $f = 100 \text{ kHz}$

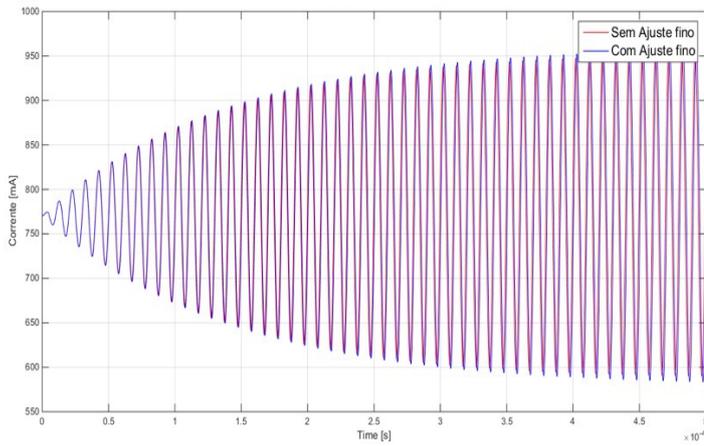


(b) $f = 55 \text{ kHz}$

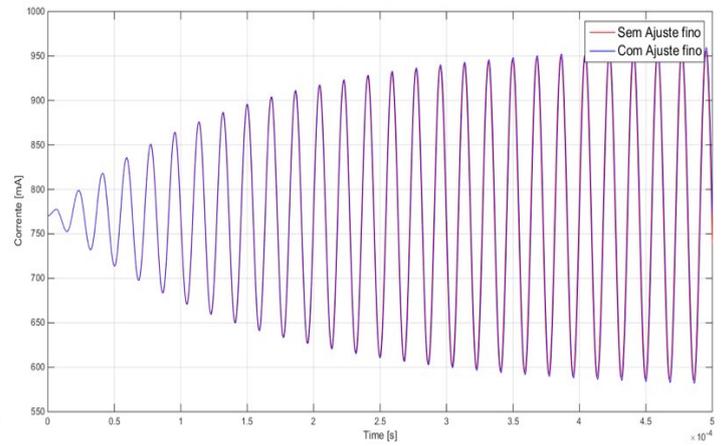


(c) $f = 10 \text{ kHz}$

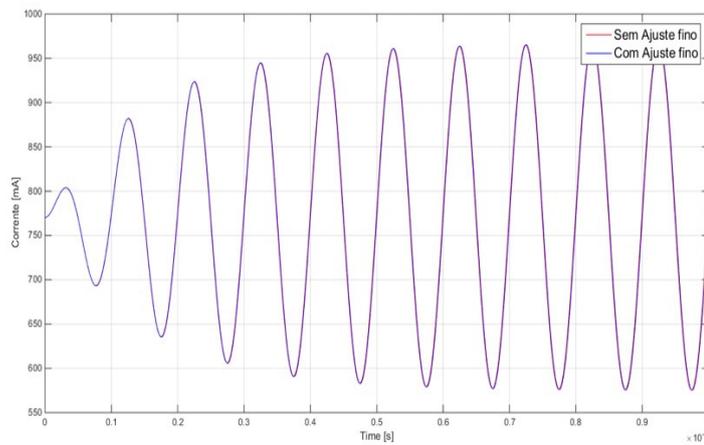
Figura 25: Comparação das tensões V_{AB} , em regime permanente, com e sem ajuste fino para $f = 100 \text{ kHz}$ (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).



(a) $f = 100 \text{ kHz}$

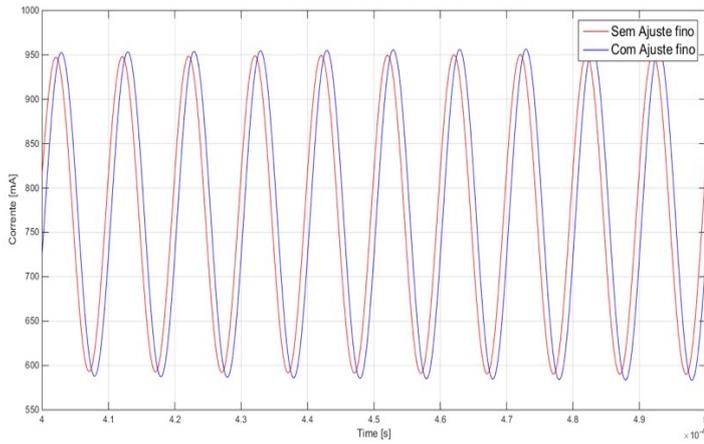


(b) $f = 55 \text{ kHz}$

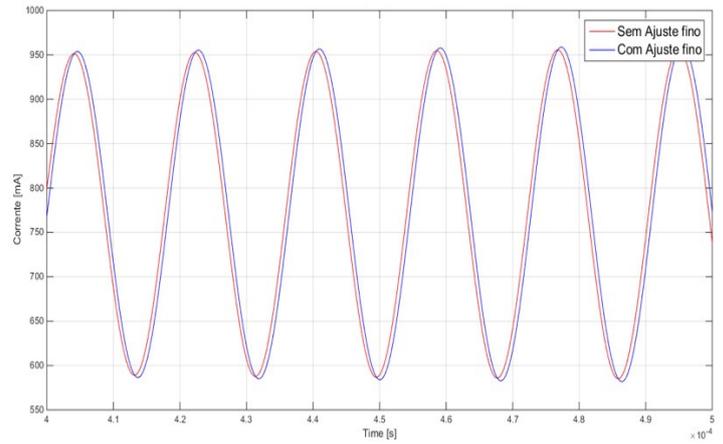


(c) $f = 10 \text{ kHz}$

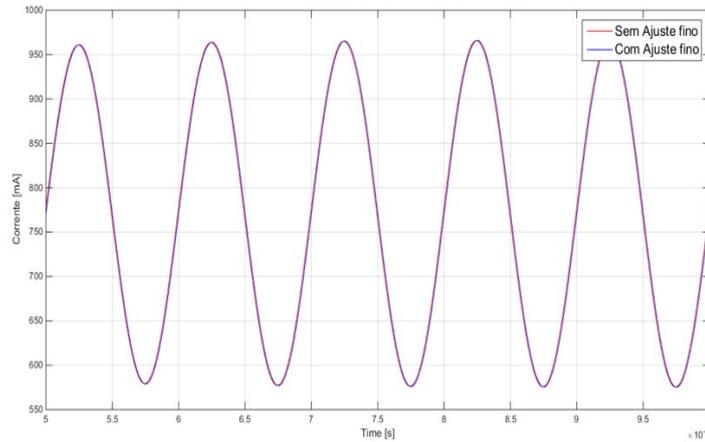
Figura 26: Comparação entre as correntes I_{Helm} com e sem ajuste fino para $f = 100 \text{ kHz}$ (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).



(a) $f = 100$ kHz



(b) $f = 55$ kHz



(c) $f = 10$ kHz

Figura 27: Comparação entre as correntes I_{Helm} , em regime permanente, com e sem ajuste fino para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).

Para uma melhor análise do desempenho da técnica de otimização proposta, os principais resultados obtidos por meio das Figuras explicitadas nesta seção são agrupados na Tabela 4.

Tabela 4: Comparação entre os valores de capacitância, diferença de tensão entre os pontos A e B e valores de corrente elétrica na Bobina de Helmholtz para as frequências de análise.

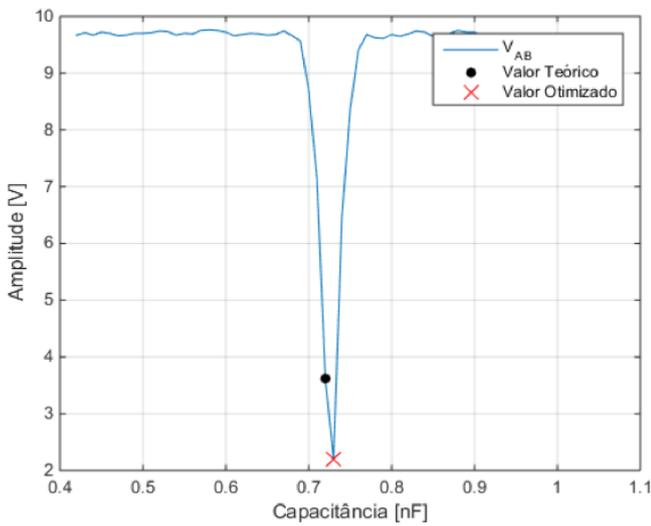
Frequência f (kHz)	Capacitância sem ajuste (nF)	Capacitância com ajuste (nF)	V_{AB} AC sem ajuste (V)	V_{AB} AC com ajuste (V)	I_{sol} AC sem ajuste (mA)	I_{sol} AC com ajuste (mA)
100	0,72	0,73	3,62	2,19	181,82	191,35
55	2,38	2,40	2,19	0,29	190,46	195,81
10	71,96	72,68	0,48	0,20	195,62	195,84

Comparando os valores obtidos com emprego da técnica de ajuste fino em relação aqueles alcançados sem o emprego da técnica, observa-se uma redução considerável no valor da diferença de potencial entre os pontos A e B e um aumento da corrente que flui pela Bobina de Helmholtz, evidenciando assim a diminuição da corrente que flui pelo ramo do resistor R_t . Tais aspectos indicam que a técnica proposta efetivamente otimiza o desempenho do sistema.

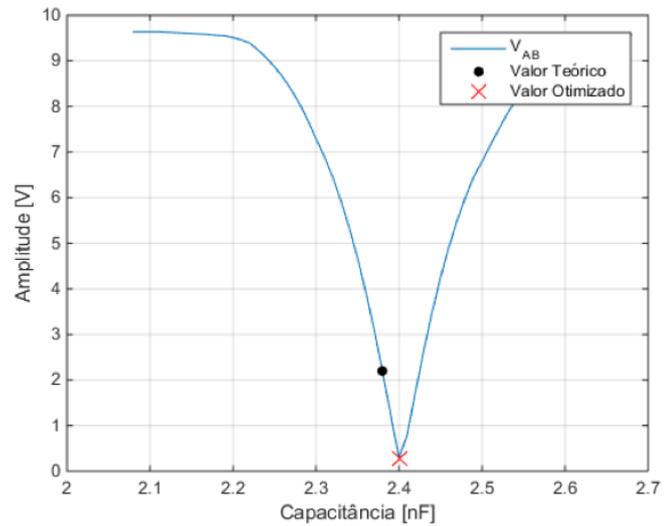
No entanto, a perda de desempenho em altas frequência continua sendo perceptível, embora de forma menos acentuada do que na situação em que não se emprega o ajuste fino. Bobina O comportamento poderia ser aprimorado por meio da utilização de um banco de capacitores que dispusesse de valores ainda menores de capacitância (abaixo de 10 pF), o que, entretanto, não é comum na prática.

4.3. Comparação do ponto ótimo de ajuste

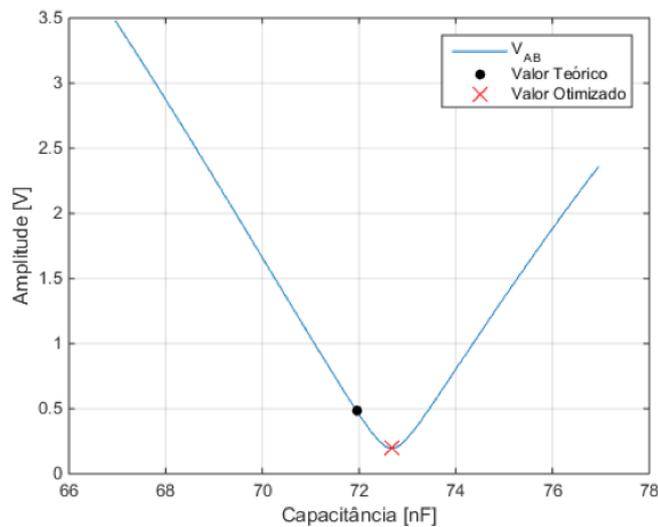
A fim de avaliar melhor o desempenho do sistema, a Figura 28 insere nos gráficos de V_{AB} em função da capacitância, obtidos na seção 4.1, um indicativo do valor ótimo de capacitância obtido sem e com a técnica de ajuste fino, para as frequências de 100 kHz, 55 kHz e 10 kHz. Por sua vez, a Figura 29 insere nos gráficos de corrente na Bobina de Helmholtz em função da capacitância, obtidos na seção 4.1, um indicativo do valor ótimo de capacitância obtido sem e com a técnica de ajuste fino, para as mesmas frequências de interesse. Os valores ótimos de capacitância foram extraídos diretamente da Tabela 4.



(a) $f = 100$ kHz

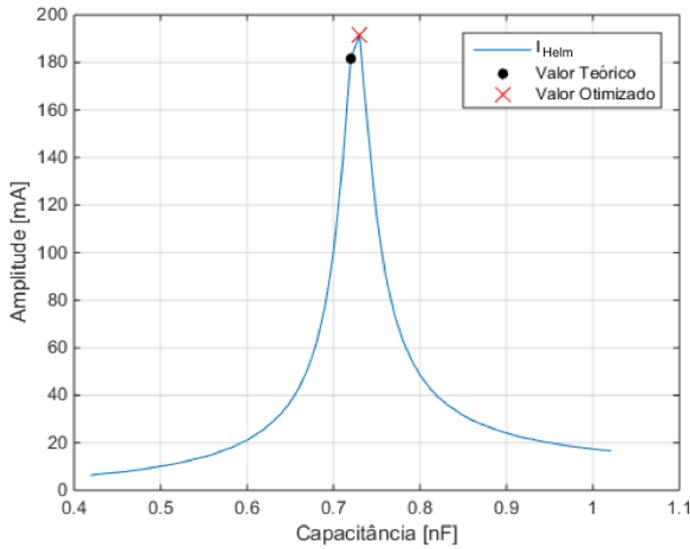


(b) $f = 55$ kHz

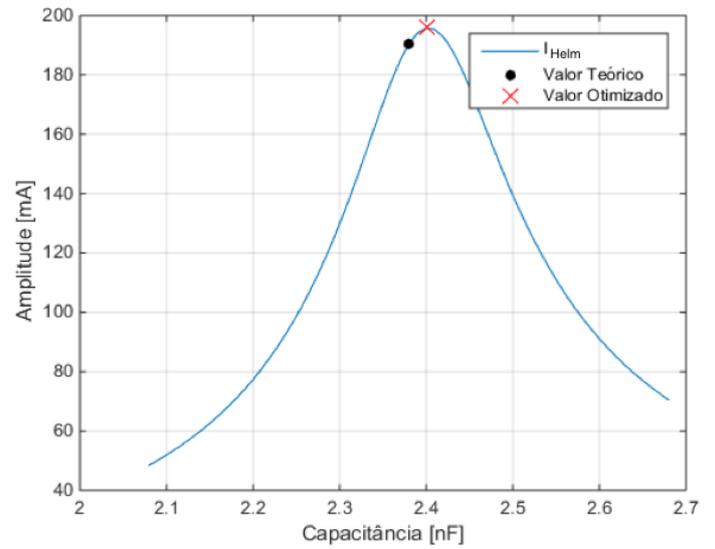


(c) $f = 10$ kHz

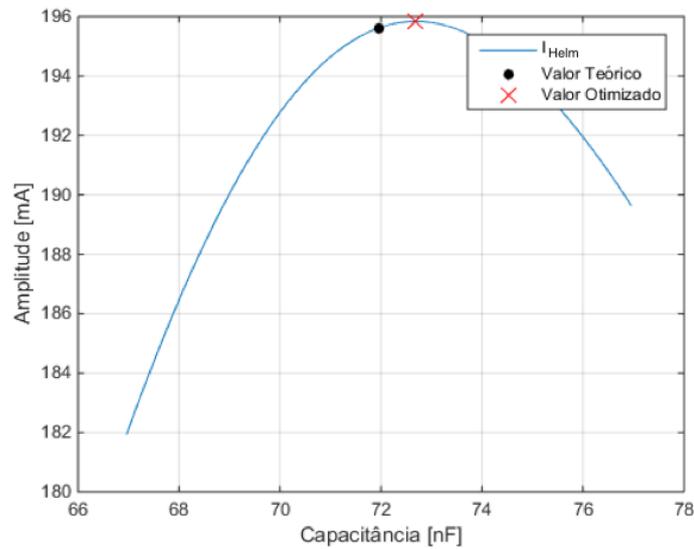
Figura 28: Valores teóricos e otimizados de capacitância sobre a curva da tensão V_{AB} versus a capacitância para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b) e 10 kHz (c).



(a) $f = 100$ kHz



(b) $f = 55$ kHz



(c) $f = 10$ kHz

Figura 29: Valores teóricos e otimizados da corrente I_{Helm} versus a capacitância para $f = 100$ kHz (a), 55 kHz (b), 10 kHz (c).

A partir das Figuras 28 e 29, pode-se atestar que o valor de capacitância encontrado com o estágio de ajuste fino tem uma acurácia muito maior que o estágio sem o ajuste, implicando em uma melhora nítida no funcionamento do circuito, como será detalhado mais adiante no capítulo de conclusões.

5. Conclusões e Trabalhos Futuros

Os resultados obtidos indicam que a técnica desenvolvida possibilita efetivamente a redução dos níveis de tensão necessários para excitação da Bobina de Helmholtz, objetivando seu emprego na geração de campos de altas frequências. A técnica de ajuste fino implementada otimiza o desempenho do circuito, tornando-o mais imune a simplificações adotadas no modelo teórico do sistema e aspectos não ideais dos elementos do circuito.

É perceptível que o aumento da frequência deteriora o desempenho da técnica de otimização. Essa característica é devida à dificuldade de ajuste da capacitância que necessita de passos cada vez menores com o aumento da frequência, para um ajuste fino do casamento de impedâncias. Esta limitação foi responsável pela definição do limite superior da faixa de frequências proposta neste trabalho. Para valores de frequência muito acima de 100 kHz, se tornariam necessários valores de capacitância cada vez menores na composição do banco de capacitores (abaixo de 10 pF), valores indisponíveis comercialmente e fortemente afetados pela capacitância intrínseca de outros dispositivos do circuito.

As discussões do presente trabalho foram feitas baseando-se em uma Bobina de Helmholtz, porém destaca-se que a técnica desenvolvida pode ser aplicada a qualquer estrutura destinada a geração de campos magnéticos. Uma possível aplicação futura, seria implementar a estrutura aqui apresentada a um outro sistema de caracterização, baseado em uma Bobina de Merritt, a qual propicia uma homogeneidade de campo magnético ainda maior do que a apresentada por Bobinas de Helmholtz.

Para a otimização do banco de capacitores, indica-se que se idealize uma estrutura alternativa onde possam ser inseridas capacitâncias de alto valor em série com as capacitâncias de baixo valor empregadas na configuração atual. Dessa forma, torna-se possível reduzir a capacitância intrínseca equivalente do banco de capacitores e, conseqüentemente, promover um ajuste mais fino em torno do ponto ótimo de operação.

Destaca-se ainda, que o sistema atual funciona satisfatoriamente quando a amplitude da componente AC da corrente é inferior ao nível DC da mesma. Entretanto, apresenta dificuldades caso esta restrição não seja atendida. Conseqüentemente, em trabalhos futuros, sugere-se que sejam avaliadas configurações alternativas, capazes de tornar o circuito mais genérico e ampliar seu leque de aplicações.

6. Referências Bibliográficas

- [1] WENTWORTH, S. M.; **Fundamentos de Eletromagnetismo**, 2006.
- [2] MORETTO, V. P.; **Eletricidade e Eletromagnetismo**, Atica, 1989.
- [3] Perdi a Matéria – **“Nomes que Fizeram História”**. Disponível em <http://www.perdiamateria.eng.br/Nomes/000.htm>. Acesso em 2 de abril de 2016.
- [4] FERREIRA, N. A.; **“A Descoberta da Indução Eletromagnética”**; Brasil Escola. Disponível em <http://brasilecola.uol.com.br/fisica/a-descoberta-inducao-eletromagnetica.htm> Acesso em 2 de abril de 2016.
- [5] Enciclopédia Mirador Internacional; **Oxford Dictionary of Scientists**. UOL - Educação. Disponível em <http://educacao.uol.com.br/biografias/michael-faraday.htm> Acesso em 2 de abril de 2016.
- [6] BARBOSA, C. H.; **“Localization of firearm projectiles in the human body using a superconducting quantum interference device magnetometer: A theoretical study”**, REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS. v. 75, no. 6, 2004.
- [7] CARRARA, V.; **“Projeto de Bobinas de helmholtz em 3 eixos para simulação de campo geomagnético”**, VI CONGRESSO NACIONAL DE ENGENHARIA MECÂNICA, Campina Grande – Paraíba – Brasil, 2010.
- [8] ROBERT, R.; **“Bobina de Helmholtz”**, **Revista Brasileira de Ensino de Física**, v. 25, no. 1, 2003.
- [9] MANH-HUONG, P.; HUA-XIN, P.; **“Giant magnetoimpedance materials: Fundamentals and applications”**, Advanced Composites Centre for Innovation and Science (ACCIS). Disponível em <http://seis.bristol.ac.uk/~aehxp/papers/43.pdf> Acesso em 6 de maio de 2016.
- [10] SILVA, E.C.; **“Magnetômetro GMI de Alta Sensibilidade para Medição de Campos Magnéticos Ultrafracos”**, Rio de Janeiro, 2013. Tese de Doutorado - de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio).
- [11] RIPKA, P.; **“Review of fluxgate sensors”**, Sensors and Actuators, v. A, no. 33, p. 129- 141, 1992.

- [12] KABATA, W.; VITORELLO, Ícaro; “**Configurações alternativas para magnetômetros ‘fluxgate’ com núcleo amorfo**”, Revista Brasileira de Geofísica, v. 25, no. 2, p. 159-169, 2007.
- [13] BRAGA, N. C.; “**Como funcionam os sensores de Efeito Hall**”, Instituto Newton C. Braga, ART(1050).
- [14] RAMSDEN, E.; “**Hall-effect sensors: theory and applications**”, (2006).
- [15] SILVA, E. C.; “**DESENVOLVIMENTO DE TRANSDUTOR BASEADO NA FASE DA MAGNETOIMPEDÂNCIA GIGANTE PARA MEDIÇÃO DE CAMPOS BIOMAGNÉTICOS**”, Rio de Janeiro, 2011. Dissertação de Mestrado – de Pós-graduação em Metrologia, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio).
- [16] MCGUIRE, T. R.; “**Anisotropic magnetoresistance in ferromagnetic 3d alloys**”. IEEE Trans. Magn., v. 11, n. 4, p. 1018–1038, 1975.
- [17] LEE, W. Y.; TONEY, M. F.; MAURI, D.; “**High magnetoresistance in sputtered Permalloy thin films through growth on seed layers of $(\text{Ni}_{0,81}\text{Fe}_{0,19})_{1-x}\text{Cr}_x$** ”. IEEE Trans. Magn., v. 36, n. 1, p. 381–385, 2000.