

ANTÔNIO MARCOS ARDUINI GONÇALVES

**BOBINAS TRANSMISSORAS DE RF PARA
IMAGENS POR RESSONÂNCIA
MAGNÉTICA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Escola de
Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo.

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica

ORIENTADOR: ALBERTO TANNÚS

São Carlos

2015

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

A676b Arduini Gonçalves, Antônio Marcos
Bobinas Transmissoras de RF para Imagens por
Ressonância Magnética / Antônio Marcos Arduini
Gonçalves; orientador Alberto Tannús. São Carlos,
2015.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2015.

1. Sela Duplamente Cruzada. 2. Blindagem Segmentada
de Dupla Face. 3. Bobinas de Radiofrequência. 4.
Imagens por Ressonância Magnética. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Antônio Marcos Arduini Gonçalves

Título: "Bobinas transmissoras de RF para imagens por ressonância magnética"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 25/06/2015,

com NOTA 9,8 (NOVE, OITO), pela Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Alberto Tannús - (Orientador - IFSC/USP)

Prof. Associado Homero Schiabel - (SEL/EESC/USP)

Dr. Edson Luiz Géa Vidoto - (IFSC/USP)

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Homero Schiabel

Dedico este trabalho aos meu pais, Valdete Aparecida Arduini e José Antônio Gonçalves da Costa, e ao meu irmão, Luiz Felipe Arduini Gonçalves. Pelo amor, suporte e ensinamentos que levarei comigo para sempre.

Agradecimentos

Antes de tudo eu agradeço à minha família. Dedico este trabalho especialmente à minha mãe, Valdete Aparecida Arduini, a pessoa mais importante da minha vida e minha maior fonte de inspiração, orgulho e exemplo de caráter. Por ter vencido na vida após muita luta e ter sido um exemplo de honestidade, generosidade, alegria e determinação. Por ter me apoiado durante toda a vida e por ter me dado os maiores ensinamentos e exemplos de amor que levarei comigo por toda a vida.

Ao meu pai, José Antônio Gonçalves da Costa. Por todo o apoio que sempre me deu e por ser um exemplo para mim, de honestidade e caráter.

Ao meu irmão, Luiz Felipe Arduini Gonçalves. Por ser um irmão maravilhoso e que traz alegria a nossa família.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Alberto Tannús e ao Eng. Dr. Edson Luis Gea Vidoto por terem me apoiado da melhor forma possível durante todo o desenvolvimento do projeto.

Aos funcionários e colegas do CIERMag: Eng. Dr. Mateus José Martins, Odir, João Gomes, Aparecido, João Carlos, Mariana, Daniel Papoti, Daniel Consalter, Ágide, Tiago Martins, João Batista, Ricardo e demais. Muito obrigado pelo suporte que me deram e pela amizade durante esse período.

Aos meus colegas da Eletrônica 09. Grandes amigos com os quais tive a oportunidade de viver alguns dos melhores anos da minha vida até agora.

Aos meus amigos da República Oligarquia. Que me proporcionaram uma convivência muito agradável e alguns dos meus melhores momentos durante a graduação.

À empresa Fine Instrument Technology, que em parceria com o CIERMag tornou possível a existência dessa oportunidade de pesquisa e desenvolvimento com financiamento da FINEP/CNPq.

E a todas as outras incontáveis pessoas que fizeram parte da minha trajetória até aqui, muito obrigado.

Resumo

Neste projeto foram desenvolvidas duas bobinas de RF para imagens por RMN, uma bobina Sela e uma bobina Sela Duplamente Cruzada (SDC). Essas bobinas foram desenvolvidas para serem usadas como transmissoras, mas também são capazes de produzir boas imagens no modo *Transceiver*. Elas foram desenvolvidas para uso em um magneto supercondutor de 2T e operam na frequência de 85,24 MHz. Com a criação de um novo conceito de blindagem de RF, foi possível eliminar artefatos nas imagens relacionados a correntes induzidas pelos campos magnéticos gradientes, que era um problema comum anteriormente. O sistema de desacoplamento ativo usando quatro diodos PIN em paralelo e o uso de cobre de boa qualidade, permitiram a obtenção de alto fator de qualidade (Q) para as bobinas, a bobina SDC atingiu um Q de 204, comparado a valores anteriores de aproximadamente 50% desse valor. A bobina SDC recebeu inovações em sua geometria, e conseguiu atingir níveis bem altos de homogeneidade de campo magnético, com um *non-uniformity factor* (NU) de apenas 4,37% sobre uma imagem em uma região de 70% do diâmetro da bobina no plano axial. No modo *Transceiver* a SDC obteve ótimas imagens de um Kiwi, tanto para sequências tradicionais quanto para sequência rápidas como EPI. No modo transmissora, a SDC produziu uma imagem com relação sinal-ruído de 90,55, com uma bobina de superfície como receptora. Os resultados obtidos comprovam a alta versatilidade da geometria SDC e a qualidade de todo o sistema desenvolvido.

Palavras-chave: Sela Duplamente Cruzada, Blindagem Segmentada de Dupla Face, Bobinas de Radiofrequência, Imagens por Ressonância Magnética.

Abstract

Two RF coils for MRI were developed in this project, a Saddle coil and a Double Crossed Saddle (DCS) coil. These coils were designed to be used as transmit-only coils, but they can also produce good images in the Transceiver mode. They were developed to be used in a 2T superconductor magnet and to work in a frequency of 85.24 MHz. With the creation of a new concept of RF shielding, it was possible to eliminate artifacts on images related to induced currents from the gradient magnetic fields, which was a common problem before. The active decoupling system using four PIN diodes in parallel and the usage of a good quality copper, allowed the acquisition of high quality factors (Q) for the coils, the DCS reached a Q of 204, in comparison with previous values of approximately 50% of this. The DCS received innovations on its geometry, and reached high levels of magnetic field homogeneity, with a non-uniformity factor of just 4,37% over an image in a region of 70% of the diameter of the coil in the axial plane. In the Transceiver mode the DCS produced very good images of a Kiwi fruit, both with traditional sequences and with fast sequences like EPI. In the transmit-only mode, the DCS produced an image with a Signal-to-Noise Ratio of 90.55, with a surface coil in the receptor mode. The obtained results prove the high versatility of the DCS geometry and the quality of the system developed.

Key-words: Double Crossed Saddle, Double Sided Segmented Shielding, Radiofrequency Coils, Magnetic Resonance Imaging.

Sumário

| | |
|--|-----|
| Agradecimentos | I |
| Resumo | III |
| Abstract..... | V |
| Sumário | 1 |
| Lista de Figuras | 3 |
| Lista de Tabelas..... | 7 |
| Lista de Siglas..... | 7 |
| 1. Introdução..... | 9 |
| 1.1. Descrição do projeto | 9 |
| 1.2. Objetivos resumidos | 11 |
| 2. Princípios básicos de Imagens por RMN e de bobinas transmissoras de RF..... | 13 |
| 2.1. Princípios básicos de formação de imagens por Ressonância Magnética..... | 13 |
| 2.2. As bobinas transmissoras de RF | 15 |
| 2.3. Mensurando a homogeneidade de campo magnético | 18 |
| 2.4. Fator de Qualidade (Q) | 19 |
| 2.5. Relação sinal-ruído | 20 |
| 2.6. Circuito de sintonia e casamento de impedância | 21 |
| 2.7. Balanceamento do circuito..... | 22 |
| 3. Metodologia e equipamentos utilizados | 25 |
| 3.1. O Magneto 2T da Oxford e o Espectrômetro AVANCE III da Bruker | 25 |
| 3.2. Equipamentos e dispositivos utilizados | 25 |
| 4. Blindagem segmentada de dupla face | 29 |
| 4.1. Blindagens de RF para bobinas de IRM..... | 29 |
| 4.2. Desenvolvimento da blindagem segmentada de dupla face (BSDF) | 30 |
| 4.3. Resultados..... | 36 |
| 5. Filtro passa-baixas para acoplamento dos sinais de RF e DC | 39 |
| 5.1. Desenvolvimento do filtro..... | 39 |
| 5.2. Resultados..... | 43 |
| 6. Primeiro protótipo - Bobina tipo Sela..... | 45 |
| 6.1. Características da bobina tipo Sela..... | 45 |
| 6.2. Desenvolvimento da bobina tipo Sela | 47 |
| 6.3. Caracterização da bobina tipo Sela..... | 49 |

| | | |
|--------|--|----|
| 6.4. | Desenvolvimento do circuito de sintonia e casamento de impedância | 51 |
| 6.4.1. | Balanceamento do circuito com um Balun na entrada | 53 |
| 6.4.2. | Os diodos PIN e o sistema de desacoplamento ativo | 54 |
| 6.4.3. | Cálculo dos valores dos componentes de ajuste de <i>Tuning e Matching</i> | 56 |
| 6.5. | Simulação do sistema com o software LTspice | 59 |
| 6.6. | Resultados..... | 62 |
| 7. | Segundo protótipo - Bobina tipo Sela Duplamente Cruzada (SDC)..... | 67 |
| 7.1. | Características da bobina tipo Sela Duplamente Cruzada (SDC)..... | 67 |
| 7.2. | Desenvolvimento da bobina..... | 70 |
| 7.3. | Caracterização da bobina SDC..... | 72 |
| 7.4. | Desenvolvimento do circuito de sintonia e casamento de impedância | 74 |
| 7.5. | Simulação do sistema com o software LTspice | 76 |
| 7.6. | Resultados..... | 79 |
| 8. | Conclusões | 91 |
| | Referências Bibliográficas..... | 93 |
| | Referências de figuras | 94 |
| | Apêndice A - Cálculos para demonstrar que os diodos PIN conseguirão controlar os sinais de RF de alta potência. | 95 |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 2-1 Magnetização de um material..... | 14 |
| Figura 2-2 Relaxações transversal e longitudinal de um voxel após um pulso $\pi/2$ | 15 |
| Figura 2-3 Diagrama simplificado mostrando as principais partes de um equipamento de IRM..... | 16 |
| Figura 2-4 Ilustração simplificada do funcionamento de bobinas transmissoras e receptoras. | 17 |
| Figura 2-5 Distribuições ideais de corrente que produzem um campo magnético homogêneo em seu interior. a) Distribuição uniforme de corrente em loops sobre uma esfera. b) Distribuição cossenoidal de corrente em condutores paralelos sobre a superfície de um cilindro. c) Um solenoide comprido. | 18 |
| Figura 2-6 Ilustração dos capacitores de <i>matching</i> e <i>tuning</i> realizando a transformação de impedância | 22 |
| Figura 2-7 Acoplamentos capacitivos entre a bobina e a amostra podem tirar a bobina de sintonia caso o circuito não seja balanceado. | 23 |
| Figura 3-1 Magneto supercondutor de 2T da Oxford (esquerda). Vista da seção do conjunto Magneto, bobina de <i>Shimming</i> e bobina de Gradiente (direita). | 25 |
| Figura 3-2 <i>Network Analyzer</i> E5061 A da Agilent (esquerda), e <i>Vector Impedance Meter</i> 4193A da HP..... | 26 |
| Figura 3-3 Ilustração da transferência de potência entre <i>pick-up coils</i> e uma bobina para a determinação da frequência de ressonância e do Q da bobina. | 27 |
| Figura 3-4 <i>Pick-up coil</i> utilizada na caracterização das bobinas..... | 27 |
| Figura 3-5 <i>Phantoms</i> usados como amostras para as bobinas. Esférico (esquerda) com cloreto de sódio, e cilíndrico com sulfato de cobre (direita). | 28 |
| Figura 4-1 Blindagem segmentada de dupla face. As dimensões desta figura levam em consideração as duas flanges, sem as flanges o comprimento é de 290 mm e o diâmetro é de 146 mm..... | 31 |
| Figura 4-2 Corte lateral da estrutura da blindagem com as espessuras do dielétrico e das fitas de cobre medidas. Os capacitores são apenas ilustrativos, através dessas capacitâncias os sinais de alta frequência poderão se propagar de uma fita para outra. A imagem está fora de escala. | 32 |
| Figura 4-3 Corte lateral da estrutura da BDSF. Com todas as dimensões determinadas. A imagem está fora de escala. | 33 |
| Figura 4-4 Cada fita de cobre está envolvida na formação de 2 capacitâncias com as fitas do lado oposto. As dimensões dessa figura servem para o cálculo da área de cada capacitância. | 34 |
| Figura 4-5 Estrutura e dimensões de cada um dos 34 capacitores formados entre as fitas da blindagem. | 35 |
| Figura 4-6 Blindagem parcialmente segmentada(esquerda), blindagem segmentada de dupla face(centro) e blindagem contínua(direita). | 36 |
| Figura 4-7 <i>Setup</i> utilizado para medida do deslocamento da frequência de ressonância da bobina SDC. As três blindagens diferentes foram colocadas ao redor dessa configuração para se analisar o deslocamento de frequência de ressonância de cada. | 37 |
| Figura 4-8 Comparação entre as blindagens. Cursor 1 (Amarelo) = sem blindagem. Cursor 2 (Azul) = Blindagem parcialmente segmentada. Cursor 3 (Rosa) = BDSF. Cursor 4 (Verde) = Blindagem contínua. | 37 |

| | |
|--|----|
| Figura 5-1 Esquemático do filtro. Sua principal função é acoplar o sinal de RF com o sinal DC para que um único cabo coaxial leve os dois sinais à bobina..... | 40 |
| Figura 5-2 Resposta em frequência do filtro simulada no software LTspice | 40 |
| Figura 5-3 Layout do filtro passa-baixas. Com descrição dos componentes a esquerda, e versão limpa para impressão à direita. As dimensões da placa estão em milímetros..... | 41 |
| Figura 5-4 Vista superior do filtro. Cabo TWINAX em azul. Não é possível ver os capacitores SMD do filtro nessa foto, pois eles estão em baixo dos indutores. | 42 |
| Figura 5-5 Vista da parte de trás do filtro, já com uma caixa blindada para proteção. Conector tipo N a esquerda e conector tipo TWINAX a direita..... | 43 |
| Figura 5-6 <i>Setup</i> experimental para medição da atenuação do filtro, através do parâmetro S21..... | 43 |
| Figura 5-7 Medida da atenuação do filtro passa-baixas. O filtro estava conectado à bobina, por isso sua atenuação mínima é em 85,24 MHz..... | 44 |
| Figura 6-1 Geometria da bobina tipo Sela (esquerda) e caminhos de propagação da corrente(direita). Configuração série, a mesma corrente passa por toda a bobina..... | 45 |
| Figura 6-2 Amplitude do campo magnético (Eixo vertical) em função da relação comprimento/diâmetro (Eixo horizontal) para uma bobina do tipo Sela de 1 mm de diâmetro e alimentada com um sinal cuja corrente tem 0,5 A de amplitude. | 47 |
| Figura 6-3 Desenho bidimensional da bobina tipo Sela..... | 48 |
| Figura 6-4 Vistas frontal (esquerda) e lateral (direita) da bobina tipo Sela. | 49 |
| Figura 6-5 <i>Setup</i> para caracterização da bobina. <i>Pick-up coils</i> fixadas nas laterais da bobina. Dois capacitores soldados em X conectam as 4 extremidades da bobina. <i>Phantom</i> esférico a direita da imagem e blindagem à esquerda. | 50 |
| Figura 6-6 Representação discreta do conjunto bobina-blindagem. Estes valores correspondem à média aritmética dos valores de indutância e resistência obtidos nas medidas 4 e 6 da Tabela 7-1..... | 51 |
| Figura 6-7 Modelo completo do circuito que representa o conjunto bobina-blindagem-circuito. Os valores dos componentes ainda precisam ser determinados..... | 52 |
| Figura 6-8 Estrutura do Balun utilizado. | 53 |
| Figura 6-9 a) Estrutura do diodo PIN. b) Circuito equivalente para o diodo diretamente polarizado. c) Circuito equivalente para o diodo inversamente polarizado. | 54 |
| Figura 6-10 Resistência vista pelo sinal de RF versus corrente de polarização direta no diodo..... | 55 |
| Figura 6-11 Equacionamento do circuito para cálculo dos valores dos componentes. Determinação da expressão da impedância equivalente Z_{eq} | 56 |
| Figura 6-12 Esquemático do circuito balanceado de sintonia, casamento de impedância e desacoplamento ativo da bobina tipo Sela. Com todos os componentes calculados. Na montagem real, os capacitores C (23,7947 pF) serão aproximados por valores comerciais, com dois capacitores em paralelo, um de 18 pF e outro de 5,6 pF. | 58 |
| Figura 6-13 Bobina tipo Sela com circuito montado. | 58 |
| Figura 6-14 Frequência de ressonância exata em 85,24 MHz. A simulação também mostra que a diferença de fase entre as duas portas da bobina é de 180°, mostrando que o circuito está balanceado..... | 59 |
| Figura 6-15 Corrente na bobina (Vermelho) e corrente em um dos diodos PIN (azul)..... | 60 |
| Figura 6-16 Impedância casada em 85,24 MHz. | 60 |
| Figura 6-17 Potência média entregue pela fonte (vermelho) e potência média dissipada no conjunto circuito-bobina (azul). Máxima transferência de potência acontece. | 61 |
| Figura 6-18 Potência média dissipada em cada diodo. | 62 |

| | |
|--|----|
| Figura 6-19 Plano Axial do <i>phantom</i> esférico produzido por uma sequência MSME com a bobina tipo Sela. | 63 |
| Figura 6-20 Plano Coronal do <i>phantom</i> esférico produzido por uma sequência MSME com a bobina tipo Sela. A estrutura estranha que aparece no topo do <i>phantom</i> não é um artefato, mas sim um parafuso que mantém preso o líquido do <i>phantom</i> | 63 |
| Figura 6-21 Plano Sagital do <i>phantom</i> esférico produzido por uma sequência MSME com a bobina tipo Sela. No topo vemos novamente a imagem do parafuso. | 64 |
| Figura 7-1 Geometria original da bobina SDC. À esquerda uma ilustração dos ângulos otimizados. À direita a configuração original, com os cruzamentos isolados entre os condutores paralelos. | 68 |
| Figura 7-2 Nova geometria proposta em diferentes vistas. Frontal (esquerda), lateral (centro) e traseira (direita). Todos os condutores possuem o mesmo comprimento. | 69 |
| Figura 7-3 Nova geometria da SDC. Com a mudança no ponto de alimentação, todas as correntes nos diferentes braços percorrem um caminho com o mesmo comprimento. | 69 |
| Figura 7-4 Desenho plano da bobina SDC com as dimensões em milímetros. A e B representam os 4 pontos de conexão com o circuito, as duas metades da bobina são ligadas em paralelo. Nos 4 espaçamentos de 3mm cada serão usados capacitores de quebra de comprimento elétrico. | 71 |
| Figura 7-5 Ligação de um capacitor em paralelo com as metades da bobina SDC. Este <i>setup</i> será usado para caracterizar a bobina. | 72 |
| Figura 7-6 Exemplo de medida de caracterização da bobina usando uma <i>pick-up coil</i> e medindo-se o parâmetro S21. O Q da bobina nessa configuração é de 204. | 73 |
| Figura 7-7 Modelo completo do circuito que representa o conjunto bobina-blindagem-circuito. Os valores dos componentes ainda precisam ser determinados. | 74 |
| Figura 7-8 Modelo completo do circuito da SDC com valores teóricos exatos dos componentes. Depois esses valores deverão ser aproximados para valores comerciais durante a montagem. | 76 |
| Figura 7-9 Frequência de ressonância exata em 85,24 MHz. | 77 |
| Figura 7-10 Impedância casada em 85,24 MHz. | 77 |
| Figura 7-11 Corrente sobre cada braço da bobina (Azul) e corrente sobre cada diodo PIN (Vermelho). | 78 |
| Figura 7-12 Potência média sobre cada um dos diodos PIN. | 79 |
| Figura 7-13 Circuito final para a bobina SDC. | 79 |
| Figura 7-14 Teste do desacoplamento ativo da bobina no <i>Network Analyzer</i> . Diodos conduzindo (esquerda) e diodos inversamente polarizados (direita). | 80 |
| Figura 7-15 Layout descritivo do circuito com dimensões em milímetros. Os capacitores variáveis C5 e C6 são respectivamente de <i>Matching</i> e de <i>Tuning</i> , e são soldados na placa por meio de fios. | 81 |
| Figura 7-16 Layout para impressão do circuito da SDC com dimensões em milímetros. | 81 |
| Figura 7-17 O conjunto completo, filtro, bobina SDC, circuito e BSDF. | 82 |
| Figura 7-18 Da esquerda para a direita, planos Axial, Coronal e Sagital do <i>phantom</i> esférico, produzidos por uma sequência MSME com a bobina SDC. Em baixo das figuras temos o padrão de intensidade de pixels ao longo dos eixos horizontal (vermelho) e vertical (azul) de cada plano. | 83 |
| Figura 7-19 Plano Coronal de um pequeno <i>phantom</i> cilíndrico produzido por uma sequência MSME usando a bobina SDC como transmissora e uma bobina de superfície de 1 canal como receptora. Em baixo temos o padrão de intensidade de pixels ao longo dos eixos horizontal (vermelho) e vertical (azul) de cada plano. | 84 |

| | |
|--|----|
| Figura 7-20 Comparação entre imagens do plano axial do <i>phantom</i> esférico produzidas pela SDC (direita) e pela Sela (esquerda), ambas utilizando a sequência MSME com os mesmos parâmetros, mesmo FOV e mesmos níveis de contraste. | 86 |
| Figura 7-21 Plano Axial de um Kiwi, produzido pela bobina SDC no modo <i>transceiver</i> e usando sequência RARE. | 87 |
| Figura 7-22 Plano Coronal de um Kiwi, produzido pela bobina SDC no modo <i>transceiver</i> e usando a sequência RARE. | 87 |
| Figura 7-23 Plano Axial de um Kiwi, produzido pela bobina SDC no modo <i>transceiver</i> e usando uma sequência muito rápida, a EPI. | 88 |
| Figura 7-24 Plano Coronal de um rato, com visualização do cérebro. Produzido pela bobina SDC no modo <i>transceiver</i> | 89 |
| Figura 7-25 Comparação entre imagens do cérebro de um rato. À esquerda com a SDC no modo TORO e à direita com a SDC no modo Transceiver. | 90 |
| Figura A-0-1 - Ilustração das correntes que passam em cada um dos quatro diodos, as regiões rachuradas representam o ciclo negativo das correntes sobre os diodos. a) Para a bobina tipo Sela, com uma amplitude de 9,21 A. b) Para a bobina SDC, com uma amplitude de 10,17 A. | 96 |

Lista de Tabelas

| | |
|---|----|
| Tabela 4-1 Impedância do capacitor da blindagem para a frequência das <i>eddy currents</i> e para 85,24 MHz. | 35 |
| Tabela 6-1 Caracterização da bobina tipo Sela. | 50 |
| Tabela 6-2 Análise das imagens feitas com a bobina tipo Sela. | 64 |
| Tabela 7-1 Caracterização da bobina SDC. | 73 |
| Tabela 7-2 Faixa de frequências em que é possível ajustar a bobina SDC. | 82 |
| Tabela 7-3 Análise numérica das imagens de phantoms feitas com a bobina SDC. | 85 |
| Tabela 7-4 - Parâmetros das imagens do cérebro de um rato com a bobina SDC no modo Transceiver e no modo TORO. | 90 |

Lista de Siglas

BSDF - Blindagem Segmentada de Dupla Face

CIERMag - Centro de Imagens e Espectroscopia in vivo por Ressonância Magnética

EPI - *Echo Planar Imaging*

IRM - Imagens por Ressonância Magnética

MSME - *Multi-Slice-Multi-Echo*

NU - *Non-uniformity factor*

RARE - *Rapid Acquisition with Relaxation Enhancement*

RF - Radiofrequência

RMN - Ressonância Magnética Nuclear

RSR - Relação Sinal-Ruído

SDC - Sela Duplamente Cruzada

TORO - *Transmit-only-Receive-only*

1. Introdução

1.1. Descrição do projeto

Transdutores de radiofrequência (RF) ou bobinas de radiofrequência, são parte fundamental no equipamento de Imagens por Ressonância Magnética (IRM). São responsáveis por transmitir os pulsos de RF próximos à frequência de Larmor dos spins nucleares que se deseja excitar, e também são responsáveis por receber os sinais de RF emitidos pelos spins nucleares durante os movimentos de relaxação transversal e longitudinal do vetor magnetização de cada voxel excitado na amostra.

Bobinas de RF para IRM tradicionais são dispositivos que devem trabalhar na região de campo próximo. É necessário minimizar a capacidade dessas bobinas em funcionar como uma antena, irradiações eletromagnéticas aqui são consideradas como perdas. As duas principais características de desempenho que se espera de uma bobina transmissora de RF para IRM são: a produção de campos magnéticos altamente homogêneos em seu interior, e uma alta eficiência energética, i.e., um alto fator de qualidade(Q).

Bobinas de RF são produzidas por várias empresas especializadas. Entretanto, essa é uma área que sempre está aberta para inovações e melhorias, além de que cada aplicação diferente necessita de bobinas muito específicas e que quase sempre não estão disponíveis no mercado.

O objetivo principal deste trabalho é ampliar o portfólio de bobinas transmissoras de RF do Centro de Imagens e Espectroscopia in Vivo por Ressonância Magnética (CIERMag) do Instituto de Física de São Carlos(IFSC) da Universidade de São Paulo. Mais especificamente, serão desenvolvidas bobinas do tipo Sela e Sela Duplamente Cruzada (SDC - Sela Duplamente Cruzada), capazes de operar na frequência de 85,24 MHz em magnetos de 2 teslas.

Essas bobinas pertencem a uma classe conhecida como Ressoadores Homogêneos, pois são capazes de produzir um campo magnético altamente homogêneo em seu volume interior. Tais bobinas podem ser utilizadas ao mesmo tempo para transmissão e recepção (*Transceiver*) dos sinais de RF. Mas o principal interesse na construção destas bobinas é utilizá-las no modo TORO (*Transmit-only-Receive-only*), usando-as apenas como bobinas transmissoras e usando bobinas de superfície dedicadas para recepção. O motivo é que a utilização de bobinas de superfície dedicadas para a recepção possibilita a obtenção de imagens melhores, com maior resolução espacial, maior sensibilidade e maior relação sinal-ruído (RSR). Neste trabalho será utilizado uma bobina de superfície receptora de um canal, mas ela não será descrita aqui, se trata de uma bobina

simples composta por dois loops de fio condutor, com um diâmetro de aproximadamente 2 cm. Essa bobina também possui desacoplamento ativo por diodos PIN, portanto poderá ser utilizada em conjunto com a bobina SDC desenvolvida nesse trabalho.

Para que seja possível utilizar bobinas de superfície como receptoras, é necessário que tanto a transmissora quanto a receptora tenham um sistema de desacoplamento. A bobina transmissora a ser desenvolvida possui um sistema de desacoplamento ativo usando diodos PIN, localizados no circuito balanceado para sintonia e casamento de impedância da bobina. O espectrômetro AVANCE III da Bruker possui um sistema capaz de chavear um sinal DC de 5 V para polarização dos diodos PIN, permitindo o controle de acoplamento das bobinas transmissora e receptora. Durante o período de transmissão do pulso de RF é necessário que apenas a transmissora esteja acoplada, e durante o período de recepção dos sinais de RF emitidos pela amostra é necessário que apenas a receptora esteja acoplada.

É também desejável que essas bobinas a serem desenvolvidas sejam capazes de operar com sequências rápidas de pulsos de RF, como EPI (*Echo Planar Imaging*). Para tal, espera-se que a bobina transmissora a ser construída tenha alta eficiência, i.e., que seja capaz de excitar as amostras usando pouca potência. Para que seja eficiente e homogênea ao mesmo tempo, a bobina deverá ter um tamanho ótimo, valor esse que será discutido nos capítulos 6 e 7. Também é necessário que a bobina tenha um alto fator de qualidade (Q) para que esta seja eficiente, este fator está relacionado à razão entre a reatância indutiva e a resistência da bobina. Quanto maior o Q, menores serão as perdas da bobina.

Também será desenvolvido nesse trabalho um novo tipo de blindagem de RF para a bobina. A blindagem ótima precisa de duas características importantes: ser capaz de criar uma superfície equipotencial ao redor da bobina para lhe garantir estabilidade de sintonia, estabilidade de casamento de impedância e proteção contra ruídos externos; e também precisa ter resistência grande contra as correntes induzidas (*eddy currents*) pelos campos magnéticos variáveis das bobinas de gradiente do sistema. O uso de uma boa blindagem é essencial para a estabilidade da bobina e para a obtenção de imagens limpas, com pouco ruído e sem artefatos de fase que poderiam ser causados por *eddy currents*.

Para a conexão entre o circuito da bobina e o espectrômetro, será desenvolvido um filtro passa-baixas com a finalidade de unir o sinal de RF com o sinal DC de 5 V dos diodos PIN, assim teremos apenas um cabo coaxial entre o espectrômetro e a bobina. O filtro passa-baixas é importante para não deixar que o sinal de RF de alta potência danifique a conexão TWINAX do espectrômetro, por onde é fornecido o sinal DC de 5 V dos diodos.

Por fim, as bobinas serão testadas através da reprodução de algumas imagens de frutas, ratos e *phantoms* (soluções líquidas dentro de uma peça com formato cilíndrico ou esférico).

Este projeto foi desenvolvido nas dependências do CIERMag e faz parte de uma parceria entre o CIERMag e a empresa Fine Instrument Technology (FIT). O autor contou com financiamento da FINEP/CNPq, bolsa ITI-A.

1.2. Objetivos resumidos

- Projetar, simular, construir e testar bobinas transmissoras de RF com desacoplamento ativo, para operarem na frequência de 85,24 MHz (Frequência de Larmor para o próton em 2T). Espera-se que tais bobinas tenham alta homogeneidade de campo magnético, que sejam eficientes(alto fator de qualidade e baixo consumo de energia), e que sejam capazes de operar em sequências rápidas de pulsos, como EPI.
- Projetar, construir e testar uma nova blindagem de RF. Espera-se que a blindagem desenvolvida consiga ser uma boa superfície equipotencial para dar estabilidade de sintonia à bobina. Além de ser uma alta impedância para as correntes induzidas pelas bobinas de gradiente, evitando-se as "*Eddy Currents*", para que a bobina não se aqueça.
- Projetar, simular, construir e testar um circuito balanceado, para realizar sintonia, casamento de impedância e desacoplamento ativo entre a bobina e o espetrômetro.
- Projetar, simular, construir e testar um filtro passa-baixas, para realizar o acoplamento entre o sinal de RF de alta potência e o sinal DC de 5 volts para alimentação dos diodos PIN da bobina. O objetivo é que exista apenas um cabo coaxial para levar esses sinais do espetrômetro até a bobina.
- Testar o desempenho do conjunto através da reprodução de algumas imagens por Ressonância Magnética com frutas, ratos e *phantoms*;

2. Princípios básicos de Imagens por RMN e de bobinas transmissoras de RF.

Neste capítulo serão descritos brevemente os conceitos físicos básicos sobre Imagens por Ressonância Magnética Nuclear e sobre bobinas transmissoras de RF para IRM.

2.1. Princípios básicos de formação de imagens por Ressonância Magnética

As imagens por Ressonância Magnética são formadas pela detecção de sinais de radiofrequência oriundos da relaxação de spins nucleares em uma região de alto campo magnético estacionário.

Os núcleos atômicos são úteis para IRM pois possuem duas propriedades básicas [1]. Um momento angular intrínseco ou spin, $I \cdot h$, onde I é o momento de inércia do próton e h é a constante de Planck. E um momento magnético permanente, $\mu = \gamma \cdot I \cdot h$, onde γ é conhecido como razão giromagnética e depende do tipo de núcleo atômico. Dessa forma os prótons se comportam como pequenos imas em rotação.

Quando o próton é exposto ao campo magnético externo, o momento magnético do próton terá um movimento de precessão ao redor do eixo do campo magnético externo. A frequência de precessão do próton é dada pela chamada equação de Larmor.

$$\omega_o = \gamma \cdot B_o \quad (1)$$

Onde: γ = Razão Giromagnética [MHz / T], 42,6 MHz/T para o átomo de hidrogênio

B_o = Campo magnético fixo produzido pelo magneto supercondutor [T]

Um voxel é uma unidade volumétrica de matéria, idealmente homogêneo em sua composição, que representa fisicamente cada um dos pixels da imagem formada.

Sob condições normais, os momentos magnéticos dos núcleos atômicos estão orientados em direções aleatórias, fazendo com que a somatória vetorial desses momentos seja igual a zero. Com a aplicação de um campo magnético externo, esses momentos magnéticos começam a precessionar em suas respectivas frequências de Larmor ao redor do eixo de B_o , como pode ser visto na Figura 2-1.

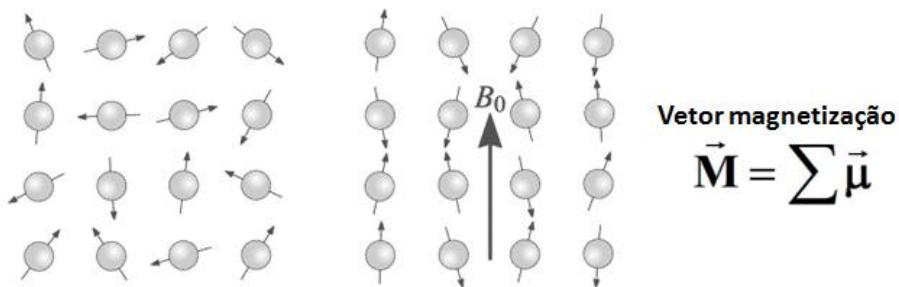


Figura 2-1 Magnetização de um material.

O vetor magnetização formado pela somatória vetorial desses momentos magnéticos se torna paralelo ao eixo do campo magnético externo, convenção o eixo Z, pois os momentos magnéticos estão precessando fora de fase, fazendo com que as componentes transversais se cancelam.

O fenômeno básico que permite a utilização da técnica de MRI consiste na excitação através de pulsos de RF desses núcleos atômicos. Tal excitação produzirá uma rotação no vetor magnetização de cada um dos *voxels*, tirando-os do equilíbrio e permitindo que eles executem um movimento de relaxação após a retirada do pulso de RF. Tal movimento de relaxação pode ser analisado para se extrair informações de cada voxel e formar um pixel com essa informação, afinal cada tipo de material possui propriedades diferentes e terá movimentos de relaxação diferentes.

Na Figura 2-2 pode-se ver uma ilustração de como o vetor magnetização é rotacionado até o eixo Y e depois sofre os movimentos de relaxação, até voltar ao estado de equilíbrio. Durante esses movimentos de relaxação, a componente transversal do vetor magnetização é capaz de induzir uma tensão na bobina receptora, e gerar o sinal que forma a imagem por RMN.

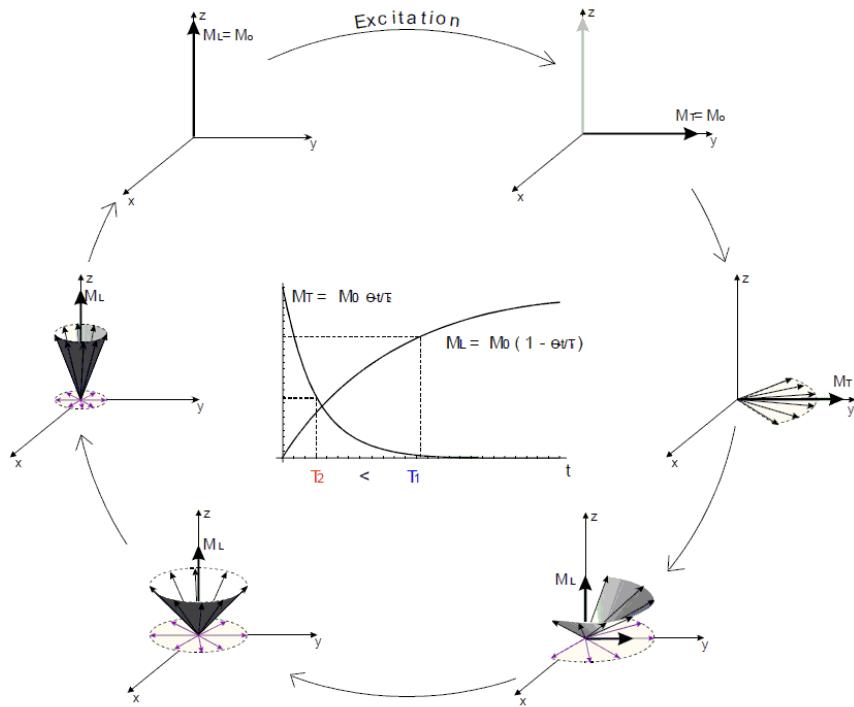


Figura 2-2 Relaxações transversal e longitudinal de um voxel após um pulso $\pi/2$.

O sinal produzido por um pulso $\pi/2$ é conhecido como *Free Induction Decay* (FID). Este sinal não é utilizado para a construção da imagem. Para a construção da imagem se usa os chamados *echos*, que são sinais produzidos por um realinhamento de fase dos momentos magnéticos após aplicações repetidas de pulsos π .

A codificação espacial dos pixels é feita graças à existência de campos magnéticos gradientes, produzidos pelas chamadas bobinas de gradiente, que permitem a obtenção da informação de posição após a realização de uma Transformada de Fourier no sinal coletado.

As imagens por RMN apresentam várias vantagens sobre outras técnicas, incluindo alto contraste para tecidos "soft" como músculos, ausência de radiação ionizante, alta resolução espacial, possibilidade de execução de espectroscopia *in vivo* e realização de análises funcionais.

2.2. As bobinas transmissoras de RF

As bobinas transmissoras são responsáveis por excitar os spins da amostra por meio da produção pulsos de RF na frequência de Larmor da amostra. Essa excitação irá fazer com que os spins da amostra saiam do equilíbrio, permitindo que a bobina receptora

possa coletar o sinal produzido pelos spins durante seus movimentos de relaxação transversal e longitudinal.

Na Figura 2-3 temos o diagrama simplificado que mostra as partes constituintes de um equipamento de IRM. Vemos que as bobinas de RF são aquelas que se localizam mais próximas da amostra. A bobina transmissora de RF e a bobina receptora de RF são conectadas em parte dedicada do hardware do espetrômetro.

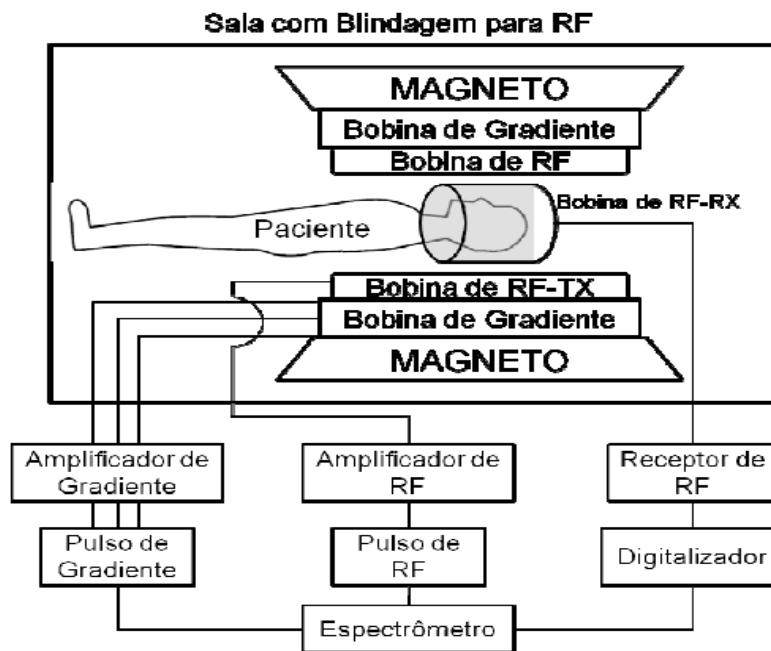


Figura 2-3 Diagrama simplificado mostrando as principais partes de um equipamento de IRM

Na Figura 2-4 a) é possível ver uma ilustração simplificada do funcionamento de bobinas transmissoras e receptoras de RF para IRM. No eixo Z temos o campo magnético permanente (B_0) produzido pelo magneto. A bobina transmissora está orientada no eixo Y e a bobina receptora está orientada no eixo X. Após um pulso de 90° o vetor magnetização M é rotacionado até o plano transversal XY, e ali começa um movimento de precessão ao redor do eixo Z na frequência de Larmor. Durante seus movimentos de relaxação transversal e longitudinal, uma força eletromotriz (FEM) é induzida na bobina receptora e o sinal pode ser visto em Figura 2-4 b).

As bobinas de RF devem sempre trabalhar no plano transversal ao eixo onde está localizado o campo magnético permanente do magneto, pois elas trabalham com valores de campo magnético muito menores que B_0 , de tal forma que seria impossível utilizá-las no mesmo eixo de B_0 .

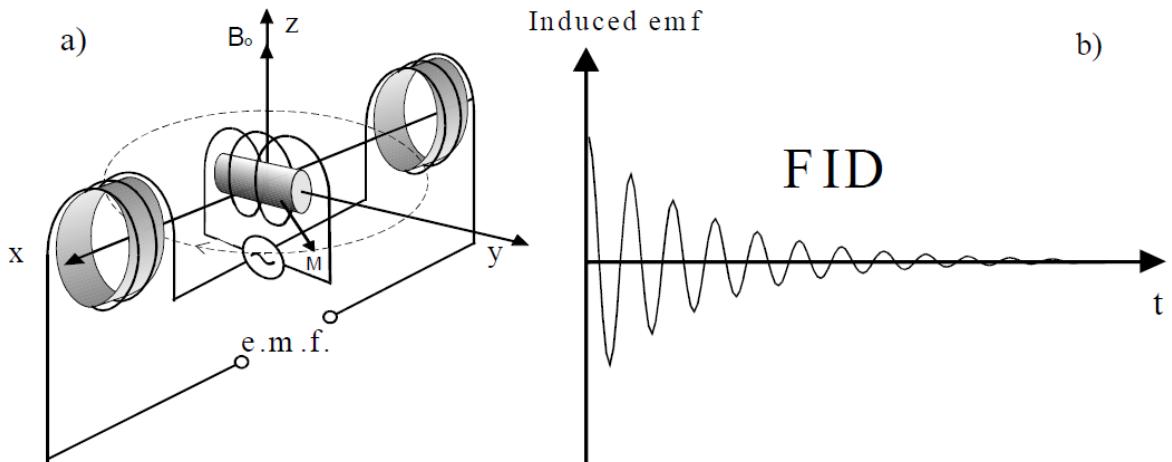


Figura 2-4 Ilustração simplificada do funcionamento de bobinas transmissoras e receptoras.

Bobinas transmissoras precisam ter alta homogeneidade de campo magnético e boa eficiência energética. Para que consigam excitar todos os *voxels* de uma região de interesse (ROI) da amostra com um ângulo de *flip* similar, e tudo isso com o menor consumo de potência possível.

Ressoadores homogêneos são dispositivos que conseguem produzir um campo magnético altamente homogêneo dentro de um volume específico em seu interior. Bobinas de transmissão de RF para IRM precisam ser ressoadores homogêneos para que todos os *voxels* dentro da Região de Interesse (ROI) sejam excitados com um ângulo de flip similar aos demais.

Idealmente, [2] um campo magnético homogêneo pode ser criado tanto por uma distribuição uniforme de corrente em uma esfera, (Figura 2-5 a), ou por uma distribuição cossenoidal de corrente fluindo por condutores paralelos sobre a superfície de um cilindro, (Figura 2-5 b).

Um solenoide longo também é capaz de produzir uma região de alta homogeneidade de campo magnético em seu interior, (Figura 2-5 c), mas somente em uma região longe de suas extremidades.

Nenhum desses casos ideais é possível de ser construído na prática, por isso os modelos de bobinas transmissoras usados atualmente são estruturas que procuram ser uma aproximação desses ressoadores homogêneos. As bobinas tipo Sela e Sela Duplamente Cruzada (SDC) que serão desenvolvidas neste trabalho, são ambas aproximações da distribuição cossenoidal sobre uma superfície cilíndrica como mostrado na Figura 2-5 b).

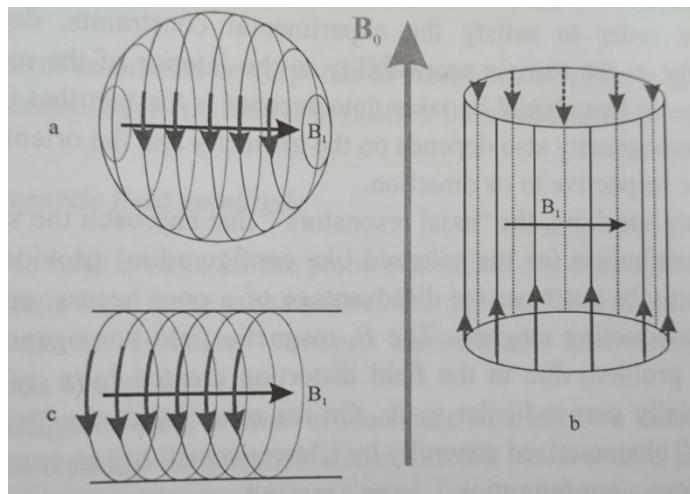


Figura 2-5 Distribuições ideais de corrente que produzem um campo magnético homogêneo em seu interior. a) Distribuição uniforme de corrente em loops sobre uma esfera. b) Distribuição cossenoidal de corrente em condutores paralelos sobre a superfície de um cilindro. c) Um solenoide comprido.

O *Birdcage* [3] é o ressoador homogêneo mais utilizado comercialmente para transmissão dos pulsos de RF. Entretanto, já foi demonstrado [4] que a bobina SDC pode atingir um desempenho superior a *Birdcages* de 8 condutores, e um desempenho similar a *Birdcages* de 16 condutores. Mas a grande vantagem da bobina SDC é que sua versatilidade em poder ser sintonizada facilmente para uma grande faixa de frequências, sendo adequada para a utilização em variados tipos de cargas, que podem carregar a bobina de maneiras diferentes e requerer uma grande capacidade de ajuste de sintonia de frequência.

Outra vantagem das bobinas como a SDC é a sua relativa facilidade de ser construída e seu baixo custo, quando comparada com ressoadores como o *Birdcage*.

2.3. Mensurando a homogeneidade de campo magnético

Para se realizar uma medida quantitativa referente à homogeneidade do campo magnético dessa bobina, é utilizado um conceito conhecido na literatura como *Non-Uniformity Factor* (NU) [5]. É realizado uma operação matemática sobre o mapa de campo magnético produzido pela bobina transmissora (B_1) em uma região interna ao volume da bobina, geralmente correspondendo a 80% do diâmetro interno da bobina transmissora. O mapa de campo magnético produzido pela bobina pode ser obtido teoricamente através da

aplicação da lei de *Biot-Savart*, ou experimentalmente através da obtenção de imagens com *phantoms* em um método conhecido como *Double Angle Method* (DAM) [6]. A operação é descrita pela equação 2:

$$NU = \frac{std(ROI1)}{\langle ROI1 \rangle} \quad (2)$$

Onde: *ROI1* = Região de interesse, geralmente uma área de 80% do diâmetro interno da bobina transmissora..

std(ROI1) = Desvio padrão da intensidade de campo magnético nessa região de interesse.

$\langle ROI1 \rangle$ = Média aritmética da intensidade de campo magnético dentro dessa região de interesse.

. Neste trabalho foi feito apenas uma análise qualitativa da homogeneidade de campo magnético das bobinas desenvolvidas, através da aplicação do conceito de *non-uniformity factor* sobre imagens de *phantoms*, o que produz um ótimo indicativo da homogeneidade do campo magnético dessas bobinas. Para tanto, se define sobre a imagem uma Região de Interesse (ROI), que é uma janela contendo informações de amplitude, média, desvio padrão, etc., sobre os pixels daquela região selecionada. Nesse trabalho se analisou a homogeneidade de campo magnético sobre uma região de 70% do diâmetro interno da bobina.

A razão NU é frequentemente expressa em termos de porcentagem, para isso se multiplica o valor obtido da razão por 100. Quanto menor for essa porcentagem, melhor será a homogeneidade do campo magnético produzido pela bobina transmissora.

2.4. Fator de Qualidade (Q)

Uma bobina de RF pode ser representada por uma indutância L em série com uma resistência R. O fator de qualidade de uma bobina é definido como a razão da reatância indutiva por essa resistência.

$$Q = \frac{2\pi F_{res} L}{R} \quad (3)$$

Onde: *F_{res}* = frequência de operação da bobina

L = Indutância da bobina

R = Perdas da bobina que podem ser modeladas como uma resistência.

O fator de qualidade está relacionado à razão entre a energia armazenada no campo magnético produzido pela bobina e a energia dissipada por diversos mecanismos de perda da bobina, como a resistência dos condutores por exemplo. Portanto, quanto maior o Q de uma bobina, mais eficiente essa bobina será, pois uma maior porcentagem da potência será convertida em campo magnético para excitar as amostras.

Uma maneira prática de se determinar o fator de qualidade de uma bobina é acoplando-se um par de *pick-up coils* com a bobina, e medir o parâmetro de transmissão S21 através de um *Network Analyzer*. O fator de qualidade da bobina será calculado como a razão entre a frequência de ressonância pela largura de banda delimitada pelos dois pontos de frequência em que o parâmetro S21 possui 3 dB a menos que no ponto de ressonância. Esse procedimento está ilustrado na Figura 3-3.

2.5. Relação sinal-ruído

A relação sinal-ruído(RSR) de uma bobina está relacionada à razão entre a intensidade do sinal de IRM captado pela bobina pela intensidade de ruído captada. Ruído esse que pode ter inúmeras fontes diferentes. Uma expressão que relaciona a relação sinal-ruído a vários outros fatores é demonstrada em [4], e vale:

$$RSR = \frac{\omega_0 \cdot B_1 \cdot M_0 \cdot V_a}{\sqrt{8 \cdot K_B \cdot T \cdot \Delta\nu \cdot R}} \quad (4)$$

Onde: B_1 = Intensidade de campo magnético aplicado pela bobina em um ponto da amostra.

M_0 = Magnetização de equilíbrio da amostra.

V_a = Volume da amostra.

K_B = Constante de Boltzmann

$\Delta\nu$ = Largura de banda de frequências durante a aquisição.

T = Temperatura

R = Todos os tipos de perdas, incluindo perdas ôhmicas, por irradiação, etc.

A relação sinal-ruído é um fator muito importante para as bobinas receptoras, e está diretamente associada à qualidade e resolução da imagem produzida.

A relação sinal-ruído das imagens produzidas pelas bobinas serão avaliadas conforme a norma MS1 do NEMA, [7]. Para o cálculo desse parâmetro será escolhido duas regiões de interesse, ROI1 sobre a imagem e ROI2 fora da imagem na região de ruído.

A expressão para cálculo da RSR é a seguinte.

$$RSR = \frac{\langle ROI1 \rangle - \langle ROI2 \rangle}{std(ROI2)} \quad (5)$$

Onde: $\langle ROI1 \rangle$ = Média aritmética dos pixels da região sobre a imagem.

$\langle ROI2 \rangle$ = Média aritmética dos pixels da região de ruído.

$std(ROI2)$ = Desvio padrão dos pixels da região de ruído.

2.6. Circuito de sintonia e casamento de impedância

A função desse circuito é realizar uma transformação de impedância entre a bobina e o espectrômetro, para que o espectrômetro veja uma impedância de 50 ohms conectada a ele e garanta a máxima transferência de potência à bobina.

Esse circuito é composto por capacitores em paralelo (*tuning*) e em série (*matching*) com a bobina. Na Figura 2-6 temos uma ilustração desse processo. A caixa preta representa uma bobina, que é uma indutância em série com uma resistência. O ajuste de uma capacitância entre os pontos A e B permite que se controle o valor da parte real da impedância equivalente para 50 ohms. Posteriormente, um capacitor em série cancela a reatância indutiva e nos terminais à esquerda temos uma carga puramente resistiva de 50 ohms.

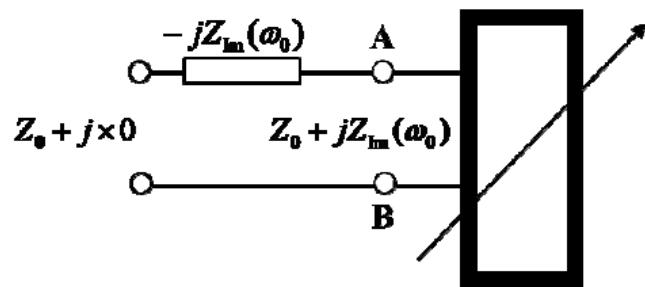


Figura 2-6 Ilustração dos capacitores de *matching* e *tuning* realizando a transformação de impedância

2.7. Balanceamento do circuito

É necessário que bobinas de RF para IRM sejam alimentadas com tensões balanceadas nas suas duas extremidades, i.e., tensões com intensidades iguais e defasadas em 180° entre si.

A bobina geralmente é alimentada por um cabo coaxial, que carrega um sinal não balanceado entre o condutor central e sua malha. O circuito da bobina deve possuir um mecanismo para que essa alimentação se torne balanceada. Há várias maneiras de se fazer isso, neste trabalho será utilizado um Balun na entrada do circuito. O Balun será tratado com detalhes no capítulo 6.

A importância de se ter um circuito balanceado, é que se pode eliminar ou reduzir vários efeitos indesejados, como o efeito antena (Mispelter, et al., 2006, pag. 93) e os acoplamentos capacitivos entre bobina e amostra. Na Figura 2-7 temos uma ilustração desses acoplamentos capacitivos. Se a diferença de potencial entre os condutores da bobina e a amostra forem muito elevadas, serão formadas capacitâncias parasitas entre bobina e amostra, que além de causarem uma perturbação na sintonia da bobina, podem também causar danos graves como queimaduras se a amostra for uma pessoa ou um animal.

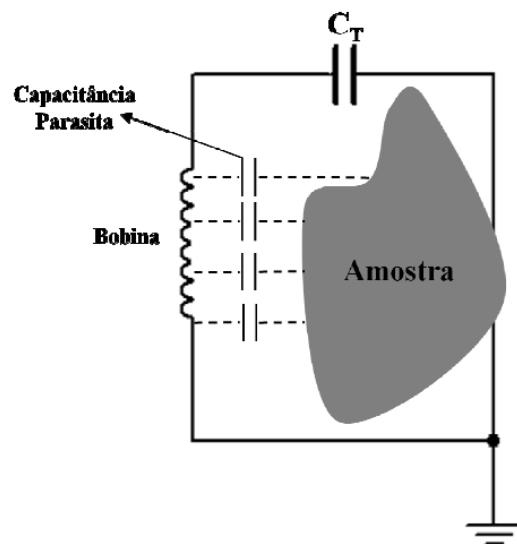


Figura 2-7 Acoplamentos capacitivos entre a bobina e a amostra podem tirar a bobina de sintonia caso o circuito não seja balanceado.

3. Metodologia e equipamentos utilizados

3.1. O Magneto 2T da Oxford e o Espectrômetro AVANCE III da Bruker

O magneto utilizado na realização desse trabalho é um magneto supercondutor horizontal de 31 cm/2.0 T (85310HR, Oxford Instruments, Abindgon/England) localizado nas instalações do CIERMag. Esse magneto é adequado para se trabalhar com a frequência de ressonância de 85,24 MHz para o átomo de hidrogênio. As bobinas de gradiente desse magneto foram desenvolvidas no próprio CIERMag [8]. O Espectrômetro modelo AVANCE III / Biospec e todo o conjunto de amplificadores de RF e de gradiente foram adquiridos da Bruker-Biospin com recursos da FAPESP (projeto nº 2005/56663-1). O magneto é mostrado na Figura 3-1.

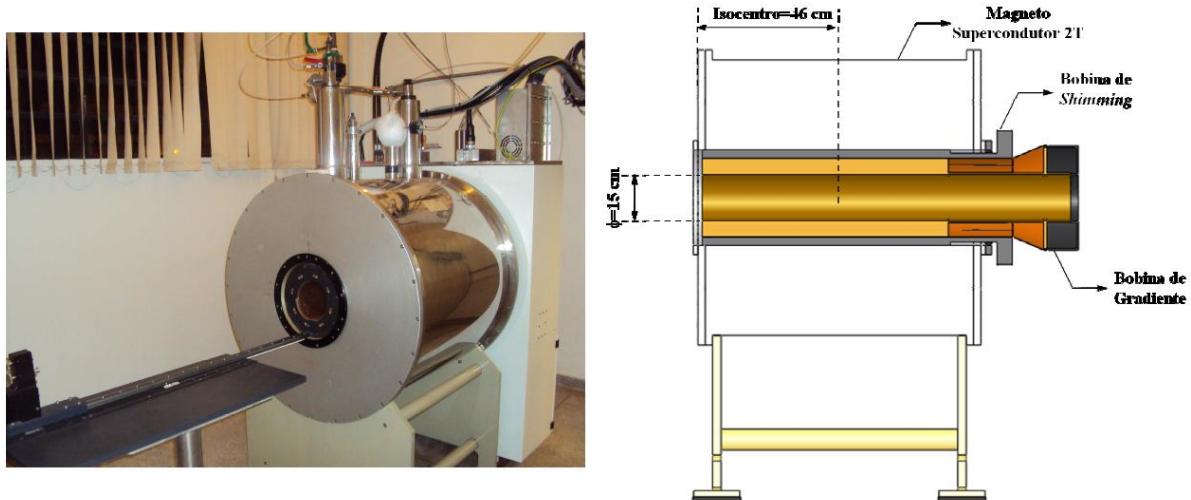


Figura 3-1 Magneto supercondutor de 2T da Oxford (esquerda). Vista da seção do conjunto Magneto, bobina de *Shimming* e bobina de *Gradiente* (direita).

3.2. Equipamentos e dispositivos utilizados

O Laboratório de Instrumentação do CIERMag possui uma infraestrutura completa de equipamentos para o desenvolvimento e caracterização de qualquer tipo de transdutor usado em IRM. Neste trabalho foram especialmente usados dois equipamentos: um *Network Analyzer* modelo E5061 A 300 kHz - 1.5 GHz da Agilent, e um *Vector Impedance Meter* modelo 4193A da HP.

O *Network Analyzer* foi utilizado principalmente para a caracterização em bancada das bobinas, da blindagem e do filtro desenvolvidos, além de ser usado para a sintonia e casamento de impedância de bobinas com o auxílio da visualização por Carta de Smith. O *Vector Impedance Meter* foi utilizado principalmente na caracterização de componentes de

RF utilizados nas bobinas, como os *RF Chokes*, que são indutores de alta impedância usados para levar alimentação DC para diodos PIN. O equipamento é capaz de medir com boa precisão o comportamento de impedâncias com a variação na frequência entre 0,4 MHz a 115 MHz. Os dois equipamentos podem ser visualizados na Figura 3-2.



Figura 3-2 Network Analyzer E5061 A da Agilent (esquerda), e Vector Impedance Meter 4193A da HP.

Outra ferramenta fundamental que foi usada nesse trabalho é uma pequena bobina constituída por um único enrolamento de cabo condutor conhecida como *pick-up coil*. O objetivo dessa pequena bobina é sofrer um pequeno acoplamento indutivo com as bobinas e serem capazes de transmitir e receber sinais quando conectadas nas portas de um *Network Analyzer*.

Na Figura 3-4 é apresentado um modelo pequeno de uma *pick-up coil* dupla. Temos duas *pick-up coils* estrategicamente posicionadas para obtenção de um desacoplamento geométrico entre elas.

Cada uma delas é ligada em uma das portas do *Network Analyzer* e a frequência de ressonância de uma bobina pode ser medida pelo parâmetro de transmissão S21. Sem a presença da bobina perto da *pick-up coil*, elas permanecem desacopladas e não temos transferência de potência de uma porta a outra, mas quando elas se acoplam com uma bobina ressonante, vemos um pico de transferência de potência naquela frequência pelo *Network Analyzer*. Uma ilustração desse procedimento pode ser vista na Figura 3-3.

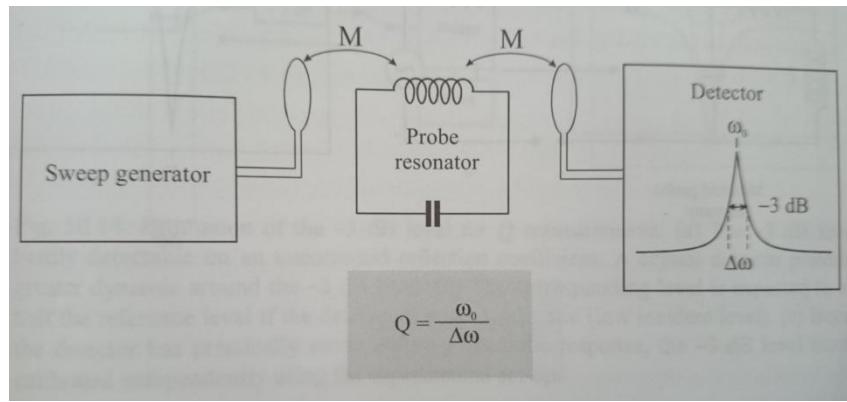


Figura 3-3 Ilustração da transferência de potência entre *pick-up coils* e uma bobina para a determinação da frequência de ressonância e do Q da bobina.

Na Figura 3-4 podemos ver a *pick-up coil* dupla com desacoplamento geométrico. Essa é uma *pick-up coil* pequena em comparação com o tamanho das bobinas a serem desenvolvidas. Isso é algo bom, pois elas terão um pequeno acoplamento indutivo com as bobinas e não irão interferir nas medidas com o *Network Analyzer*.

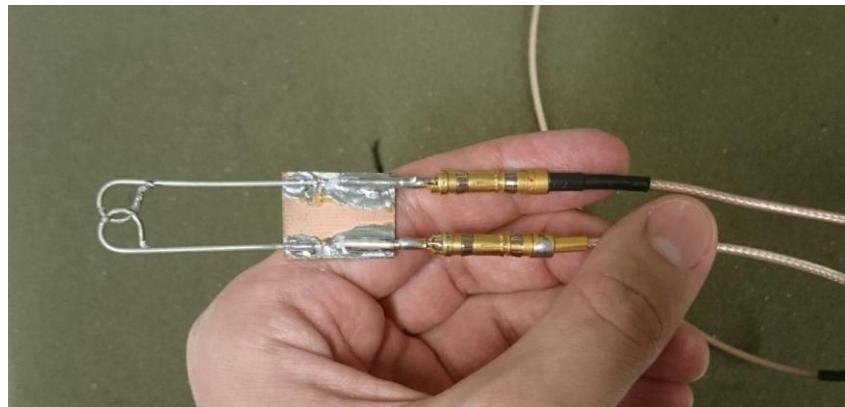


Figura 3-4 *Pick-up coil* utilizada na caracterização das bobinas.

Para medida do desempenho das bobinas a serem desenvolvidas, como homogeneidade de campo magnético e relação sinal-ruído, foram utilizadas soluções líquidas de água destilada com cloreto de sódio ou sulfato de cobre como amostras para as bobinas. Essas amostras contidas dentro de um reservatório com geometria esférica ou cilíndrica são conhecidas como *Phantoms*.

Neste trabalho será utilizado dois tipos de *phantoms* diferentes. Um *phantom* esférico com diâmetro de 7 cm contendo uma solução de água destilada com cloreto de sódio na concentração de 3g de NaCl por litro de água destilada. Essa concentração produz uma solução salina cuja condutividade elétrica é semelhante à de um tecido biológico

genérico, produzindo um alto acoplamento indutivo e queda do fator de qualidade da bobina.

O segundo é um *phantom* cilíndrico com 8 cm de diâmetro e 15 cm de comprimento contendo uma solução de água destilada com sulfato de cobre. Esse *phantom* é grande e ocupa quase todo o volume interno das bobinas a serem desenvolvidas, portanto ele produz fortes acoplamentos capacitivos que deslocam a frequência de ressonância da bobina. O uso de sulfato de cobre é para diminuir os tempos de relaxação T1 e T2 para que as imagens possam ser realizadas mais rapidamente. Os dois *phantoms* são mostrados na Figura 3-5.



Figura 3-5 *Phantoms* usados como amostras para as bobinas. Esférico (esquerda) com cloreto de sódio, e cilíndrico com sulfato de cobre (direita).

4. Blindagem segmentada de dupla face

Neste capítulo será descrito o desenvolvimento de uma blindagem de RF inovadora que foi desenvolvida nesse projeto.

4.1. Blindagens de RF para bobinas de IRM

Bobinas de RF para IRM de alto desempenho precisam estar envoltas por uma blindagem de RF. Tal blindagem tem como objetivo a criação de uma superfície equipotencial (preferencialmente o mesmo potencial do terra da bobina) em torno da bobina, o que proporciona a ela uma maior estabilidade de sintonia e casamento de impedância durante sua utilização. Outra função da blindagem é bloquear ruídos externos na frequência de operação da bobina, que poderiam causar artefatos nas imagens.

A blindagem contínua de cobre é perfeita tendo em vista os dois pontos ditos no parágrafo anterior. Entretanto, a blindagem contínua de cobre possui um grande problema. Como essas blindagens ficam imersas em um campo magnético variável das bobinas de gradiente, blindagens contínuas de cobre sofrem forte indução de corrente na blindagem, as chamadas "*eddy currents*". Essas correntes induzidas causam dois tipos principais de problemas: a produção de artefatos nas imagens relacionados à perturbação de fase dos *voxels*, e o aquecimento da blindagem. Esses artefatos podem comprometer seriamente a qualidade das imagens, e o aquecimento da blindagem pode ser perigoso ou desconfortável se a amostra for um animal ou pessoa, além da possibilidade de danos causados à própria bobina de RF.

A solução desejada é minimizar essas correntes induzidas e ao mesmo tempo produzir uma superfície equipotencial em torno da bobina. A principal maneira de se conseguir isso é segmentando-se a bobina com cortes ao longo de sua extensão para reduzir o tamanho da área do condutor e consequentemente aumentando-se a resistência às correntes induzidas. Diversos tipos de blindagens parcialmente segmentadas foram desenvolvidas no CIERMag anteriormente, mas nenhuma dessas obteve um desempenho satisfatório.

A solução desse problema envolve encontrar um compromisso entre a blindagem ser resistente contra correntes induzidas e seu desempenho em fornecer uma superfície equipotencial em torno da bobina.

Blindagens segmentadas comerciais produzidas atualmente por grandes empresas possuem um bom desempenho, entretanto elas são muito caras pois na maior parte das

vezes possuem centenas de capacitores para fazer a conexão entre os diferentes segmentos condutores.

Neste trabalho foi desenvolvido um novo conceito de blindagem, com alto desempenho e muito mais barata do que as blindagens comerciais existentes atualmente. Nós a chamamos de Blindagem Segmentada de Dupla Face (BSDF).

4.2. Desenvolvimento da blindagem segmentada de dupla face (BSDF)

A ideia inovadora por trás da BSDF é construir uma estrutura de três camadas (cobre - dielétrico - cobre), utilizando-se uma placa de circuito impresso de dupla face e bem fina, cujo dielétrico é fibra de vidro. A ideia é que serão formadas capacitâncias distribuídas entre as fitas de cobre dos lados opostos da placa, de tal maneira que essas capacitâncias permitam que sinais de RF na frequência de operação da bobina (85,24 MHz) "vejam" a blindagem como uma superfície contínua. Para essa frequência alta a impedância desses capacitores distribuídos será muito pequena, e então o sinal de RF poderá se propagar pela estrutura da blindagem através dessas capacitâncias, garantindo a existência de uma superfície equipotencial.

Os campos magnéticos variáveis das bobinas de gradiente geram correntes induzidas de baixas frequências, em frequências acústicas não superiores a 20 KHz. Portanto, estas capacitâncias distribuídas entre as fitas de cobre precisam ser uma alta impedância para sinais de frequências acústicas para não permitir que as correntes induzidas se propaguem pela blindagem. Dessa maneira, a blindagem sofrerá pouca corrente induzida, pois estas terão uma área bem pequena para se propagar.

A blindagem será montada em cima de um cilindro de PVC de 30 cm de comprimento e 15 cm de diâmetro, dimensões que se encaixam perfeitamente no magneto da Oxford. Para construir essa blindagem, foram utilizadas fitas adesivas colocadas milimetricamente sobre ambos os lados da placa, e depois ambos os lados foram corroídos em um banho de percloro de ferro. A blindagem final terá o aspecto da Figura 4-1.

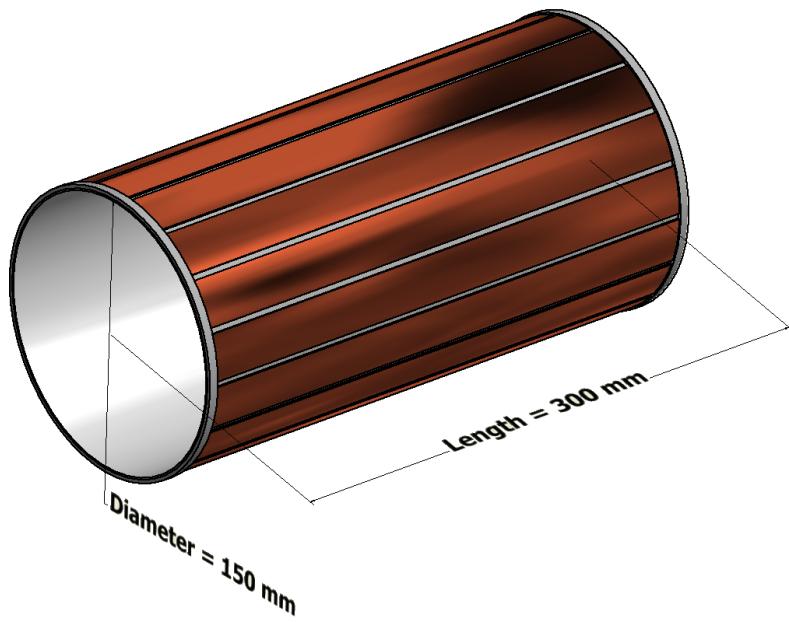


Figura 4-1 Blindagem segmentada de dupla face. As dimensões desta figura levam em consideração as duas flanges, sem as flanges o comprimento é de 290 mm e o diâmetro é de 146 mm.

Desconsiderando-se as flanges do cilindro da Figura 4-1, cada fita de cobre terá um comprimento de 290 mm.

Para cálculo da largura das fitas e dos espaçamentos entre elas, será preciso calcular a capacidade formada entre as fitas paralelas, para que esses capacitores distribuídos sejam uma alta impedância para as correntes induzidas e uma impedância desprezível para a frequência de operação da bobina (85,24 MHz). Foi considerado que a maior componente de frequência com intensidade significativa das correntes induzidas pelos campos gradientes é de 20 KHz.

Com o auxílio de um micrômetro, foi possível medir as espessuras do dielétrico e do cobre após a corrosão de alguns pedaços da placa. As espessuras em micrômetros podem ser vistas na Figura 4-2 e valem 18,6 micrômetros para uma das camadas de cobre, 130,1 micrômetros para o dielétrico e 30,8 micrômetros para a outra camada de cobre.

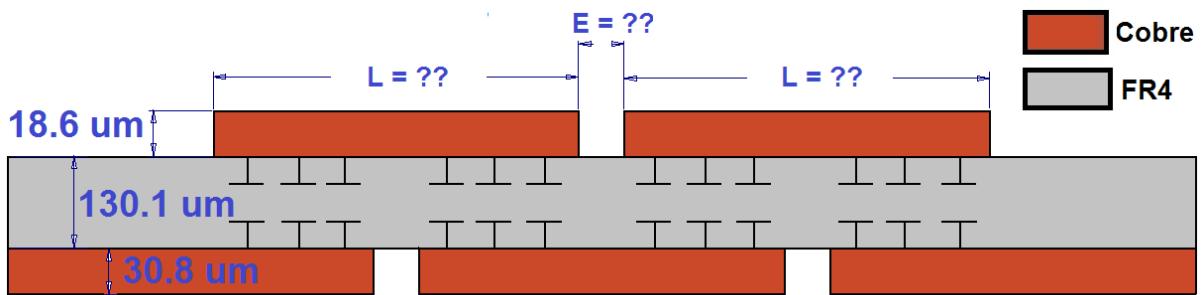


Figura 4-2 Corte lateral da estrutura da blindagem com as espessuras do dielétrico e das fitas de cobre medidas. Os capacitores são apenas ilustrativos, através dessas capacitâncias os sinais de alta frequência poderão se propagar de uma fita para outra. A imagem está fora de escala.

A diferença na espessura das camadas de cobre em cada lado não será importante, pois para a frequência de 85,24 MHz, o efeito pelicular no cobre será de apenas:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot 85,24 \cdot 10^6 \cdot 0,999 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,96 \cdot 10^7}} = 7,07 \text{ um} \quad (6)$$

Onde: δ = É a espessura pelicular na qual a corrente se concentra

μ = Permeabilidade magnética do cobre

σ = Condutividade elétrica do cobre

Como ambas as camadas são bem mais espessas que a largura do efeito pelicular, os sinais em 85,24 MHz não terão problemas para se propagar por essas fitas. Essa característica é importante para que a blindagem consiga ser uma boa superfície equipotencial para a bobina.

O próximo passo é determinar a largura das fitas de cobre e dos espaçamentos entre as fitas. De início foi analisado o caso onde as fitas teriam 24 mm de largura, pois essa é a largura de uma fita comum do tipo "Durex". E por facilidade de construção da blindagem seria bom se essa largura fosse ideal.

O comprimento da circunferência do cilindro de suporte da blindagem foi medido e vale 460 mm. Essa parte é um pouco mais baixa que a extremidade onde se encontra a flange.

Portanto, temos a seguinte relação:

$$N = \frac{C}{L+E} \quad (7)$$

Onde: N = número de fitas de cobre em cada uma das duas faces da blindagem.

C = Comprimento da circunferência do cilindro onde a blindagem será fixada.

L = Largura de cada fita de cobre.

E = Espaçamento entre duas fitas de cobre adjacentes da mesma face.

Temos liberdade para escolher valores para N ou para E, pois já sabemos os valores de C e de L. Não há nenhuma restrição para o valor de N, mas o valor de E precisa ser pequeno, entre 2 mm e 4 mm de preferência. Não pode ser menor que 2 mm porque seria difícil de ser construído, e não pode ser maior que 4 mm porque diminuiria muito a área formada entre as placas onde existem capacitâncias distribuídas.

Fazendo N = 17, temos que:

$$E = \frac{460}{17} - 24 = 3,05 \text{ mm} \quad (8)$$

Portanto, foi analisado o caso onde temos 17 fitas de cobre de 24 mm de largura de cada lado do dielétrico, com espaçamento de 3,05 mm. Tal configuração é apresentada na Figura 4-3.

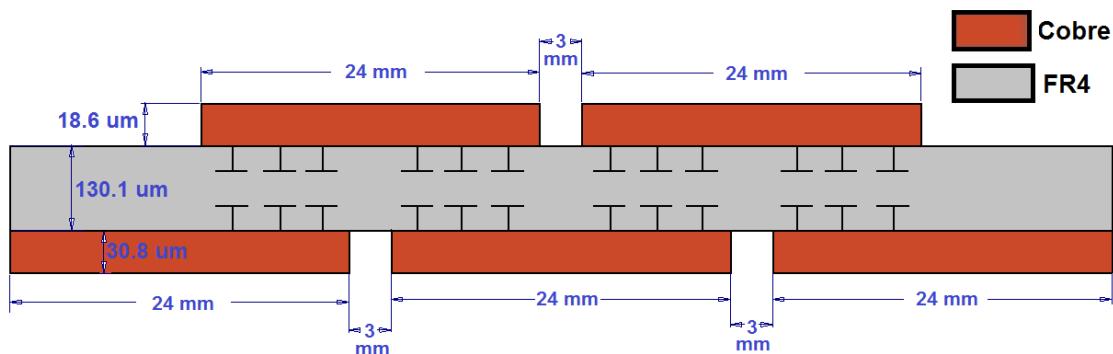


Figura 4-3 Corte lateral da estrutura da BDSF. Com todas as dimensões determinadas. A imagem está fora de escala.

O próximo passo é determinar a capacitância entre as fitas de cada lado do dielétrico. Temos 34 fitas de cobre no total, sendo 17 de cada lado do dielétrico. Cada fita em um lado está associada a duas capacitâncias diferentes, portanto temos ao todo 34

capacitâncias em série, entre as fitas, formando a blindagem. A área de cada capacitância é evidenciada na Figura 4-4.

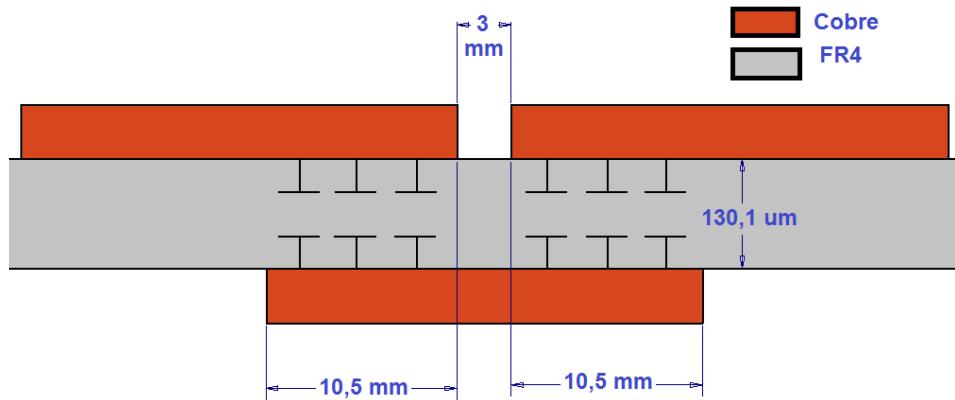


Figura 4-4 Cada fita de cobre está envolvida na formação de 2 capacitâncias com as fitas do lado oposto. As dimensões dessa figura servem para o cálculo da área de cada capacitância.

Uma consideração importante aqui é que essas capacitâncias podem ser calculadas pela equação de um capacitor de placas planas e paralelas onde as dimensões das placas são muito maiores que a espessura do dielétrico entre elas. A equação é:

$$C = \frac{\epsilon \cdot S}{d} \quad (9)$$

Onde: C = Valor da capacitância.

ϵ = Permissividade elétrica do dielétrico

S = Área do capacitor

d = Espessura do dielétrico

Utilizando-se um pedaço quadrado bem pequeno dessa placa dupla face, foi medida a sua capacitância com auxílio do *Vector Impedance Meter 4193* da HP. Sabendo-se sua área e a espessura do dielétrico, foi possível calcular o valor da permissividade elétrica relativa do dielétrico, o valor obtido foi de 5,74.

Na Figura 4-5 temos as dimensões necessárias para o cálculo das capacitâncias da blindagem.

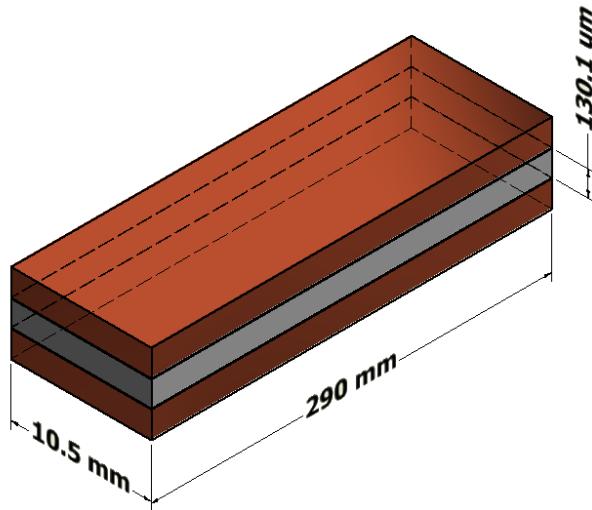


Figura 4-5 Estrutura e dimensões de cada um dos 34 capacitores formados entre as fitas da blindagem.

O valor da cada uma das 34 capacitâncias é:

$$C = \frac{5,74 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 0,29 \cdot 0,0105}{130,1 \cdot 10^{-6}} = 1,19 \text{ nF} \quad (10)$$

O valor da impedância para cada sinal é calculado com a expressão:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \quad (11)$$

Tabela 4-1 Impedância do capacitor da blindagem para a frequência das eddy currents e para 85,24 MHz.

| Frequência | Impedância de cada capacitor da blindagem |
|------------|---|
| 20 KHz | 6,68 KΩ |
| 85,24 MHz | 1,56 Ω |

Esses resultados são satisfatórios, as capacitâncias da blindagem representam uma impedância muito alta (6,68 KΩ) para as eddy currents, e uma impedância muito baixa (1,56 Ω) para a frequência de operação da bobina. A blindagem foi construída com esses valores e a BSDF pode ser vista no centro da Figura 4-6.



Figura 4-6 Blindagem parcialmente segmentada(esquerda), blindagem segmentada de dupla face (centro) e blindagem contínua(direita).

4.3. Resultados

Para verificar se a BSDF produz um acoplamento indutivo com a bobina similar ao da blindagem contínua, e se é capaz de produzir uma superfície equipotencial quase tão boa quanto a blindagem contínua, podemos analisar o quanto essas blindagens são capazes de deslocar a frequência de ressonância de uma bobina em seu interior. As três blindagens da Figura 4-6 serão comparadas dessa maneira.

Para realização dessa medida, foi utilizado como bobina o segundo protótipo (bobina SDC), que será descrito no capítulo 7. As medidas foram feitas com a *pick-up coil* da Figura 3-4. O *setup* experimental pode ser visto na Figura 4-7. Há um pequeno acoplamento indutivo entre a bobina e a *pick-up coil*, de modo que é possível determinar a frequência ressonante da bobina através da medida do parâmetro S21.

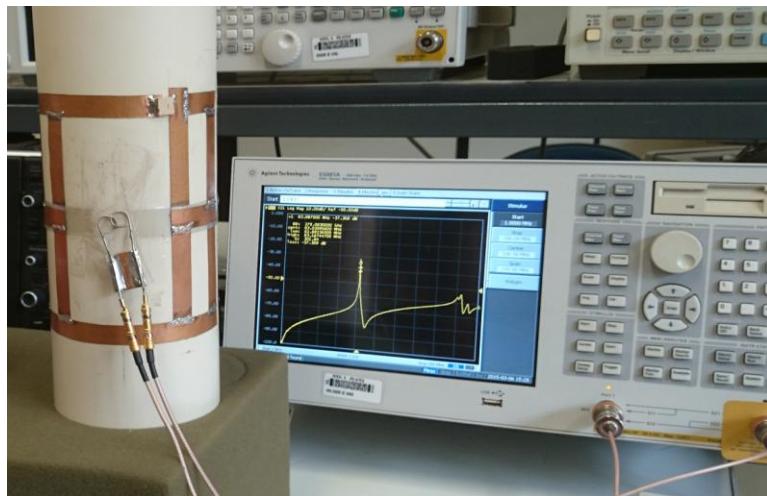


Figura 4-7 Setup utilizado para medida do deslocamento da frequência de ressonância da bobina SDC. As três blindagens diferentes foram colocadas ao redor dessa configuração para se analisar o deslocamento de frequência de ressonância de cada.

As três blindagens diferentes foram colocadas ao redor do *setup* mostrado na Figura 4-7, e suas capacidades de deslocar a frequência ressonante da bobina foram comparadas na Figura 4-8.

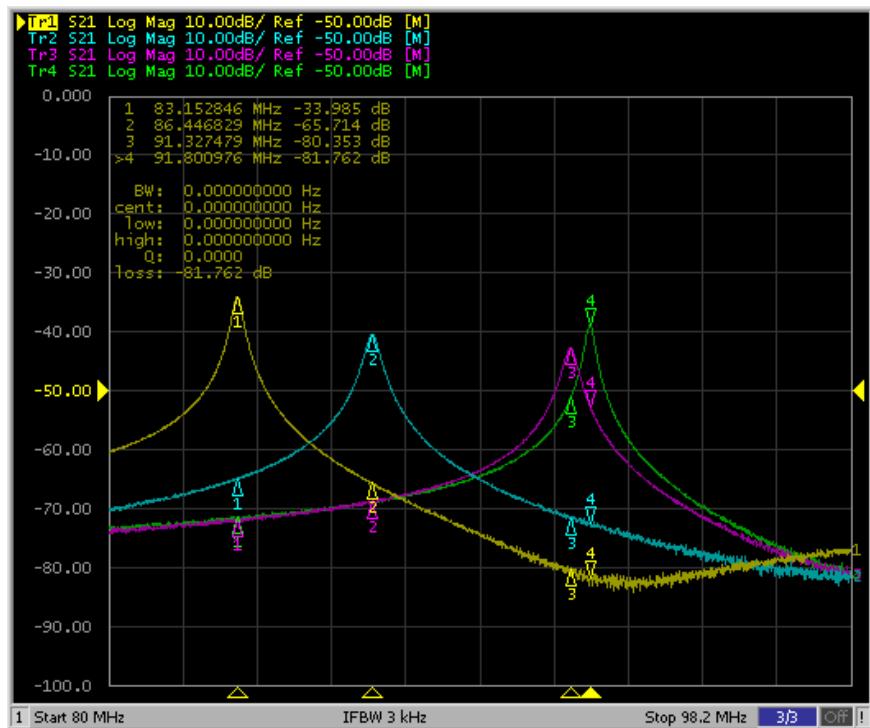


Figura 4-8 Comparação entre as blindagens. Cursor 1 (Amarelo) = sem blindagem. Cursor 2 (Azul) = Blindagem parcialmente segmentada. Cursor 3 (Rosa) = BSDF. Cursor 4 (Verde) = Blindagem contínua.

Vemos na Figura 4-8 que sem blindagem nenhuma, a bobina SDC está ressoando na frequência de 83,15 MHz. Podemos ver também que em termos de criação de uma superfície equipotencial, a BSDF(cursor 3) é quase tão boa quanto a blindagem contínua (cursor 4) pois estas diferem em menos de 0,5 MHz o seu ponto de ressonância, o que representa uma diferença inferior a 1%. Também é fácil de ver que a BSDF é muito superior à blindagem parcialmente segmentada(cursor 2).

O grande diferencial da BSDF é que ela não sofre com *eddy currents* como a blindagem contínua. Essa característica ficará evidente durante os capítulos 6 e 7 quando serão apresentadas algumas imagens feitas com essa blindagem, e será possível notar que mesmo para sequências rápidas não se vê nenhum artefato causado por *eddy currents*.

5. Filtro passa-baixas para acoplamento dos sinais de RF e DC

A bobina desenvolvida precisa ser alimentada com dois sinais: um de RF de alta potência para excitar a bobina, e outro sinal DC de 5 volts para polarizar os diodos PIN do circuito de sintonia e casamento de impedância.

É desejável que esses dois sinais sejam transportados até a bobina por apenas um cabo coaxial, pois a utilização de vários cabos do espectrômetro até a bobina pode gerar problemas como correntes de modo comum nos condutores externos dos cabos coaxiais.

Por isso foi desenvolvido um filtro passa-baixas para acoplar esses dois sinais. É necessário que esse filtro tenha uma boa isolação para que o sinal de RF de alta potência não danifique o gerador do sinal DC, e vice-versa.

5.1. Desenvolvimento do filtro

O filtro a ser desenvolvido é bem simples, deseja-se que ele tenha uma alta atenuação (acima de 30 dB) para a frequência de 85,24 MHz. De modo que o sinal RF de alta potência não consiga danificar a porta TWINAX que fornece os 5 volts DC. também é necessário que ele tenha um formato específico para que seja compatível com as entradas do espectrômetro AVANCE III da Bruker, mais especificamente a conexão tipo N para o sinal de RF de alta potência, e a conexão TWINAX para o sinal DC de 5V dos diodos PIN. O esquema geral desse filtro pode ser visto na Figura 5-1.

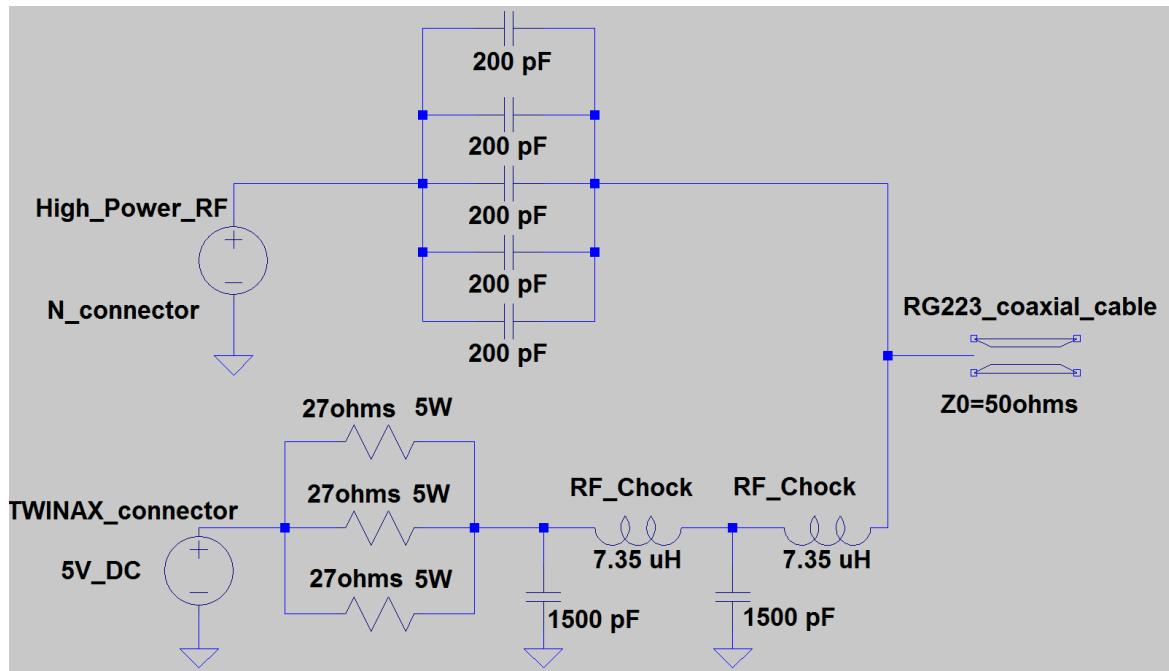


Figura 5-1 Esquemático do filtro. Sua principal função é acoplar o sinal de RF com o sinal DC para que um único cabo coaxial leve os dois sinais à bobina.

Os cinco capacitores em paralelo foram utilizados para impedir que o sinal DC do TWINAX passe até a porta N do sinal de RF, enquanto o filtro passa-baixas impede que o sinal de RF passe até a porta TWINAX, protegendo assim as portas do espectrômetro. Foram utilizados 5 capacitores SMD para se preencher a largura da trilha utilizada. Os resistores em paralelo servem para controlar a corrente que passará nos diodos PIN da bobina, o cálculo da corrente de polarização dos diodos será explicado nos capítulos 6 e 7.

Com o software LTspice a resposta em frequência desse filtro foi simulada. O resultado pode ser visto na Figura 5-2.

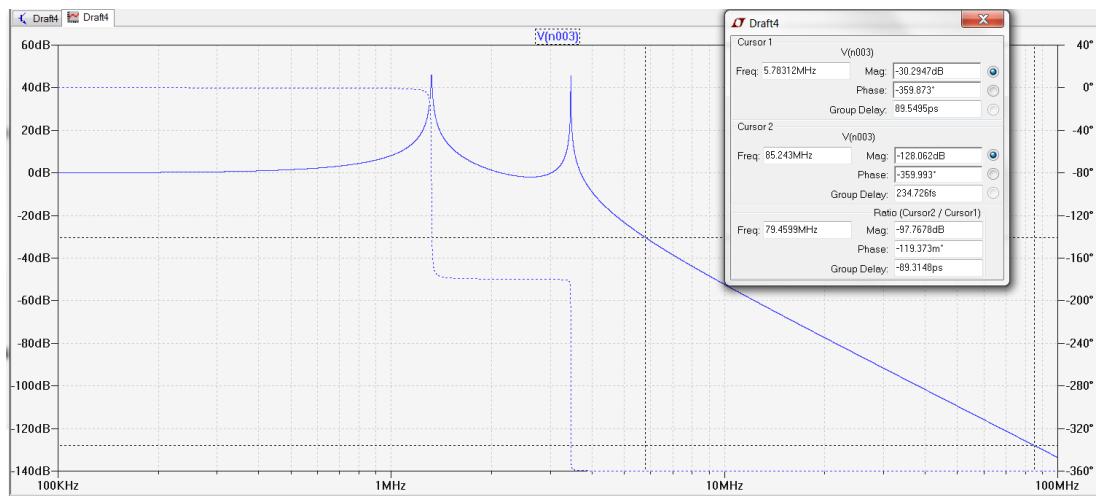


Figura 5-2 Resposta em frequência do filtro simulada no software LTspice

Na Figura 5-2 é possível ver que para a frequência de 5,78 MHz (Cursor 1) a atenuação do filtro já é de 30 dB. Ou seja, pela simulação o filtro é capaz de isolar satisfatoriamente qualquer frequência acima de 5,78 MHz. Na frequência de operação da bobina de 85,24 MHz (Cursor 2), a atenuação é de -128 dB. Esses resultados são satisfatórios e o filtro será construído com essa configuração.

O Layout do filtro passa-baixas pode ser visto na Figura 5-3.

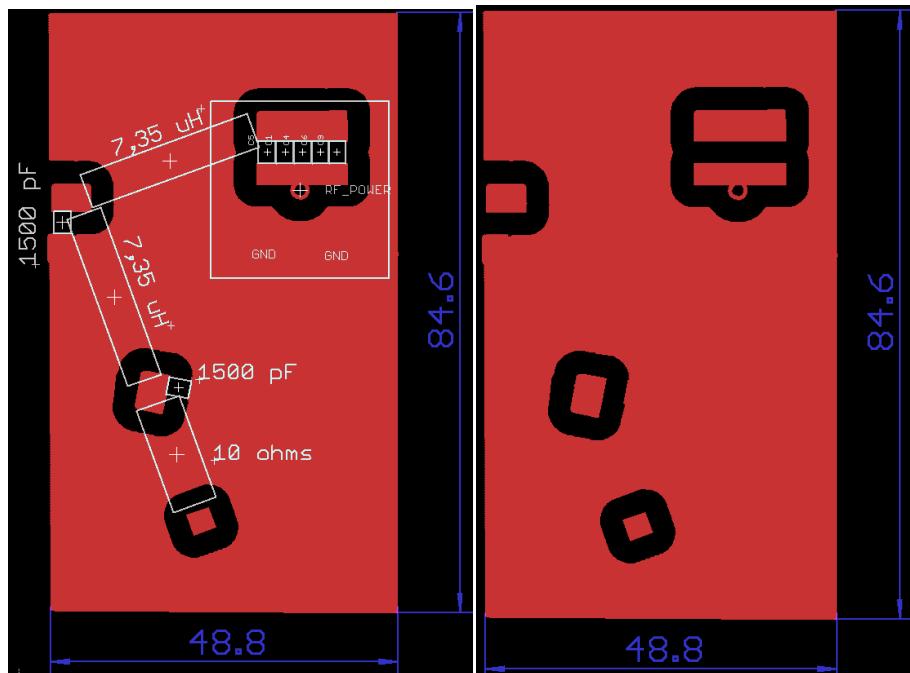


Figura 5-3 Layout do filtro passa-baixas. Com descrição dos componentes a esquerda, e versão limpa para impressão à direita. As dimensões da placa estão em milímetros.

Esse Layout levou em consideração várias restrições de projeto, o que o deixou com uma aparência "estranha" e aparentemente com uma área maior do que a necessária. Entretanto, ele foi otimizado para respeitar as seguintes condições de projeto:

- Indutores posicionados com uma diferença de 90° entre eles, para eliminar a possibilidade de acoplamento entre eles.
- Espaço extra na parte superior e na parte inferior da placa onde serão soldadas as malhas do cabo coaxial e do cabo TWINAX.
- A largura deve ser de no máximo 50 mm, se não seria difícil encaixar o filtro no espectrômetro, pois as conexões TWINAX e porta tipo N estão cerca de 70 mm de distância uma da outra.

O filtro construído pode ser visto na Figura 5-4 e na Figura 5-5.

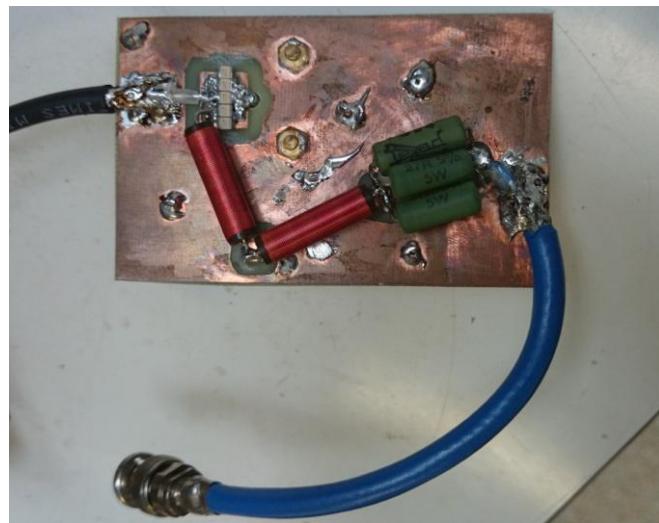


Figura 5-4 Vista superior do filtro. Cabo TWINAX em azul. Não é possível ver os capacitores SMD do filtro nessa foto, pois eles estão em baixo dos indutores.

Na Figura 5-4 temos uma vista superior do filtro. O cabo azul é um TWINAX, e leva o sinal DC de 5V do espectrômetro para o filtro. Um conector tipo N no lado de trás do filtro é a entrada de RF de alta potência. O cabo coaxial em preto carrega os sinais até a bobina. Constitui-se de um filtro simples, com dois indutores de alta impedância em série, e dois capacitores de baixa impedância em paralelo para o terra. O cabo TWINAX tem aproximadamente 120 mm de comprimento, esse tamanho é necessário para que o filtro se encaixe bem no espectrômetro.

Na Figura 5-5 temos uma vista da parte traseira do filtro, onde é possível observar o conector tipo N. Também podemos observar que o filtro foi colocado dentro de uma caixinha, feita com pedaços de placas de PCB, e soldados no plano terra do filtro, gerando assim uma blindagem para o filtro.



Figura 5-5 Vista da parte de trás do filtro, já com uma caixa blindada para proteção. Conector tipo N a esquerda e conector tipo TWINAX a direita.

5.2. Resultados

Na Figura 5-6 pode ser visto o *setup* usado para a medida de atenuação do filtro. O conector tipo N é conectado à porta 1 do *Network Analyzer* enquanto o TWINAX é conectado à porta 2.

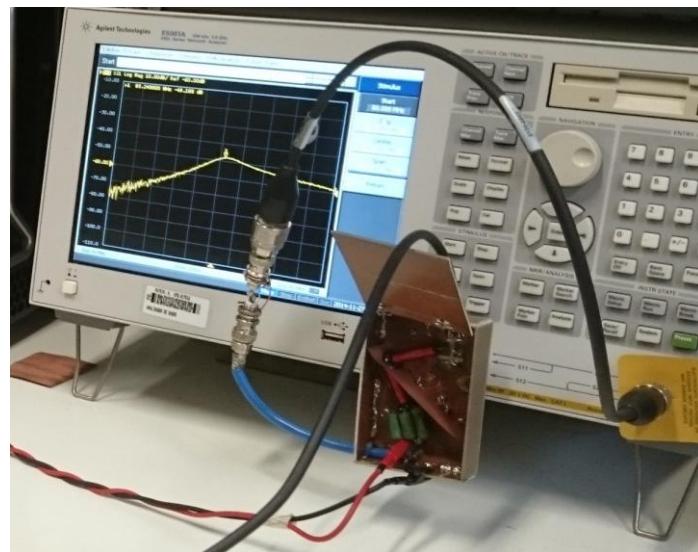


Figura 5-6 Setup experimental para medição da atenuação do filtro, através do parâmetro S21.

Medindo-se o parâmetro de transmissão S21, pode-se analisar a atenuação do filtro para a frequência de operação da bobina, em 85,24 MHz. O resultado pode ser visto na Figura 5-7.

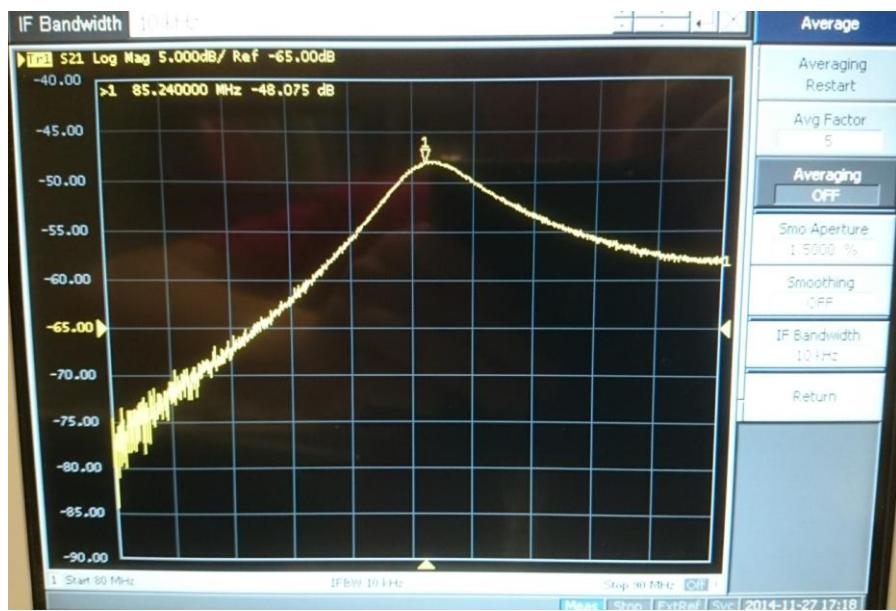


Figura 5-7 Medida da atenuação do filtro passa-baixas. O filtro estava conectado à bobina, por isso sua atenuação mínima é em 85,24 MHz.

A curva do filtro apresenta valor mínimo de atenuação na frequência de operação da bobina porque durante a medida o filtro estava conectado à bobina e ela estava sintonizada. Nota-se que a atenuação desse filtro é de 48,075 dB em 85,24 MHz, menor que da simulação mas bem maior do que o necessário de 30 dB. Logo esse filtro é adequado para garantir a segurança do espectrômetro contra danos em suas portas, e também garantir que os sinais poderão ser levados à bobina por um único cabo coaxial.

6. Primeiro protótipo - Bobina tipo Sela

Esse primeiro protótipo serviu apenas para comprovar o desempenho dos dispositivos desenvolvidos nesse projeto, incluindo: a blindagem, o circuito balanceado de sintonia e casamento de impedância, o filtro e o sistema de desacoplamento ativo com diodos PIN. A geometria dessa bobina tipo Sela é muito simples e não consegue fornecer um campo magnético tão homogêneo quanto bobinas mais avançadas como uma *Birdcage* ou a *SDC* por exemplo. Mas mesmo assim, essa bobina consegue fornecer um desempenho aceitável para a realização de imagens por IRM. O segundo protótipo, que será tratado no próximo capítulo, utilizará uma geometria que esperamos que possua um desempenho excelente.

6.1. Características da bobina tipo Sela

A bobina tipo Sela é uma geometria simples, que representa uma aproximação grosseira da distribuição de corrente cossenoidal sobre a superfície de um cilindro. Essa bobina produz um campo magnético com boa homogeneidade em seu volume interior. Na Figura 6-1 pode-se ver a geometria desta bobina.

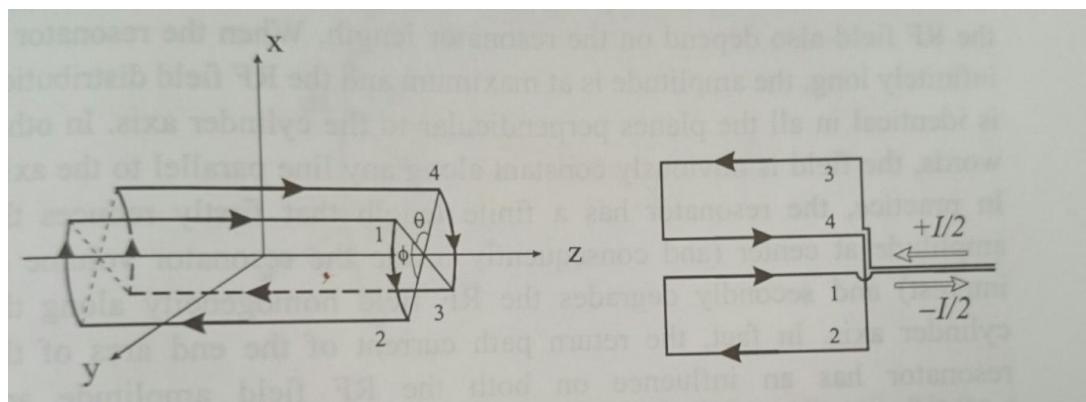


Figura 6-1 Geometria da bobina tipo Sela (esquerda) e caminhos de propagação da corrente(direita). Configuração série, a mesma corrente passa por toda a bobina.

O campo magnético criado pelos condutores longitudinais desta bobina pode ser derivado usando-se a lei de Bio-Savart [2] e vale:

$$B_y = \frac{2\mu_0 I}{\pi d} \cdot \frac{l}{\sqrt{l^2+d^2}} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (12)$$

Onde: I = Corrente na bobina;

d = diâmetro da bobina;

l = Comprimento da bobina;

θ = Ângulo formado entre dois segmentos que carregam a corrente I na mesma direção, ver Figura 6-1.

Expandindo as equações do campo magnético em séries harmônicas das coordenadas espaciais, é possível demonstrar [9] que a máxima homogeneidade de campo magnético dentro da bobina ocorre quando θ vale 60° . Logo, o campo magnético criado pela bobina otimizada, em seu centro, vale:

$$\mathbf{B}_y = \frac{\sqrt{3}\mu_0 I}{\pi d} \cdot \frac{l}{\sqrt{l^2+d^2}} \quad (13)$$

Para que a bobina seja compatível com o Magneto Oxford de 2T e com a blindagem desenvolvida, seu diâmetro será de 10 cm, pensando em deixar uma folga de 2,5 cm entre a bobina e a blindagem para acomodar o circuito de sintonia e casamento de impedância.

Os valores de diâmetro e comprimento da bobina (e a relação entre eles) são extremamente importantes para o desempenho da mesma, afetando principalmente a homogeneidade de campo, a intensidade de campo e a eficiência da bobina. Uma bobina muito comprida possui uma ótima homogeneidade com relação ao eixo Z (Figura 6-1), entretanto, possui uma impedância muito alta, tornando-se uma bobina ineficiente do ponto de vista energético, além de incapaz de ser utilizada em sequências rápidas. Outro ponto negativo em se construir uma bobina muito comprida é que o comprimento dos condutores pode ficar significativo em relação ao comprimento de onda da frequência utilizada, e a bobina pode começar a irradiar.

Fixando-se o diâmetro da bobina, e variando-se seu comprimento, é possível traçar um gráfico e determinar um ponto ótimo para a relação comprimento/diâmetro, tal que o campo magnético produzido pela bobina atinge uma intensidade máxima [2]. Tal relação pode ser vista na Figura 6-2.

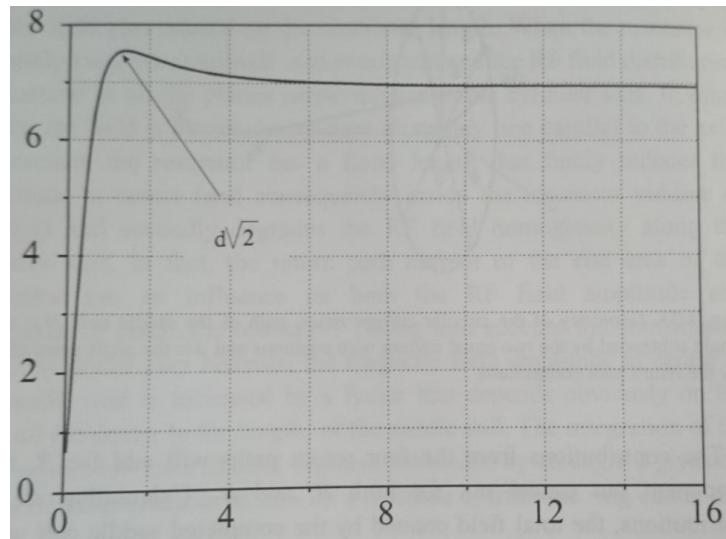


Figura 6-2 Amplitude do campo magnético (Eixo vertical) em função da relação comprimento/diâmetro (Eixo horizontal) para uma bobina do tipo Sela de 1 mm de diâmetro e alimentada com um sinal cuja corrente tem 0,5 A de amplitude.

Percebe-se na Figura 6-2 que o ponto ótimo é quando o comprimento da bobina vale $1,41 \cdot d$. Sendo assim, o comprimento da bobina tipo Sela será de 14 cm.

6.2. Desenvolvimento da bobina tipo Sela

A bobina será construída com uma fita de cobre adesiva, fabricada pela empresa 3M, modelo "copper electrical tape". Essa fita será utilizada tanto por questões de facilidade de se colar a fita sobre a superfície de PVC do cilindro de suporte, quanto por questões de qualidade, pois ela é feita de cobre eletrolítico de alta qualidade. A largura da fita é de 1 polegada, mas a fita foi cortada ao meio e foram usadas fitas de 12,7 mm de largura. Esse valor de largura se baseia em outras bobinas que já foram desenvolvidas no CIERMag e que obtiveram bons resultados, se a fita tivesse uma largura bem menor que essa, o fator de qualidade da bobina poderia ser comprometido, pois a resistência dos condutores iria aumentar.

Para se produzir a bobina com alta precisão, foi feito um desenho plano da bobina em um papel tamanho A3 com as dimensões corretas. Esse desenho foi enrolado no cilindro de PVC e foram feitar marcas no PVC com o uso de um estilete. Com essas marcas as fitas de cobre puderam ser posicionadas com ótima precisão.

Medindo-se a circunferência do cilindro, obteve-se o valor de 318 mm. Portanto, as medidas para se produzir uma bobina tipo Sela de 10 cm de diâmetro com desempenho ótimo, estão descritas na Figura 6-3.

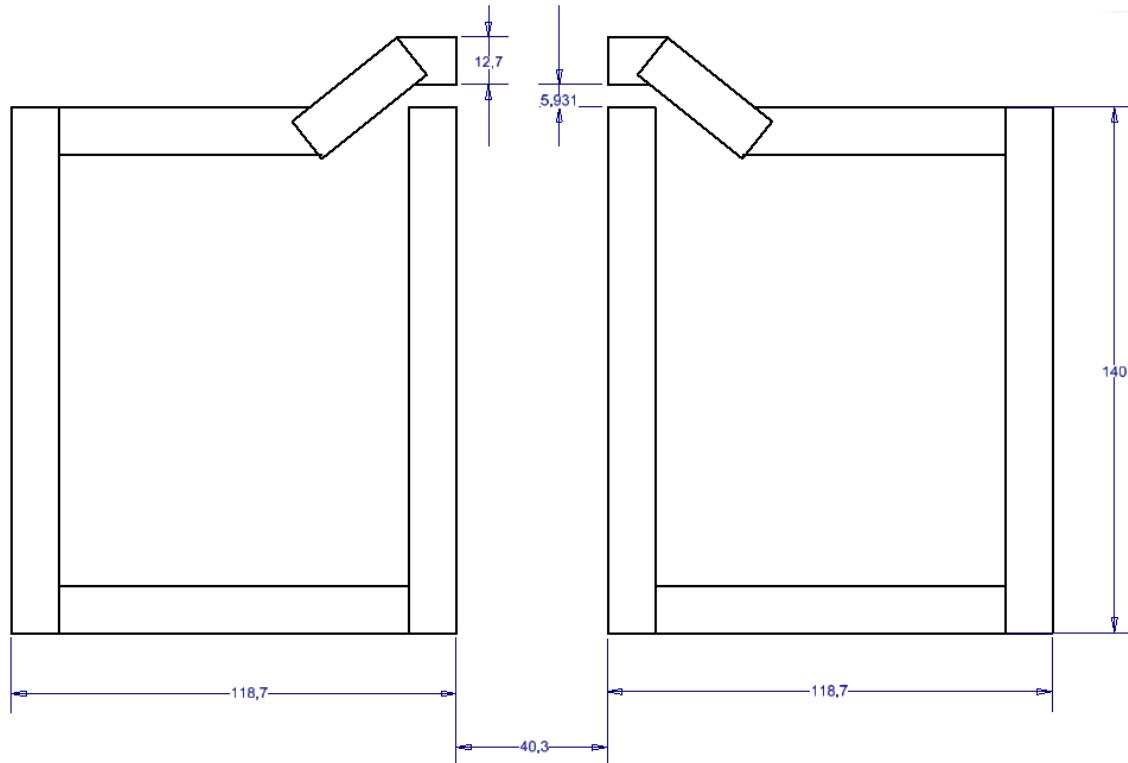


Figura 6-3 Desenho bidimensional da bobina tipo Sela.

Na figura Figura 6-4 é mostrada as vistas frontal e lateral da bobina tipo Sela. A região onde se encontra os 4 pontos de contato da bobina está um pouco diferente do desenho da Figura 6-3 pois neste momento ela estava preparada para ser caracterizada com a inserção de capacitores entre esses pontos. Na montagem final com o circuito, a bobina possui o formato da Figura 6-3.

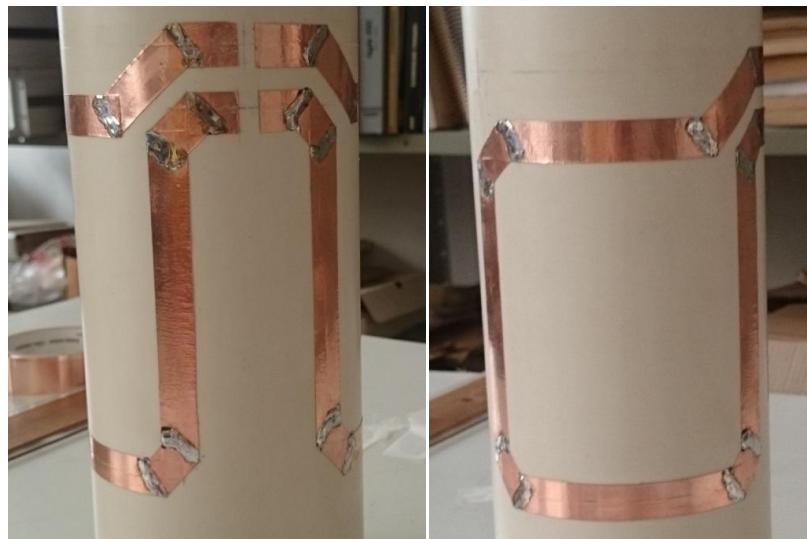


Figura 6-4 Vistas frontal (esquerda) e lateral (direita) da bobina tipo Sela.

6.3. Caracterização da bobina tipo Sela

Terminada a construção da bobina, o próximo passo é sua caracterização em bancada, onde se determinará suas características como indutância e fator de qualidade, com o auxílio de um *Network Analyzer* e um par de *pick-up coils*.

Para a caracterização em bancada, conectou-se 2 capacitores de 12 pF entre as extremidades da bobina. A *pick-up coil* foi fixada na lateral da bobina e através da medida do parâmetro de transmissão S21 a frequência de ressonância e o fator de qualidade foram medidos para 6 casos diferentes, variando-se o tipo de amostra dentro da bobina e o uso ou não da blindagem. O *setup* experimental pode ser visto na Figura 6-5.

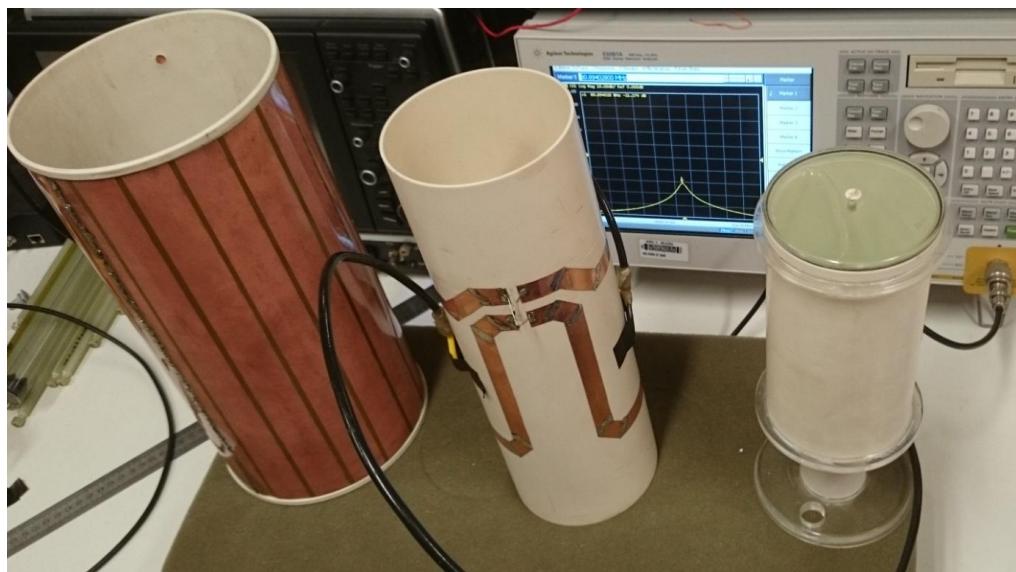


Figura 6-5 Setup para caracterização da bobina. *Pick-up coils* fixadas nas laterais da bobina. Dois capacitores soldados em X conectam as 4 extremidades da bobina. *Phantom* esférico a direita da imagem e blindagem à esquerda.

Com a obtenção desses parâmetros, é possível calcular a indutância e a resistência do conjunto, tornando possível o projeto dos valores dos componentes que farão parte do circuito de sintonia e casamento de impedância. Os dados são apresentados na Tabela 6-1.

Tabela 6-1 Caracterização da bobina tipo Sela.

| Nº da Medida | Blindagem | Carga | Frequência de ressonância (MHz) | Fator de qualidade (Q) | L (nH) | R(Ω) |
|--------------|-----------|---------------------------|---------------------------------|------------------------|--------|------|
| 1 | Não | Vazio | 81,11 | 266,81 | 641,7 | 1,22 |
| 2 | Não | <i>Phantom</i> cilíndrico | 79,08 | 230,57 | 675,1 | 1,45 |
| 3 | Não | <i>Phantom</i> esférico | 80,77 | 98,68 | 647,1 | 3,32 |
| 4 | Sim | Vazio | 89,49 | 243,18 | 527,1 | 1,21 |
| 5 | Sim | <i>Phantom</i> cilíndrico | 87,70 | 226,03 | 548,9 | 1,33 |
| 6 | Sim | <i>Phantom</i> esférico | 89,23 | 128,02 | 530,2 | 2,32 |

A Tabela 6-1 nos fornece muita informação importante, dentre elas:

- A bobina apresenta ótimos valores de Q e será eficiente, ou seja, conseguirá excitar as amostras utilizando uma potência relativamente baixas. Entretanto, quando a bobina for conectada no circuito, e os componentes forem soldados, o Q irá cair devido à parte resistiva dos componentes utilizados e também pela resistência adicionada pelas soldas do circuito.
- A bobina sofre um acoplamento indutivo forte com o *phantom* esférico devido a presença do cloreto de sódio, o que faz o fator de qualidade despencar para cerca de 50% do valor da bobina em vazio. Isso é algo muito bom, pois significa que a bobina tem boa sensibilidade e irá acoplar bem com as amostras biológicas.
- A bobina sofre um grande acoplamento capacitivo com o *phantom* cilíndrico, porque este é maior e está mais perto dos condutores elétricos, causando uma variação significativa de aproximadamente 2,5% na frequência de ressonância da bobina. Entretanto, com o *phantom* esférico essa variação é de cerca de apenas 0,5%, como ele é uma carga de dimensões mais parecidas com as que serão utilizadas nessa bobina, não é preciso uma faixa de frequências de sintonia muito grande.

- Os valores de indutância obtidos ao redor de 600 nH representam em 85,24 MHz impedâncias próximas a 320Ω . Que representa um valor bom, de tal modo que não haverá problemas para a realização de sintonia e casamento de impedância.
- A blindagem acopla fortemente com a bobina, causando uma variação de cerca de 9% na frequência de ressonância. Um sinal bom de que ela é eficiente na criação de uma superfície equipotencial ao redor da bobina.

De posse dessas informações, o próximo passo é o desenvolvimento do circuito de sintonia e casamento de impedância.

6.4. Desenvolvimento do circuito de sintonia e casamento de impedância

Para o projeto do circuito, foram consideradas as medidas 4 e 6 da Tabela 6-1. Pois estas representam os dois casos extremos semelhantes aos quais a bobina estará submetida durante suas imagens no magneto, quando utilizadas com amostras muito pequenas como sementes, e quando utilizadas com amostras grandes e com bastante acoplamento indutivo, como ratos por exemplo. Se a bobina for ajustável para esses dois extremos, então ela o será para qualquer amostra com propriedades intermediárias.

O conjunto bobina-blindagem será representado por uma indutância em série com uma resistência. Como vamos considerar as medidas 4 e 6 da Tabela 7-1, os valores desses componentes serão dados pela média aritmética entre os valores de indutância e resistência obtidos naquelas duas medidas. Portanto, o conjunto bobina-blindagem será representado pelos componentes da Figura 6-6.

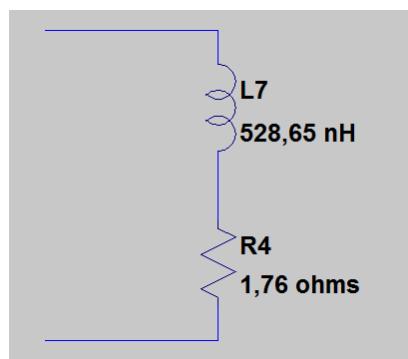


Figura 6-6 Representação discreta do conjunto bobina-blindagem. Estes valores correspondem à média aritmética dos valores de indutância e resistência obtidos nas medidas 4 e 6 da Tabela 7-1.

O modelo de circuito escolhido é um circuito balanceado com o auxílio de um balun, e com desacoplamento ativo por diodos PIN. A bobina tipo sela será conectada em série, e o capacitor de ajuste de *tuning* será colocado no meio da bobina, isso ajudará a diminuir o comprimento elétrico da bobina pela metade, e evitar que ela se torne uma fonte de irradiação eletromagnética. O modelo completo do circuito pode ser visto na Figura 6-7.

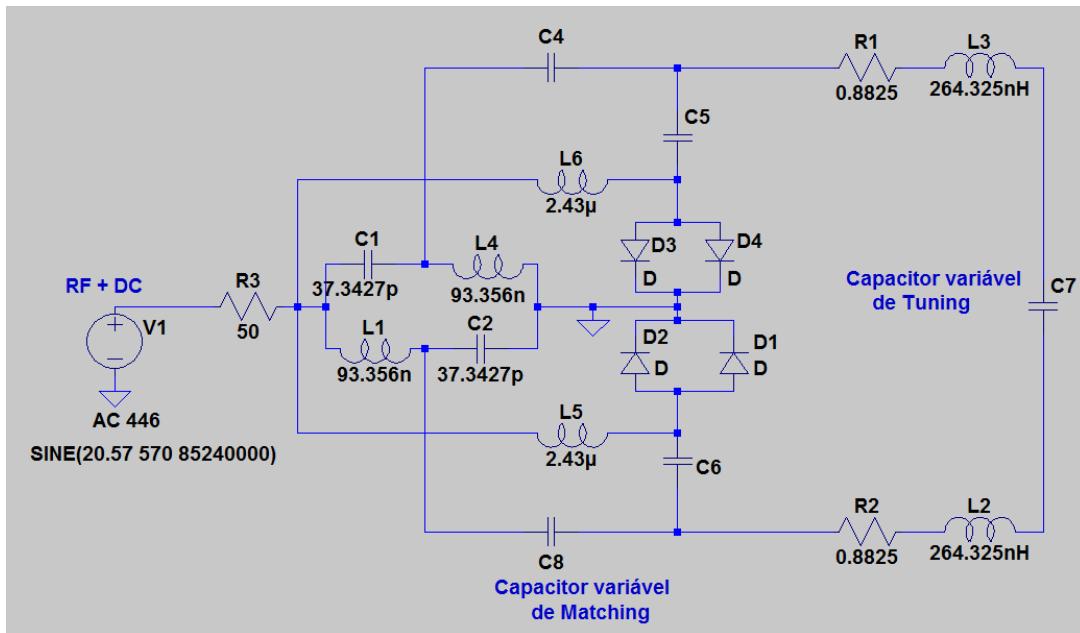


Figura 6-7 Modelo completo do circuito que representa o conjunto bobina-blindagem-circuito. Os valores dos componentes ainda precisam ser determinados.

No modelo da Figura 6-7, temos os seguintes componentes e suas representações:

- Bobina tipo Sela e efeitos de acoplamento com a blindagem: indutores L2 e L3, e resistores R1 e R2. Os componentes que representam o conjunto bobina-blindagem foram divididos em duas partes, para evidenciar que o capacitor variável de ajuste de *tuning* está na metade da bobina, quebrando seu comprimento elétrico;
- Sistema de desacoplamento ativo: diodos D1, D2, D3 e D4, e indutores L6 e L5. Durante a transmissão dos pulsos de RF o sinal de 5 V chega ao circuito através do cabo coaxial, passa pelos indutores L6 e L5, e polariza os diodos PIN. Se estivermos usando uma bobina de superfície dedicada para recepção, durante o período de recepção o espectrômetro irá substituir o sinal de 5V por um sinal de -34 V, fazendo com que os diodos deixem de conduzir o sinal de RF e tirando a bobina transmissora do ponto de sintonia, para que ela não interfira na recepção do sinal pela bobina de superfície.

- **Balun:** Composto pelos capacitores C1 e C2, e pelos indutores L1 e L4.
- **Ajuste de *Tuning*:** Capacitores C5 e C6 e capacitor variável C7. O capacitor variável está colocado no centro do comprimento da bobina para quebrar seu comprimento elétrico pela metade.
- **Ajuste de *Matching*:** Capacitor C4 e capacitor variável C8. É desejável que C4 e C8 sejam de valores similares, pois isso ajuda no balanceamento do circuito.

6.4.1. Balanceamento do circuito com um Balun na entrada

O Balun é uma ponte composta por dois indutores e dois capacitores com o objetivo de realizar um casamento de impedância entre uma carga resistiva R_1 na porta não balanceada, como um cabo coaxial, e uma carga resistiva R_2 na porta balanceada, como a bobina de RF que está sendo desenvolvida. Sua estrutura pode ser vista na Figura 6-8.

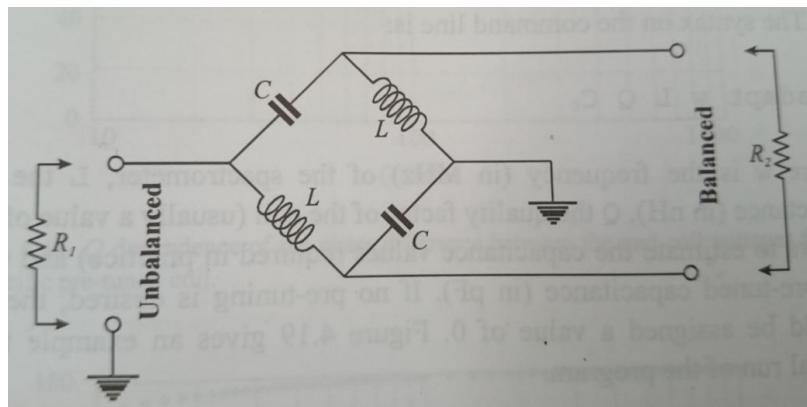


Figura 6-8 Estrutura do Balun utilizado.

O cabo coaxial que leva o sinal RF mais o sinal DC será conectado à porta não balanceada do Balun, e o conjunto bobina-blindagem-circuito será conectado à porta balanceada do mesmo.

Do lado da porta não balanceada, temos uma carga $R_1 = 50 \Omega$ representada pelo cabo coaxial. Do lado da porta balanceada, temos uma carga $R_2 = 50 \Omega$ representada pela bobina quando corretamente sintonizada e com casamento de impedância através do circuito.

Os valores dos componentes do Balun são calculados por:

$$L \cdot w_s = \frac{1}{C \cdot w_s} = \sqrt{R_1 \cdot R_2} \quad (14)$$

Onde: W_s = Frequência angular de operação da bobina = $2 \cdot \pi \cdot 85,24 \cdot 10^6$

Pela equação 14, temos então que o valor de L será de 93,35 nH e o valor de C será de 37,34 pF.

6.4.2. Os diodos PIN e o sistema de desacoplamento ativo

Para o sistema de desacoplamento ativo, foi utilizado o diodo PIN modelo UM4006SM da empresa Microsemi. Devido a sua espessa camada de silício intrínseco, este diodo é capaz de armazenar uma grande carga e por isso é capaz de controlar sinais de RF de alta potência utilizando correntes de polarização relativamente baixas [10], tornando-se um dispositivo ideal para a realização de chaveamento de RF para métodos de IRM.

O espetrômetro é capaz de fornecer pulsos de RF com picos de até 1 KW de potência. Por motivos de margem de segurança foram utilizadas duas duplas de PIN em paralelo, como na Figura 6-7. Essa configuração também permite uma menor resistência e consequentemente contribui para um maior fator de qualidade para a bobina.

O modelo de circuito equivalente do diodo PIN para o sinal de RF é descrito na Figura 6-9, tanto para o caso em que ele está diretamente polarizado, quanto para o caso em que ele está inversamente polarizado.

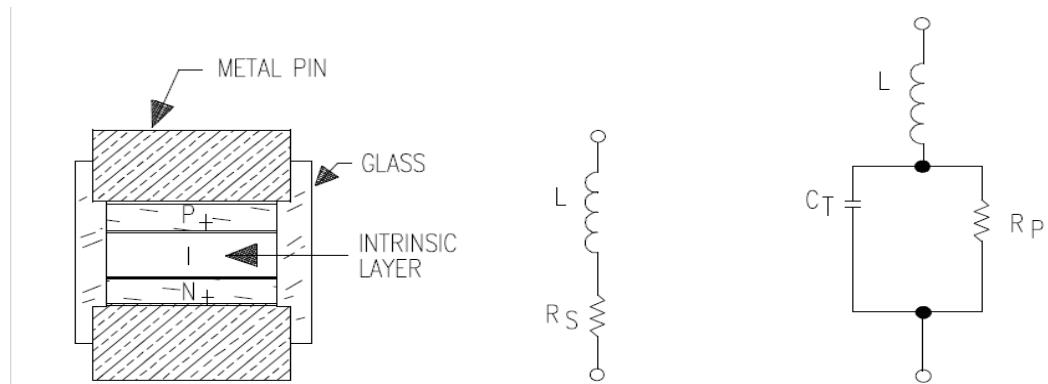


Figura 6-9 a) Estrutura do diodo PIN. b) Circuito equivalente para o diodo diretamente polarizado. c) Circuito equivalente para o diodo inversamente polarizado.

Os diodos PIN foram caracterizados em bancada, e quando polarizados com uma corrente de 100 mA, possuíam uma diferença de potencial de aproximadamente 0,74 V entre seus terminais. Para frequências abaixo de 1 GHz, a indutância parasita L do diodo

diretamente polarizado é desprezível [10], restando apenas a resistência R_s , cujo valor para uma corrente de polarização de 100 mA é de aproximadamente $0,25 \Omega$ como mostra a Figura 6-10.

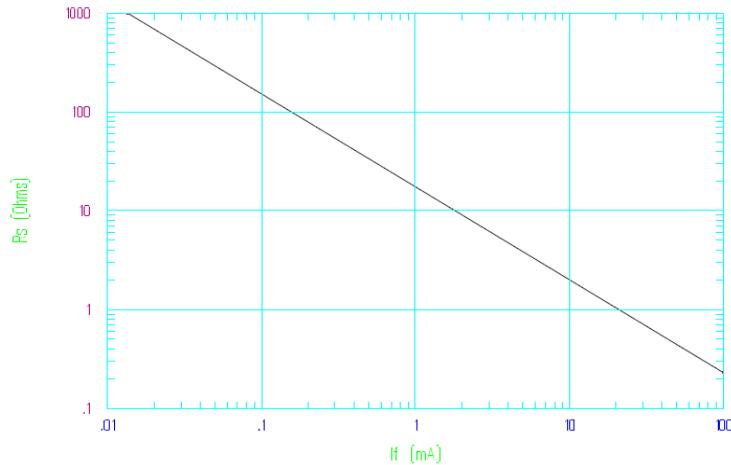


Figura 6-10 Resistência vista pelo sinal de RF versus corrente de polarização direta no diodo.

Durante o modo de recepção quando os diodos estão inversamente polarizados com -34 V, pode-se considerar que os diodos estão abertos para frequências abaixo de 1 GHz.

Tendo estabelecido valores para a corrente de polarização direta dos diodos como 100 mA, temos que calcular os valores do resistor do filtro passa-baixas. Queremos que cada diodo conduza uma corrente de 100 mA, logo temos que produzir uma corrente de 400 mA com 5V. Temos que:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{5-0,74}{0,4} = 10,65 \Omega \quad (15)$$

No filtro foi utilizado três resistores de 27Ω e 5 W em paralelo, medindo-se com um multímetro obteve-se $9,8 \Omega$, que é uma boa aproximação.

No apêndice A pode ser visto os cálculos para demonstrar que essa configuração de diodos PIN irá conseguir controlar os sinais de RF de alta potência das duas bobinas.

Tendo calculado os componentes do sistema de desacoplamento ativo, o próximo passo é o cálculo de todos os componentes do sistema de ajuste de *Tuning* e *Matching* do circuito. Após o cálculo de todos esses componentes, será possível realizar uma simulação no software LTspice para se avaliar o desempenho do conjunto, e também será possível ver

se o diodo consegue mesmo controlar o sinal de RF com 100 mA de corrente de polarização cada.

6.4.3. Cálculo dos valores dos componentes de ajuste de *Tuning* e *Matching*

Para o cálculo dos valores dos componentes, o circuito da Figura 6-11 foi equacionado, e a impedância equivalente do conjunto circuito-bobina-blindagem foi utilizada para o ajuste de sintonia e casamento de impedância.

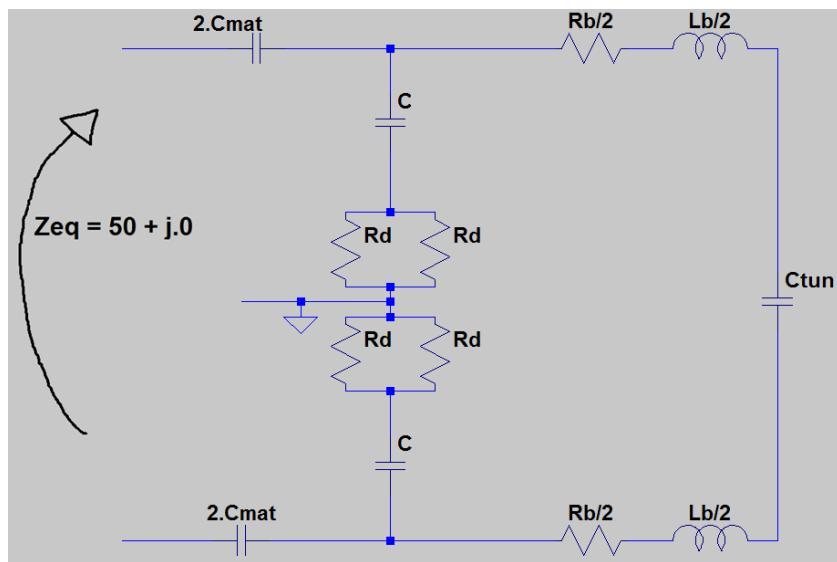


Figura 6-11 Equacionamento do circuito para cálculo dos valores dos componentes. Determinação da expressão da impedância equivalente Z_{eq} .

Após o circuito da Figura 6-11 ter sido equacionado, separa-se a expressão de Z_{eq} entre parte real e parte imaginária. Para que exista o casamento de impedância, é necessário que a parte real seja igual a 50Ω e que a parte imaginária seja igual a zero. Na terceira equação foi imposto que a capacitância C vale o dobro da capacitância C_{tun} , pois a reatância equivalente da bobina será igual à diferença entre a reatância indutiva de L_b e a reatância capacitiva de C_{tun} . Quanto mais pequeno for essa reatância equivalente, menor será a tensão sobre os terminais da bobina, e ela será menos propensa a sofrer acoplamentos capacitivos com as amostras.

Sabemos que os diodos podem ser modelados como resistências de $0,25 \Omega$ quando estão polarizados com correntes de 100 mA. Também já sabemos os valores de $R_b/2$ e $L_b/2$ desde que fizemos a caracterização da bobina na bancada. O resultado é um sistema de 3 equações e 3 incógnitas.

$$\begin{cases} \Re\{Z_{eq}\}(C, C_{mat}, C_{tun}) = 50 \\ \Im\{Z_{eq}\}(C, C_{mat}, C_{tun}) = 0 \\ C = 2 * C_{tun} \end{cases} \quad (16)$$

O sistema foi solucionado com o auxílio do método numérico da calculadora gráfica da HP modelo 50G. A solução encontrada é a seguinte:

$$C = 23,7947 \text{ pF}$$

$$C_{mat} = 2,9128 \text{ pF}$$

$$C_{tun} = 11,8973 \text{ pF}$$

O valor do capacitor C na montagem real será aproximado por uma associação em paralelo de um capacitor de 18 pF com um capacitor de 5,6 pF, resultando em 23,6 pF. Todos os outros valores podem ser alcançados de forma exata, visto que tanto C_{mat} quanto C_{tun} podem ser ajustados pelos capacitores variáveis que possuem uma faixa de ajuste de 5 pF a 25 pF.

O modelo de circuito elétrico que representa o conjunto completo, incluindo a bobina e os efeitos de acoplamento com a blindagem, estão apresentados na Figura 6-12. Os capacitores de *Matching* e de *Tuning* foram ajustados para uma ótima excursão de *Matching*.

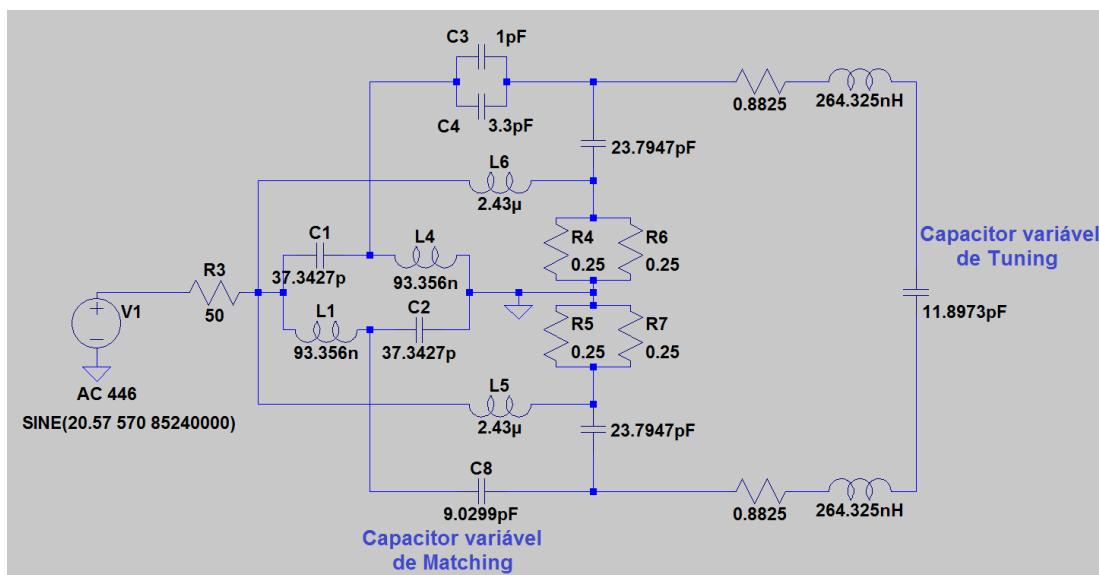


Figura 6-12 Esquemático do circuito balanceado de sintonia, casamento de impedância e desacoplamento ativo da bobina tipo Sela. Com todos os componentes calculados. Na montagem real, os capacitores C (23,7947 pF) serão aproximados por valores comerciais, com dois capacitores em paralelo, um de 18 pF e outro de 5,6 pF.

De posse de todos os valores dos componentes, o primeiro protótipo foi construído e pode ser visto na Figura 6-13.

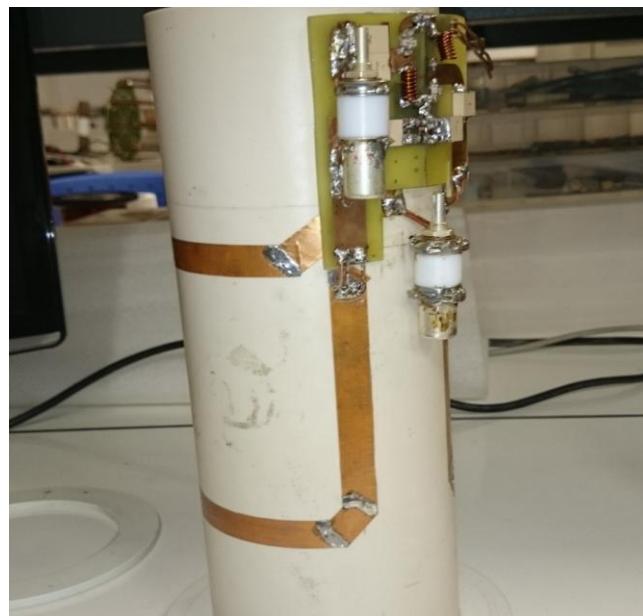


Figura 6-13 Bobina tipo Sela com circuito montado.

Esse circuito que foi descrito na Figura 6-12 teve seu projeto baseado em um modelo que é apenas uma aproximação do conjunto bobina-blindagem-circuito, portanto na prática esse primeiro circuito montado não irá funcionar como na simulação. A faixa de ajuste de frequência de ressonância verdadeira desse circuito provavelmente não irá conter a frequência de interesse, 85,24 MHz, nesse caso os valores dos capacitores fixos C, e os valores dos capacitores de *Matching* poderão ter que ser levemente alterados até que o circuito consiga ressoar na frequência correta.

Com o auxílio do *Network Analyzer* e da análise da impedância do conjunto através da Carta de Smith, é fácil perceber se os capacitores de *Matching* e *Tuning* precisam ser levemente alterados para valores maiores ou menores. Em resumo, o projeto do circuito baseado nesse modelo discreto consegue fornecer apenas uma boa aproximação, um ajuste fino dos valores dos componentes quase sempre precisa ser feito por meio de tentativa e erro com a ajuda do *Network Analyzer*.

6.5. Simulação do sistema com o software LTspice

Na simulação foram observados as principais características da bobina, como a frequência de ressonância, o balanceamento do circuito, o casamento de impedância na frequência de operação da bobina, a corrente nos diodos PIN e o nível de transferência de potência da fonte para a bobina.

Na Figura 6-14 podemos ver que a bobina está ressoando na frequência correta, 85,24 MHz. Também podemos ver que a diferença de fase entre os sinais dos dois terminais da bobina equivale a:

$$(-182,756^\circ) - (-362,757^\circ) = 180,001^\circ$$

O que demonstra que a bobina está de fato balanceada.

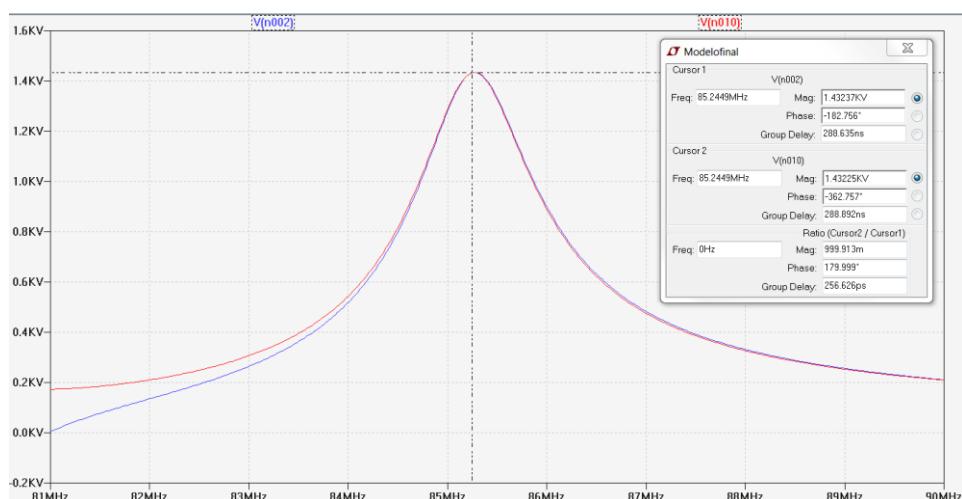


Figura 6-14 Frequência de ressonância exata em 85,24 MHz. A simulação também mostra que a diferença de fase entre as duas portas da bobina é de 180°, mostrando que o circuito está balanceado.

Na Figura 6-15 podemos notar que a corrente que passa pela bobina é de 22,69 A. E a corrente que passa em cada um dos diodos PIN é de 9,21 A. E que ambos os casos ocorrem para a frequência de ressonância, 85,24 MHz.

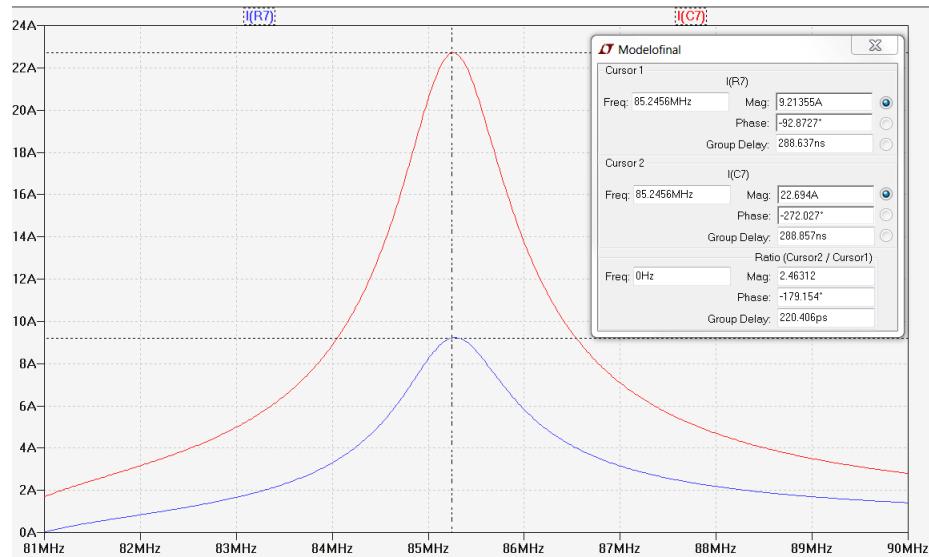


Figura 6-15 Corrente na bobina (Vermelho) e corrente em um dos diodos PIN (azul)

Na Figura 6-16 podemos ver que a impedância vista nos terminais balanceados do Balun é de $50,0937 \Omega$ com fase de $0,002933^\circ$. O que demonstra que a bobina está sintonizada e casada.

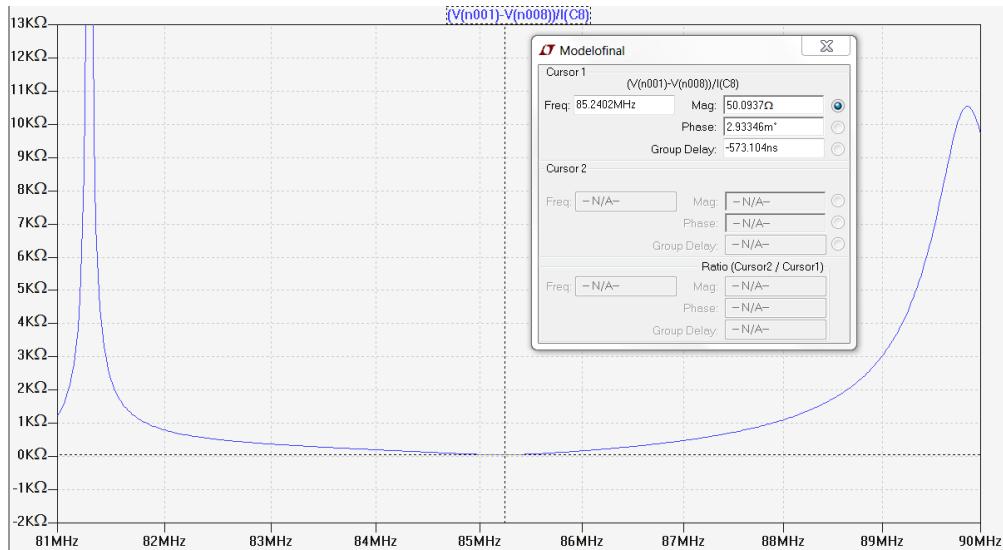


Figura 6-16 Impedância casada em 85,24 MHz.

Na Figura 6-17 podemos ver que em 85,24 MHz a potência entregue pela fonte é de 1995,69 W e a potência dissipada sobre o conjunto circuito-bobina é de 993,554 W. Uma relação de transferência de potência de:

$$\frac{993,554}{1995,69} \cdot 100\% = 49,77\%$$

Ou seja, pela simulação, a transferência de potência da fonte para a carga quase atinge a máxima transferência de potência.

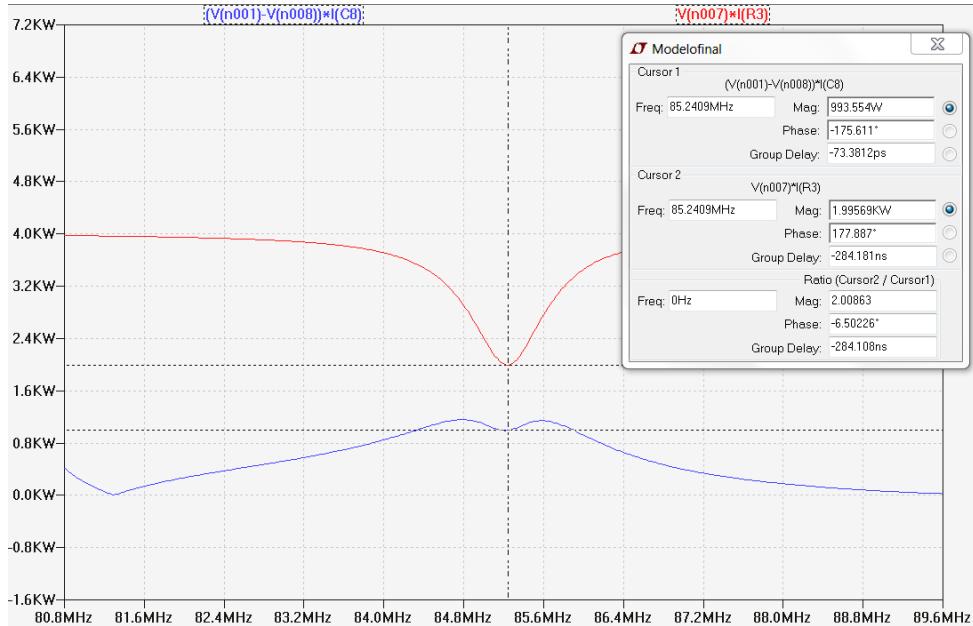


Figura 6-17 Potência média entregue pela fonte (vermelho) e potência média dissipada no conjunto circuito-bobina (azul). Máxima transferência de potência acontece.

Tendo em vista esses valores obtidos na simulação, é importante lembrar que esse seria o pior caso possível, onde a bobina trabalharia com potência média igual à potência de pico que o espectrômetro é capaz de fornecer, além de que o caso da simulação também considera que a bobina estaria sendo utilizada com um ciclo de trabalho de 100%. Mas na prática jamais chegaremos a uma situação extrema como essa. Portanto, se no projeto a bobina e seus componentes suportarem as condições extremas que foram consideradas nessa simulação, com certeza eles também suportarão bem qualquer tipo de sequência rápida que se possa usar durante a obtenção das imagens.

Na Figura 6-18 é possível notar que a potência média dissipada em cada diodo é de 21,23 W. No *datasheet* do componente temos a informação de que a potência máxima no diodo é de 20 W. Entretanto, como dito no parágrafo anterior, esse caso da simulação é hipotético, e não aconteceria nem mesmo com as sequências mais rápidas e de maior demanda disponíveis em IRM. Portanto, os diodos irão suportar termicamente mesmo as sequências com maior demanda de potência.

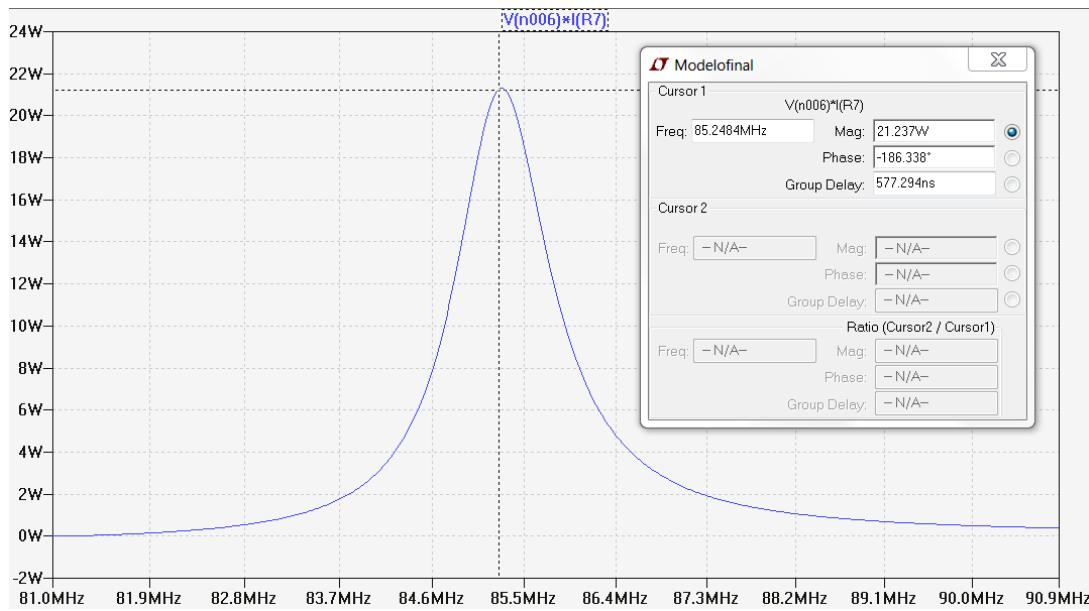


Figura 6-18 Potência média dissipada em cada diodo.

6.6. Resultados

Serão analisadas algumas imagens feitas com o *phantom* esférico de 7 cm de diâmetro, e serão destacadas suas características de homogeneidade de campo magnético, relação sinal-ruído e eficiência no uso de potência.

Serão feitas 3 imagens com essa bobina, correspondentes aos 3 planos transversais do *phantom* (Axial, Coronal e Sagital). Essas imagens serão suficientes para comprovar o desempenho de todos os dispositivos desenvolvidos até agora e permitir o progresso para a geometria SDC que será feita no próximo capítulo. Imagens de estruturas pequenas, com bobinas de superfície como receptoras e de sequências rápidas, serão feitas apenas para a bobina SDC.

Será usada a sequência de pulsos conhecida como *Multi-Slice-Multi-Echo* (MSME), pois esta é uma sequência robusta, que minimiza o aparecimento de artefatos nas imagens e produz uma imagem com boa relação sinal-ruído.

As três figuras serão apresentadas em sequência, seguidas pelos parâmetros que as caracterizam em uma tabela e pela análise dos resultados.

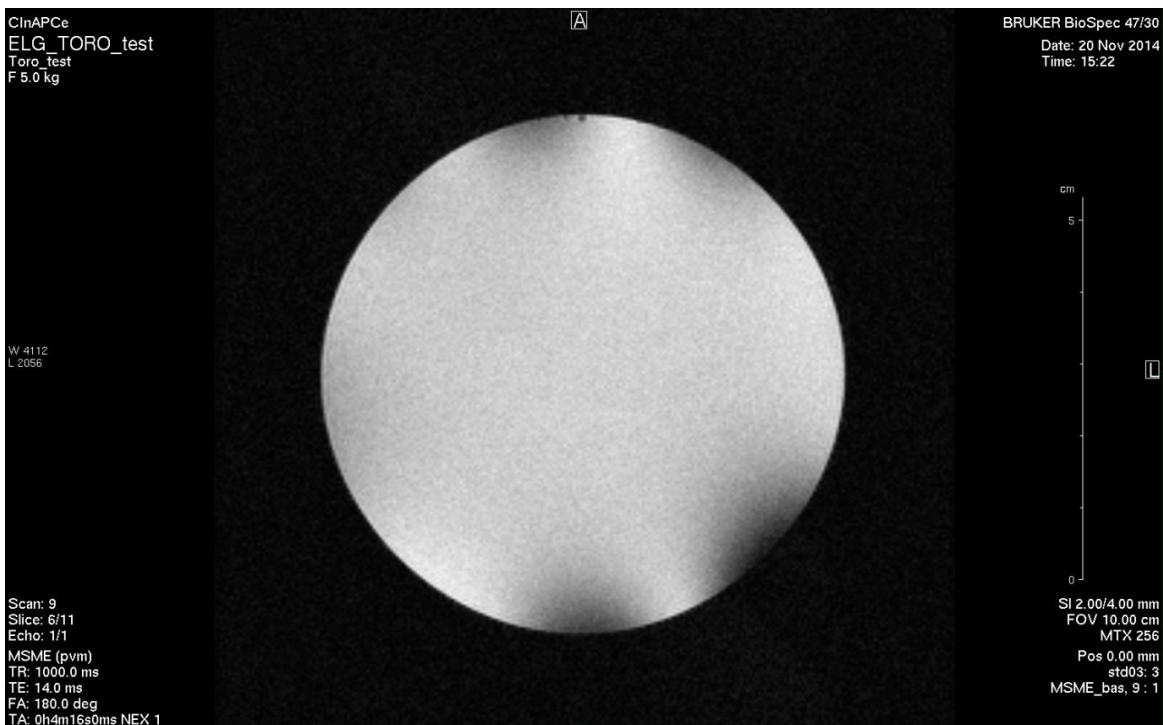


Figura 6-19 Plano Axial do *phantom* esférico produzido por uma sequência MSME com a bobina tipo Sela.

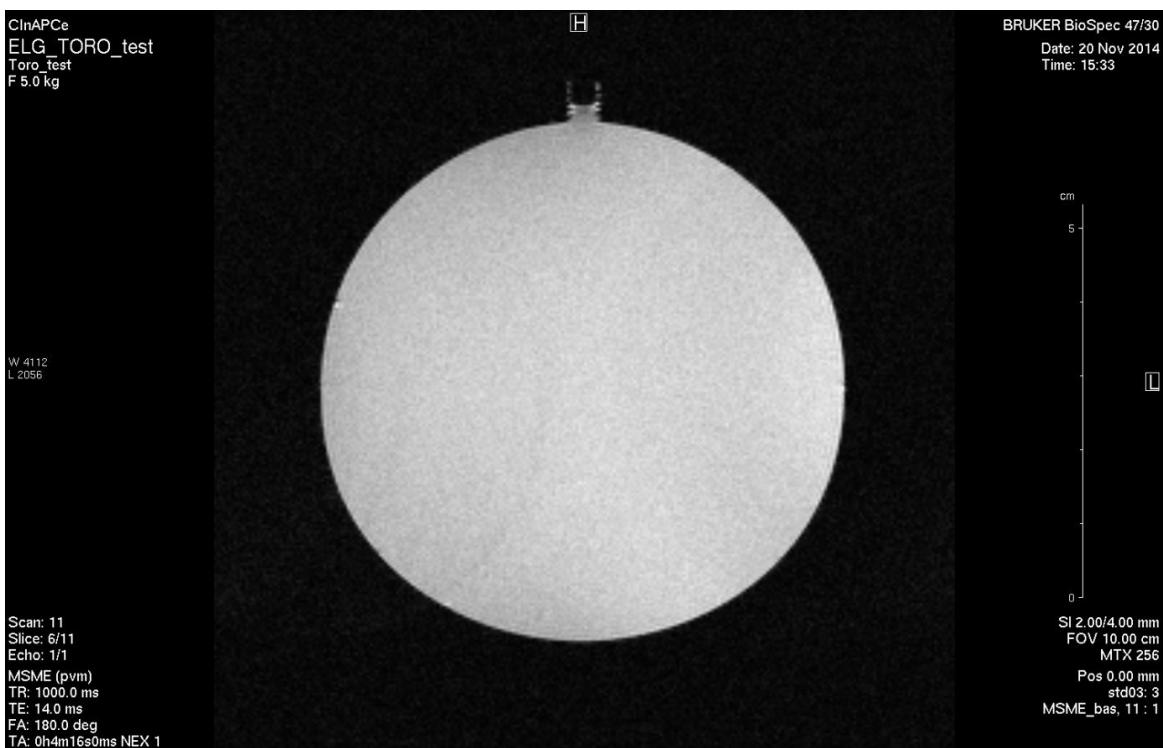


Figura 6-20 Plano Coronal do *phantom* esférico produzido por uma sequência MSME com a bobina tipo Sela. A estrutura estranha que aparece no topo do *phantom* não é um artefato, mas sim um parafuso que mantém preso o líquido do *phantom*.

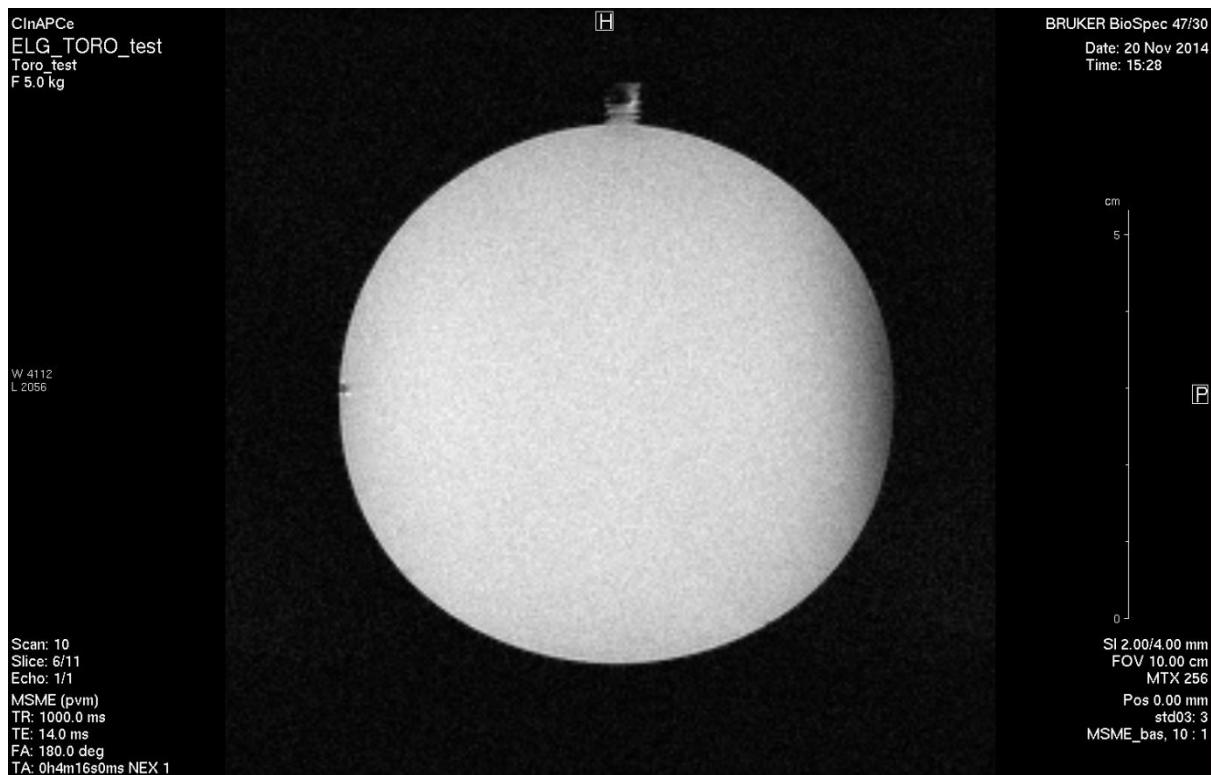


Figura 6-21 Plano Sagital do *phantom* esférico produzido por uma sequência MSME com a bobina tipo Sela. No topo vemos novamente a imagem do parafuso.

As principais características que descrevem as 3 imagens obtidas estão apresentadas na Tabela 6-2.

Tabela 6-2 Análise das imagens feitas com a bobina tipo Sela.

| | MSME Axial | MSME Sagital | MSME Coronal |
|------------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| NU | 9,85 % | 9,17% | 6,28% |
| RSR | 38,72 | 40 | 40,23 |
| Atenuação para pulso $\pi/2$ | 16 dB | 16 dB | 16 dB |
| Atenuação para pulso π | 6 dB | 6 dB | 6 dB |
| Resolução de Leitura | 0,0391 cm/pixel | 0,0391 cm/pixel | 0,0391 cm/pixel |

Os valores de NU para os três planos podem ser considerados muito bons tendo em vista que essa bobina possui uma geometria muito simples. Entretanto é bom lembrar que esses valores dependem de várias variáveis, e fazer comparações com outras bobinas é

difícil. Utilizamos um *phantom* que ocupa 70% do diâmetro interno da bobina, se o *phantom* fosse maior, teríamos um valor pior de NU. De maneira geral, essa bobina é capaz de produzir alta homogeneidade em seu volume mais interior, na imagem do plano axial fica claro as distorções de homogeneidade nas extremidades do *phantom*, certamente causadas pela proximidade dos condutores elétricos da bobina.

Os valores de relação sinal-ruído também são bem razoáveis para essa geometria, ainda mais tendo em vista que a bobina está sendo usada no modo *Transceiver*. A blindagem de RF faz um importante papel na redução dos ruídos e de artefatos.

A atenuação de potência para geração dos pulsos de 90° e 180° atingiu valores considerados bons pela equipe do CIERMag. Não é fácil comparar esses valores com outras bobinas, pois existem incontáveis variáveis a serem controladas e que influenciam nesses valores. O fato de que a bobina consegue excitar a amostra utilizando uma quantidade não muito alta de potência, indica que a bobina tem boa eficiência. Vale relembrar que seu fator de qualidade é alto (243 com a bobina em vazio) e que esse parâmetro tem influência direta aqui.

Por fim, a ausência de artefatos causados por *eddy currents* indica que a nova blindagem está funcionando muito bem.

No plano Sagital pode-se ver uma pequena assimetria na imagem, indicando que com relação a esse plano existe um lado da bobina que possui uma sensibilidade um pouco maior. Isto pode ser causado por algum desbalanço no circuito elétrico da bobina, que nesse primeiro protótipo não possuía uma ótima engenharia de produto.

De maneira geral, os resultados são muito bons e comprovam o bom desempenho da nova blindagem, do filtro e do modelo do circuito desenvolvido neste trabalho. Todos esses resultados serão aproveitados na construção do segundo protótipo.

7. Segundo protótipo - Bobina tipo Sela Duplamente Cruzada (SDC)

Este capítulo será mais breve na seção de desenvolvimento do circuito da SDC, porque para a construção do segundo protótipo alguns dos resultados obtidos com o circuito da bobina Sela foram aproveitados, já que obtivemos bons resultados até agora. A principal mudança aqui será mesmo a geometria da bobina, e o fato de que a nova bobina será conectada em paralelo, e não em série como a anterior. O circuito da SDC será muito parecido com o da bobina Sela, o sistema de desacoplamento ativo será exatamente o mesmo.

7.1. Características da bobina tipo Sela Duplamente Cruzada (SDC)

A bobina Sela Duplamente Cruzada é o resultado de uma otimização angular de oito condutores paralelos sobre a superfície de um cilindro, ela também é uma aproximação discreta da distribuição cosenoidal de corrente sobre a superfície de um cilindro. Por possuir o dobro de condutores da bobina tipo Sela, essa geometria consegue atingir níveis bem mais altos de homogeneidade de campo magnético que a bobina tipo Sela.

Através de uma otimização da função NU [11], obteve-se a posição ótima dos ângulos α e β em uma bobina tipo Sela com oito condutores, obtendo-se os valores de $\alpha=14^\circ$ e $\beta=47^\circ$, ver Figura 7-1. O que causa uma maximização da homogeneidade de campo magnético da bobina em 80% de seu volume interior.

Mas simplesmente aumentar o número de condutores não é a solução. Primeiro porque os efeitos de indutância mútua entre os condutores paralelos serão distintos entre eles, o que altera a distribuição de corrente nos condutores e prejudica a homogeneidade do campo magnético. Segundo que o comprimento elétrico dos condutores seria diferente, fazendo com que as correntes em cada condutor tenham intensidades diferentes.

A bobina Sela Duplamente Cruzada foi criada durante um projeto de Doutorado no CIERMag [11]. O objetivo foi o de eliminar os problemas descritos no parágrafo anterior, ao se fazer cruzamentos entre os condutores paralelos da bobina, afim de se igualar os comprimentos elétricos dos condutores e minimizar as diferentes indutâncias mútuas sobre cada condutor, obtendo-se então uma bobina com homogeneidade de campo magnético muito superior à bobina tipo Sela.

Um fato impressionante desse trabalho, foi o de que a bobina tipo Sela Duplamente Cruzada se mostrou superior em homogeneidade de campo até mesmo à bobina tipo *Birdcage* de 8 condutores com alimentação linear [4].

Por ser considerada uma bobina, e não um ressoador como o Birdcage, a SDC é muito versátil em termos de ajuste de *Tuning* e *Matching* para uma larga faixa de frequências, além de ser mais simples de ser construída que um ressoador do tipo Birdcage. Tudo isso alinhado a um altíssimo desempenho de homogeneidade de campo magnético.

A geometria original da bobina SDC pode ser vista na Figura 7-1.

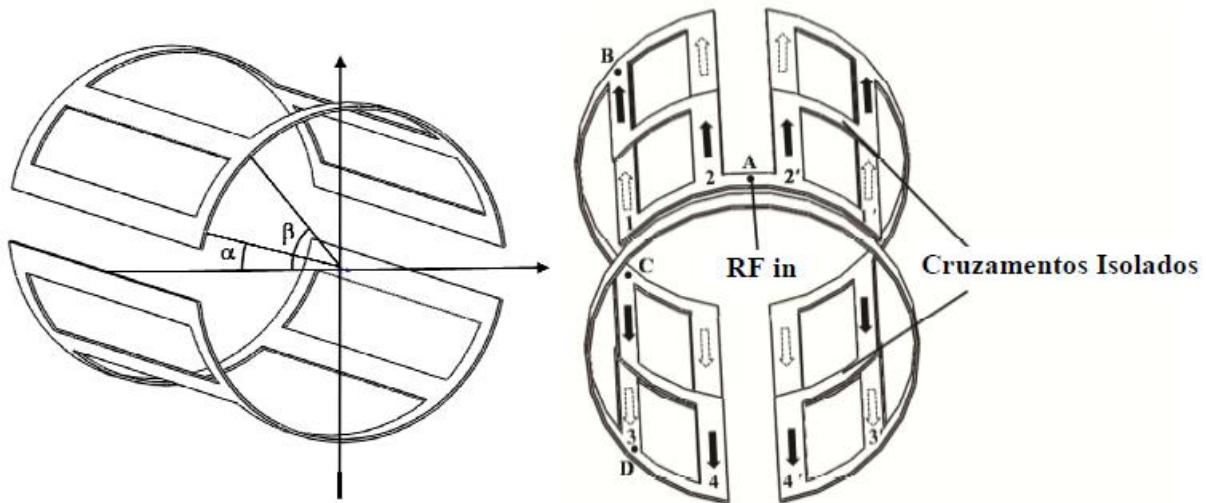


Figura 7-1 Geometria original da bobina SDC. À esquerda uma ilustração dos ângulos otimizados. À direita a configuração original, com os cruzamentos isolados entre os condutores paralelos.

Neste trabalho, foi realizada uma mudança na geometria original da bobina SDC. Na Figura 7-1 é possível notar que os condutores paralelos do lado de cima da imagem tem um comprimento menor que os condutores paralelos do lado de baixo da imagem, o que pode ser um pequeno problema para a homogeneidade de campo magnético. Outro problema é que a alimentação da bobina no ponto A da imagem faz com que os braços tenham comprimentos elétricos diferentes. É fácil notar que a corrente 2 percorre um caminho menor que a corrente 1 quando ambas vão do ponto A até o ponto B.

A nova geometria sugerida possui todos os condutores com o mesmo comprimento, como pode ser visto na Figura 7-2.

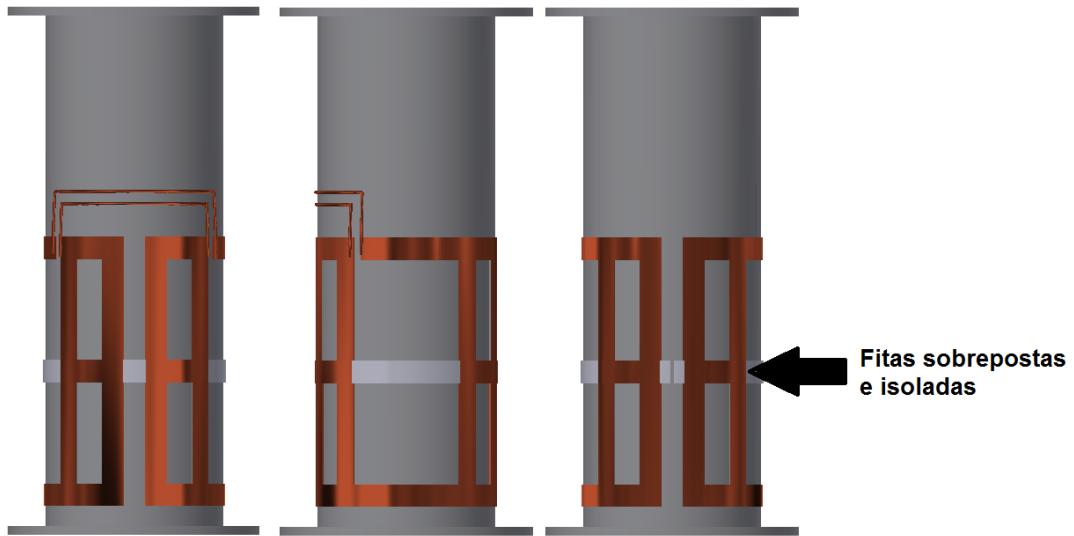


Figura 7-2 Nova geometria proposta em diferentes vistas. Frontal (esquerda), lateral (centro) e traseira (direita). Todos os condutores possuem o mesmo comprimento.

A solução para o problema das correntes percorrendo caminhos com tamanhos diferentes envolve uma mudança no ponto de alimentação da bobina SDC para o ponto A mostrado na Figura 7-3.

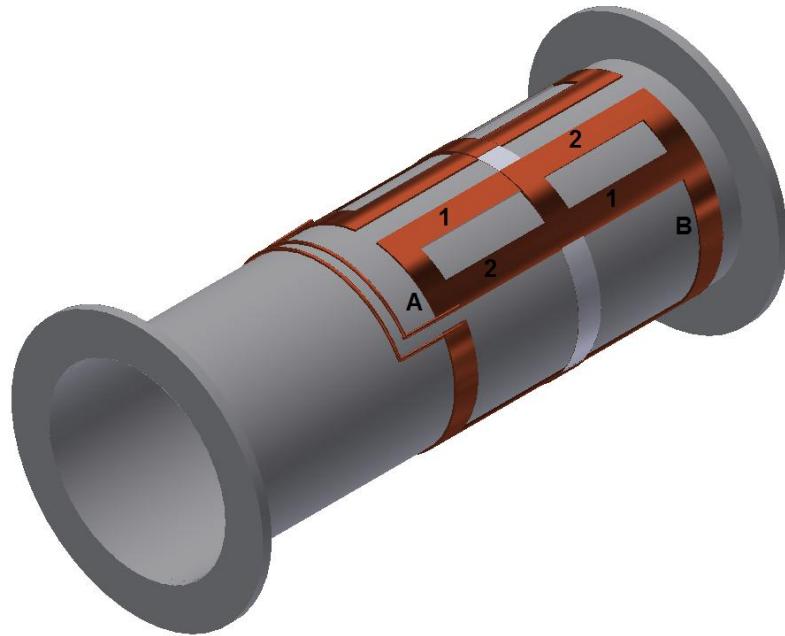


Figura 7-3 Nova geometria da SDC. Com a mudança no ponto de alimentação, todas as correntes nos diferentes braços percorrem um caminho com o mesmo comprimento.

É possível notar na Figura 7-3 que tanto a corrente sobre a fita 1 quanto a corrente que sobre a fita 2, percorrem a mesma distância quando vão do ponto A até o ponto B, ou vice-versa.

Outra melhoria sugerida nesse trabalho, é que a bobina SDC seja um pouco menor que aquela desenvolvida em [4], onde a mesma possuía aproximadamente 20 cm de comprimento. Pois as imagens que serão feitas com essa bobina serão de amostras pequenas como sementes, ratos e frutas pequenas. Diminuindo-se o comprimento da bobina, espera-se que a mesma se torne mais eficiente na excitação dessas amostras, pois sua impedância será menor.

O gráfico da Figura 6-2 fornece uma relação comprimento/diâmetro ótima para a bobina tipo Sela, tendo em vista a amplitude do campo magnético em seu interior, a relação $l = \sqrt{2} \cdot d$. Existe também uma relação comprimento/diâmetro ótima tendo em vista a homogeneidade de campo [12], que é a relação $l = 1,661 \cdot d$.

Não há nada na literatura dizendo que tais relações também se aplicam à bobina SDC, entretanto estamos propondo uma pequena diminuição no comprimento da bobina para que ela se torne mais eficiente, e devido à similaridade dessa bobina com a bobina tipo Sela, foi escolhido um comprimento que é a média entre essas duas relações ótimas, o comprimento será de 15,2 cm.

7.2. Desenvolvimento da bobina

O desenvolvimento da bobina SDC será feito da mesma maneira que foi feito com a bobina tipo Sela. Foi utilizada a mesma fita adesiva de cobre eletrolítico da 3M com uma largura de 12,7 mm para fazer as trilhas da bobina. O suporte cilíndrico de PVC em que a bobina foi montada tem exatamente as mesmas dimensões que aquele onde foi montado a bobina tipo Sela (circunferência de 318 mm e comprimento de 290 mm), pois também iremos utilizar essa bobina com a mesma blindagem e um circuito bem parecido com aquele da bobina tipo Sela.

O desenho plano da bobina SDC com suas principais dimensões pode ser visto na Figura 7-4.

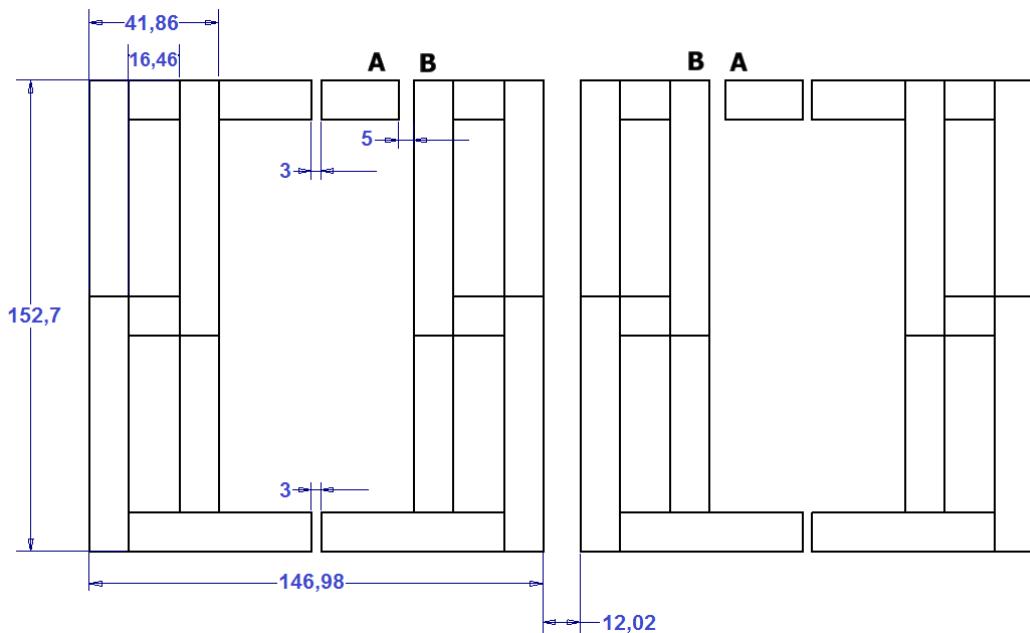


Figura 7-4 Desenho plano da bobina SDC com as dimensões em milímetros. A e B representam os 4 pontos de conexão com o circuito, as duas metades da bobina são ligadas em paralelo. Nos 4 espaçamentos de 3mm cada serão usados capacitores de quebra de comprimento elétrico.

Para isolar as fitas sobrepostas, foram usadas fitas de plástico do tipo Mylar. Esse tipo de plástico possui alta resistividade e cada fita possui uma espessura de 0,078 mm. Foram usadas 3 camadas sobrepostas dessa fita, resultando em uma espessura de 0,234 mm entre as fitas sobrepostas. Essa separação pequena não é um problema, pois a diferença de potencial entre essas fitas sobrepostas é próxima de zero.

As duas metades da bobina serão ligadas em paralelo, ver Figura 7-4. Um dos terminais balanceados do circuito de sintonia e casamento de impedância será ligado nos dois pontos A, e o outro terminal balanceado será ligado nos dois pontos B.

Cada metade dessa bobina possui um comprimento total de 61,4 cm, o que já representa uma parcela significativa do comprimento de onda do sinal de 85,24 MHz. Por isso, cada metade da bobina terá seu comprimento elétrico quebrado por 2 capacitores, que serão colocados nos espaçamentos de 3 mm que podem ser vistos na Figura 7-4.

Entre os pontos A e B haverá uma alta diferença de potencial de algumas centenas de volts, portanto o espaçamento entre esses pontos de alimentação são de 5 mm pelo menos.

7.3. Caracterização da bobina SDC

O *setup* experimental para caracterização da bobina SDC será similar ao utilizado com a bobina tipo Sela, entretanto utilizaremos agora uma *pick-up coil* um pouco menor, ver Figura 3-4, pois esta possui um acoplamento indutivo menor com a bobina e portanto interfere menos no resultado da medida.

Na Figura 7-5 temos a configuração da bobina que será caracterizada. A bobina foi ligada em paralelo por um capacitor com 18 pF nominais (20 pF medidos). As fitas de cobre na parte superior da bobina foram montadas apenas para permitir a ligação dos dois braços da bobina em paralelo comum capacitor, configuração parecida com a qual a bobina será utilizada. Na imagem não podemos ver o *pick-up coil*, mas ele deve ser fixado na lateral da bobina para se medir sua frequência de ressonância através do parâmetro S21.

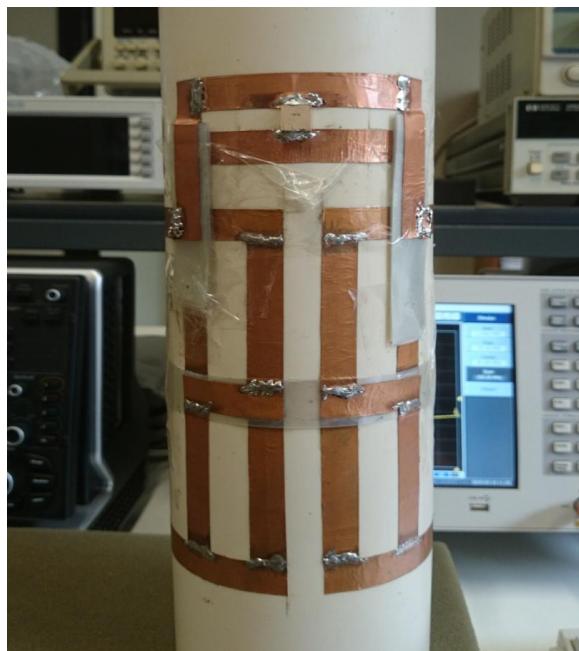


Figura 7-5 Ligação de um capacitor em paralelo com as metades da bobina SDC. Este *setup* será usado para caracterizar a bobina.

Na Figura 7-6 temos um exemplo de medida da caracterização da bobina, equivalendo à medida 1 da Tabela 7-1, ou seja, a bobina SDC conectada em paralelo por um capacitor de 20 pF, sem uso da blindagem e sem carga na bobina. Podemos ver na tela do *Network Analyzer* a frequência de ressonância em 79,87 MHz e o fator de qualidade de 204,03.

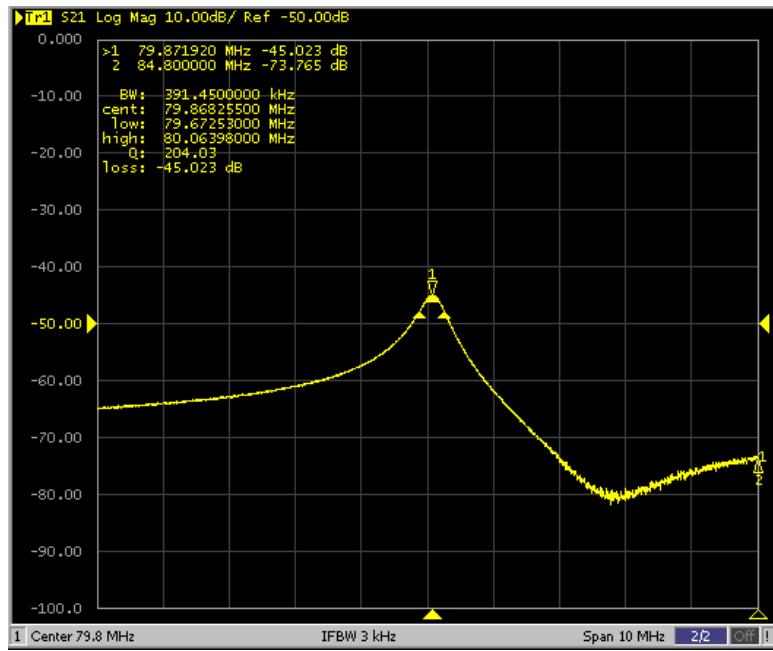


Figura 7-6 Exemplo de medida de caracterização da bobina usando uma *pick-up coil* e medindo-se o parâmetro S21. O Q da bobina nessa configuração é de 204.

Tabela 7-1 Caracterização da bobina SDC.

| Medida n° | Carga (<i>Phantom</i> esférico) | Blindagem | F_{res} [MHz] | Q | L (nH) | R(Ω) |
|-----------|--|-----------|-----------------|-------|--------|---------------|
| 1 | Não | Não | 79,86 | 204 | 198,58 | 0,48 |
| 2 | Não | Sim | 90,98 | 153 | 153,01 | 0,57 |
| 3 | Sim | Não | 79,45 | 88,85 | 200,64 | 1,13 |
| 4 | Sim | Sim | 90,58 | 94,08 | 154,36 | 0,93 |

Dentre as informações que a Tabela 7-1 nos fornece, podemos enfatizar que:

- O fator de qualidade da bobina é de 204, um valor menor que o da bobina tipo Sela mas ainda assim um valor muito bom. Isso provavelmente se deve ao fato de a bobina ser um pouco maior e também de que agora ela está conectada em paralelo e não em série.
- Com a presença do phantom o fator de qualidade cai para cerca de 61% de seu valor normal, no caso com blindagem. O que indica que a bobina possui um

forte acoplamento indutivo com o *phantom* esférico devido a presença do cloreto de sódio. Bom sinal de que a bobina irá ter um bom acoplamento com as amostras.

Para projeto do circuito serão consideradas as medidas 2 e 4, pois estas foram feitas com o uso da blindagem e se aproximam mais da situação final da bobina.

7.4. Desenvolvimento do circuito de sintonia e casamento de impedância

O circuito desenvolvido para a bobina SDC será similar ao da bobina Sela, entretanto haverá algumas diferenças importantes, como a ligação em paralelo da bobina, devido ao seu grande comprimento, e a utilização de um capacitor variável para ajuste de *Tuning* em paralelo com a bobina.

O conjunto bobina-blindagem será novamente representado por uma indutância em série com uma resistência, correspondendo à média aritmética dos valores obtidos nas medidas 2 e 4 da Tabela 7-1. Tais valores são $153,685\text{ nH}$ para o indutor e $0,75\text{ }\Omega$ para o resistor.

Como a bobina SDC será ligada em paralelo, esses valores podem ser divididos em dois braços em paralelo e o modelo escolhido de circuito é apresentado na Figura 7-7. Nesse modelo a bobina é representada pelos indutores L_2 e L_3 , e pelos resistores R_1 e R_2 .

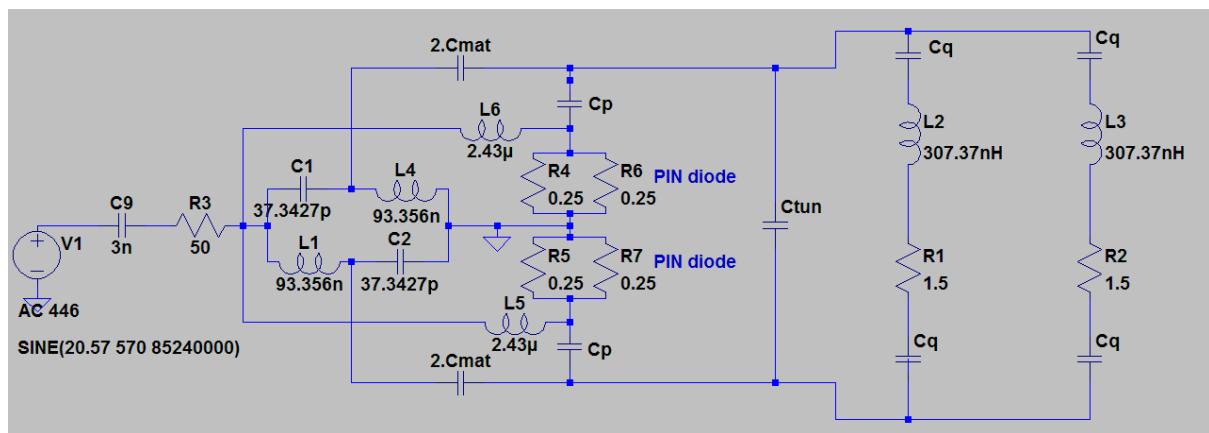


Figura 7-7 Modelo completo do circuito que representa o conjunto bobina-blindagem-circuito. Os valores dos componentes ainda precisam ser determinados.

O balun utilizado aqui será exatamente o mesmo daquele da bobina Sela. O sistema de desacoplamento ativo também será o mesmo, com os 4 diodos PIN sendo representados por 4 resistências de $0,25 \Omega$ cada.

O cálculo dos valores dos componentes de *Matching* e *Tuning* seguirá o mesmo modelo que o cálculo para o circuito da bobina Sela. Iremos impôr que a impedância equivalente vista na porta balanceada do Balun tenha parte real igual a 50 e parte imaginária igual a zero. Como temos 4 valores de capacitância a determinar, precisamos de 4 equações. Vamos impor algumas condições ao circuito para conseguir mais duas equações, essas imposições dizem que o capacitor C_q é igual ao capacitor C_{tun} , e que o capacitor C_p tem valor quatro vezes maior que o capacitor C_{tun} . A lógica por trás dessas imposições é a seguinte, quanto menor for os capacitores de quebra de comprimento elétrico C_q , menor será a tensão sobre os terminais da bobina, mas a corrente sobre a bobina será a mesma. Tal comportamento pode ser visto por meio de simulação do circuito da Figura 7-8. Entretanto há um limite para isso, os valores das impedâncias desses capacitores devem estar dentro de uma faixa de poucas dezenas de ohms até poucas centenas de ohms, portanto essa relação mostrada na equação 17 satisfaz essas condições.

A primeira condição que vamos impor é que a reatância capacitiva do capacitor C_{tun} seja bem maior que a reatância capacitiva de C_p , digamos por um fator de 4. Dessa maneira o caminho que passa pelos diodos PIN, representados aqui pelas resistências R4 a R7, será um caminho de menor impedância e os diodos irão controlar uma corrente maior, fazendo com que o sistema de desacoplamento ativo seja mais efetivo.

A segunda imposição é a de que a reatância capacitiva de C_{tun} seja igual à reatância capacitiva de C_q . Essa imposição foi sugerida sem motivos importantes, apenas porque precisamos de mais uma equação para resolver o problema. Com ela os capacitores de quebra de comprimento elétrico da bobina (C_q) terão o mesmo valor que o capacitor C_{tun} .

$$\left\{ \begin{array}{l} \Re\{Z_{eq}\}(C_q, C_{mat}, C_{tun}, C_p) = 50 \\ \Im\{Z_{eq}\}(C_q, C_{mat}, C_{tun}, C_p) = 0 \\ C_q = C_{tun} \\ C_p = 4 \cdot C_{tun} \end{array} \right. \quad (17)$$

Com auxílio do Solver numérico da calculadora HP 50 G, temos que a solução para o sistema de equações 8-1 vale:

$$C_q = 29.317 \text{ pF}$$

$$C_p = 117.269 \text{ pF}$$

$$C_{mat} = 13.81 \text{ pF}$$

$$C_{tun} = 29.317 \text{ pF}$$

Esses são os valores exatos teóricos da solução. Com eles temos que o modelo de circuito que representa o sistema completo pode ser visto na Figura 7-8. Durante a montagem os valores dos componentes deverão ser aproximados para valores comerciais.

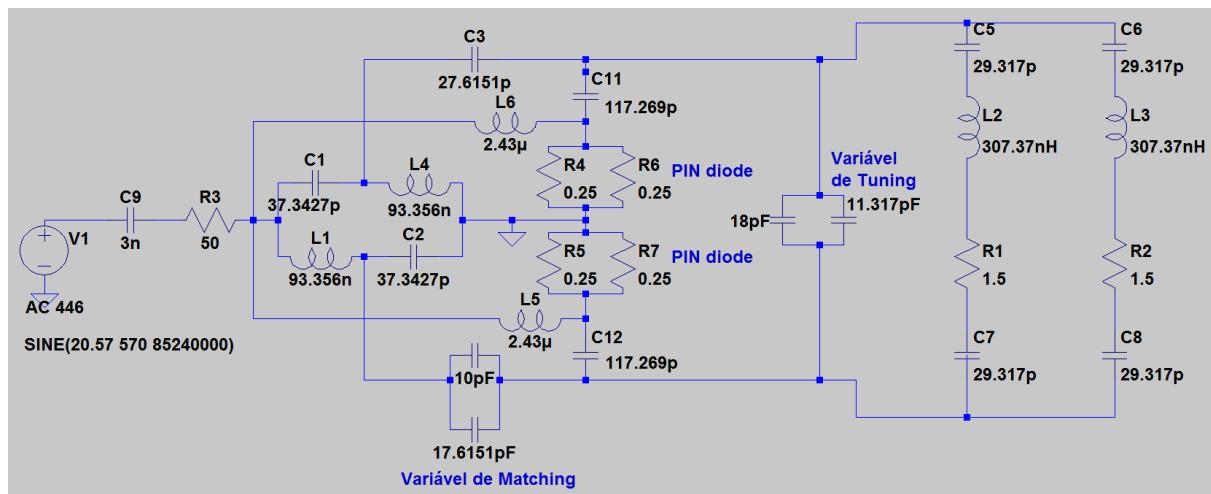


Figura 7-8 Modelo completo do circuito da SDC com valores teóricos exatos dos componentes. Depois esses valores deverão ser aproximados para valores comerciais durante a montagem.

7.5. Simulação do sistema com o software LTspice

Nesta seção será feita uma análise por meio de simulação similar àquela feita na mesma seção do capítulo anterior. A simulação se baseia no circuito da Figura 7-8.

Na Figura 7-9 é possível notar o circuito ressona exatamente na frequência desejada e que a diferença de fase de 180° entre as extremidades da bobina indica que o circuito está balanceado.

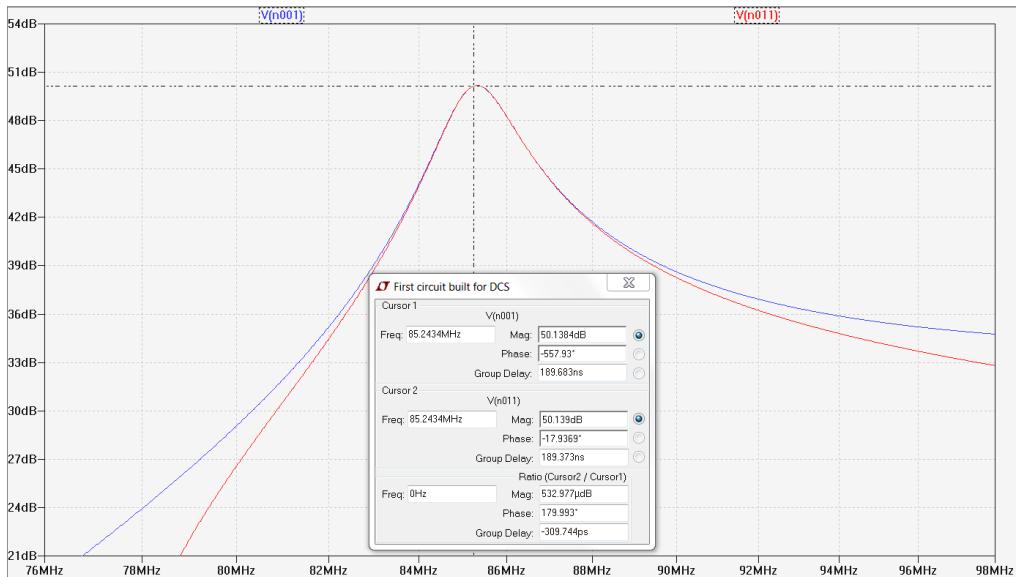


Figura 7-9 Frequência de ressonância exata em 85,24 MHz.

Na Figura 7-10 podemos ver que a bobina está perfeitamente casada na frequência desejada. Isso garante a máxima transferência de potência para o conjunto bobina-circuito.

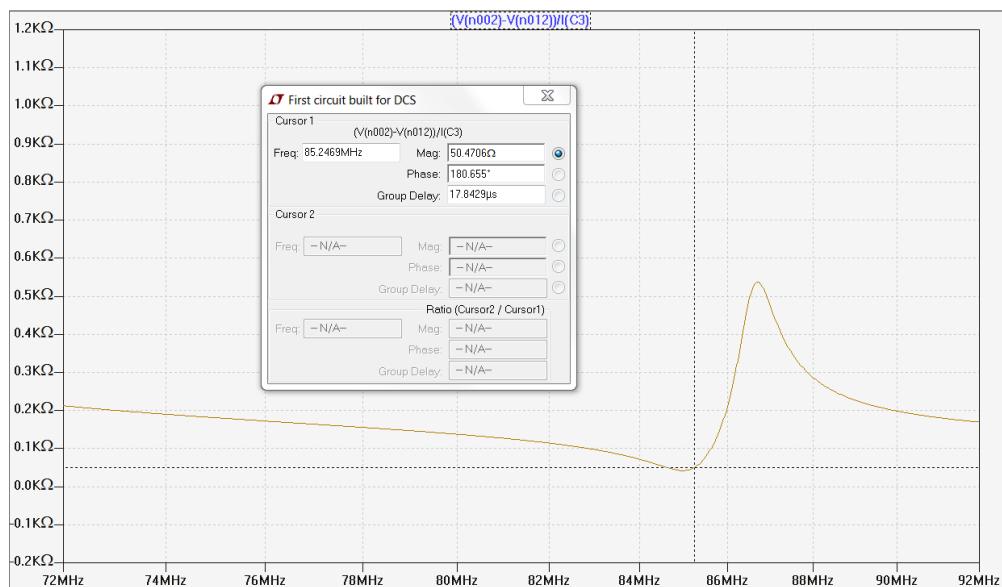


Figura 7-10 Impedância casada em 85,24 MHz.

Na Figura 7-11 temos que uma corrente de 10,17 A (vermelho) passa sobre cada um dos diodos PIN e uma corrente de 17,23 A (Azul) corre em cada metade da bobina, logo a corrente em cada um dos 8 condutores paralelos da bobina vale cerca de 8,61 A. Ou seja, considerando-se a situação onde a bobina está recebendo máxima potência do espectrômetro, a corrente em cada condutor na bobina SDC vale apenas 37% do valor da corrente em cada condutor da bobina Sela. Mas mesmo com uma corrente menor, veremos

que a bobina SDC consegue excitar uma amostra com um campo muito mais homogêneo utilizando um nível de potência praticamente idêntico ao da bobina Sela.

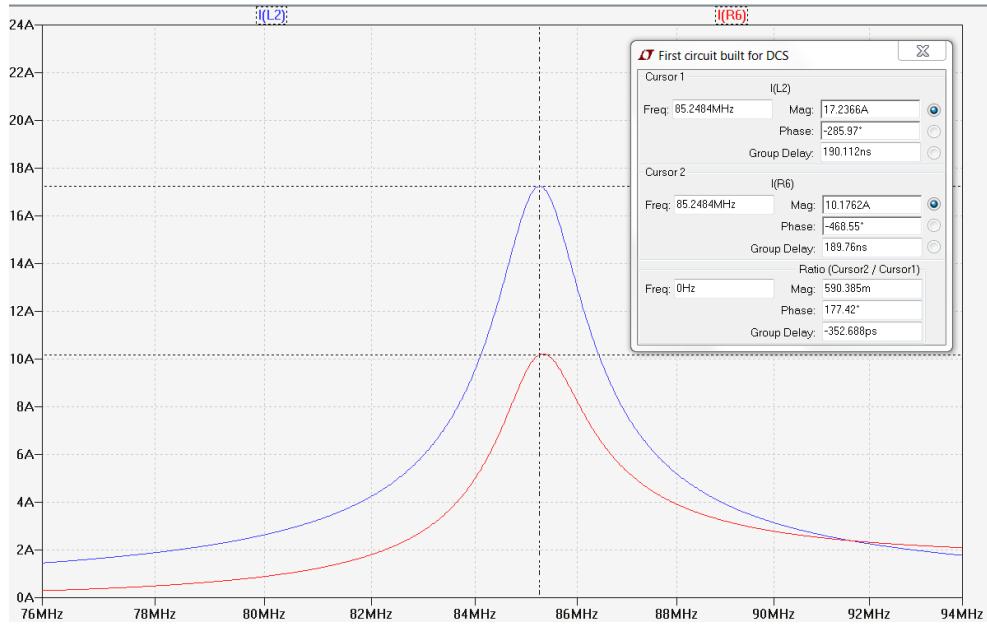


Figura 7-11 Corrente sobre cada braço da bobina (Azul) e corrente sobre cada diodo PIN (Vermelho).

Por fim, na Figura 7-12 temos que no pior caso possível, cada diodo PIN estaria sujeito a uma potência média de 25,86 W. Entretanto, a bobina nunca será utilizada com um ciclo de trabalho superior a 50%, portanto a potência média no diodo não vai ultrapassar o limite de 20 W estipulado pelo fabricante. Os diodos irão conseguir chavear essa bobina sem problemas térmicos.

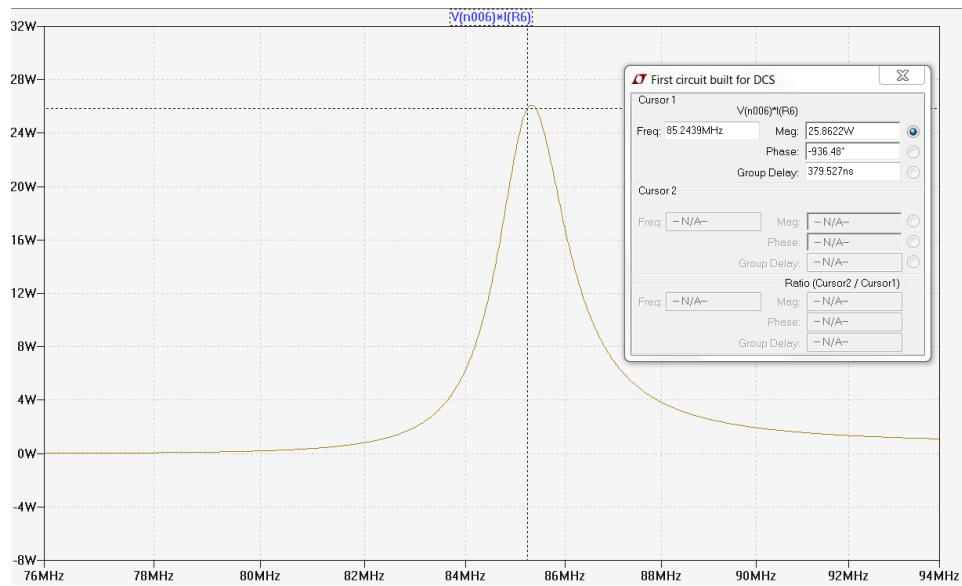


Figura 7-12 Potência média sobre cada um dos diodos PIN.

No apêndice A pode ser visto os cálculos para demonstrar que essa configuração de diodos PIN irá conseguir controlar os sinais de RF de alta potência para esse nível de corrente sobre os diodos.

7.6. Resultados

Como era esperado, nos primeiros testes com o *Network Analyzer* o circuito não conseguiu fazer a bobina ressoar na frequência desejada de 85,24 MHz. O modelo de circuito adotado não representa com grande fidelidade o modelo físico, mas serve como boa aproximação para o primeiro passo. Analisando a bobina pela Carta de Smith com o parâmetro S11 e variando-se os capacitores de ajuste de *Tuning* e *Matching*, foi possível fazer algumas mudanças nos valores dos componentes fixos até que a bobina pudesse ressoar na frequência esperada. O circuito final para a bobina pode ser visto na Figura 7-13.

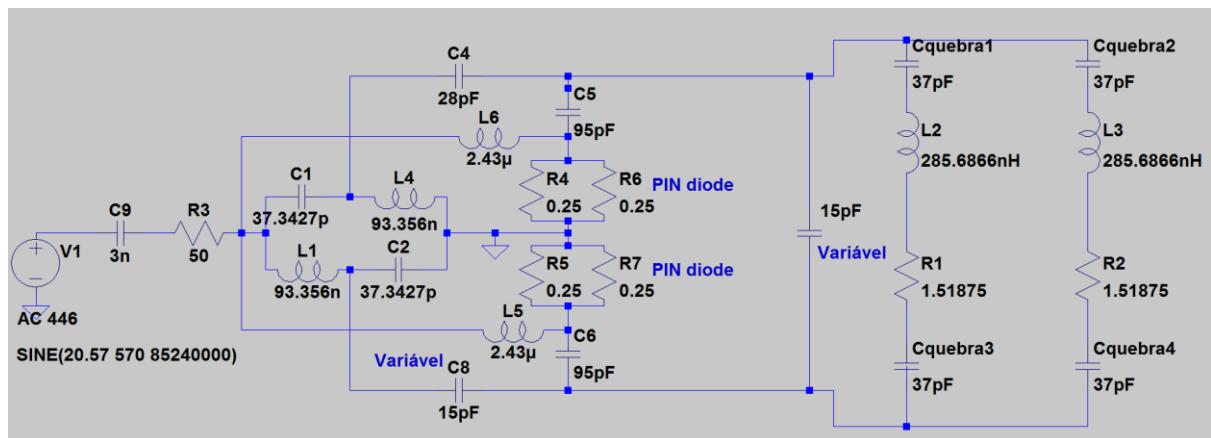


Figura 7-13 Circuito final para a bobina SDC.

Usando o *Network Analyzer*, foi feito um teste do sistema de desacoplamento ativo da bobina. Na Figura 7-14 pode-se ver a esquerda que quando os diodos PIN estão polarizados a impedância do conjunto vista pelo *Network Analyzer* é de aproximadamente 50 ohms. Quando os diodos deixam de ser polarizados, vemos a direita que a bobina sai completamente de sintonia.



Figura 7-14 Teste do desacoplamento ativo da bobina no *Network Analyzer*. Diodos conduzindo (esquerda) e diodos inversamente polarizados (direita).

Tendo em vista as diversas restrições de espaço para o circuito entre a bobina e a blindagem, o Layout desse circuito teve que ser otimizado para ficar o menor possível. Não se pode deixar por exemplo que um dos capacitores variáveis encoste na blindagem pois a grande diferença de potencial pode provocar faiscamentos. O Layout descritivo é apresentado na Figura 7-15, e o Layout limpo em versão para impressão é apresentado na Figura 7-16. Nas figuras não se pode ver, mas é necessário que a PCB contenha um plano terra do outro lado, e alguns fios ligando os pontos de terra do lado de cima com o plano terra.

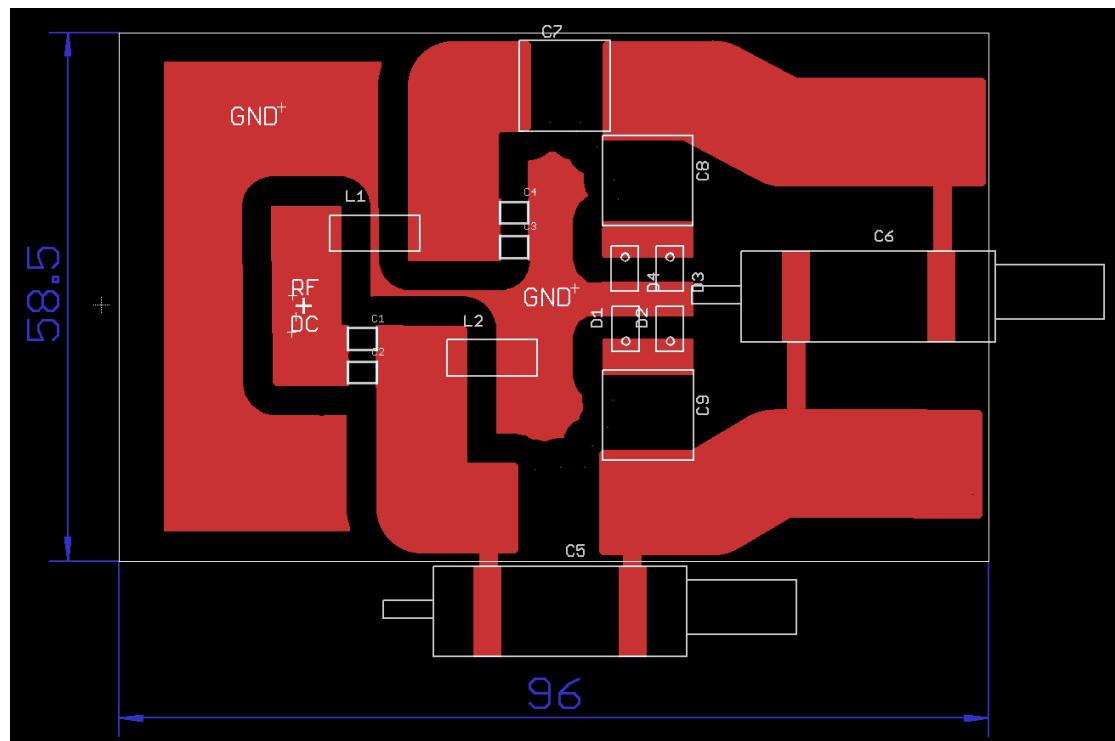


Figura 7-15 Layout descritivo do circuito com dimensões em milímetros. Os capacitores variáveis C5 e C6 são respectivamente de *Matching* e de *Tuning*, e são soldados na placa por meio de fios.

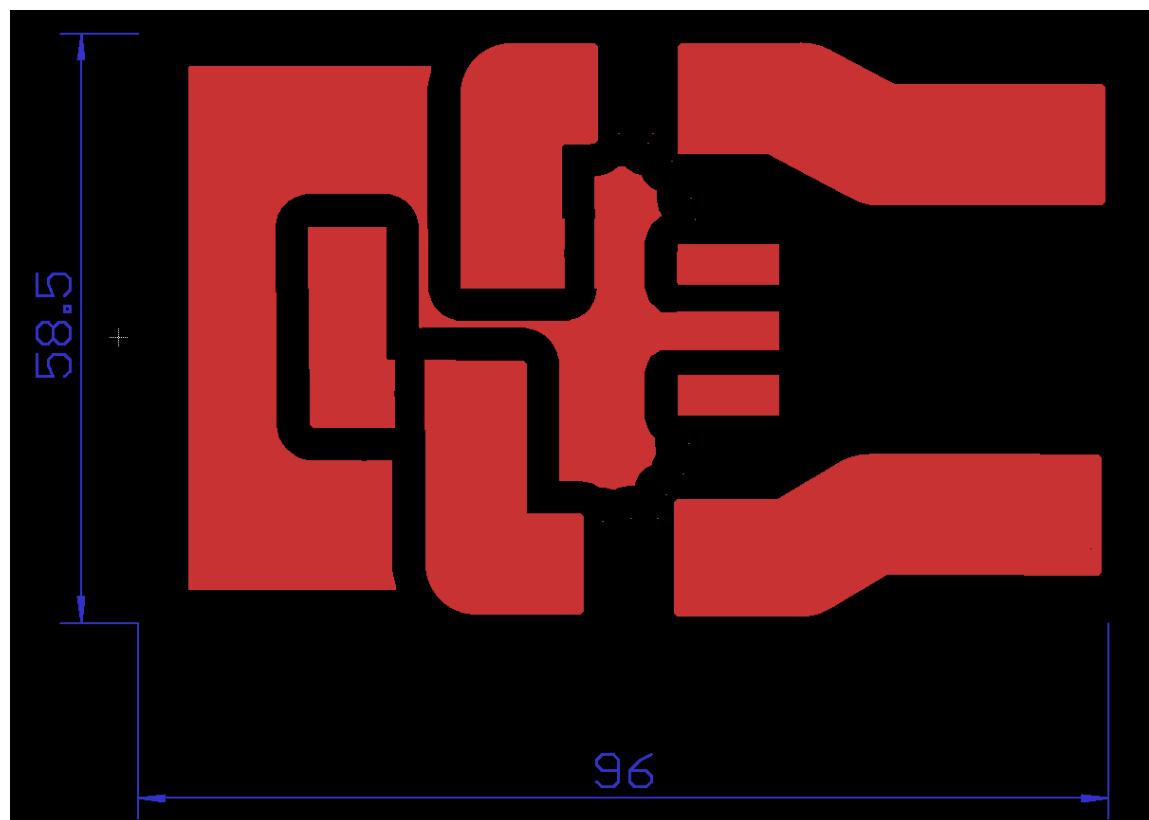


Figura 7-16 Layout para impressão do circuito da SDC com dimensões em milímetros.

O conjunto completo incluindo filtro, bobina SDC, circuito e BDFS pode ser visto na Figura 7-17.



Figura 7-17 O conjunto completo, filtro, bobina SDC, circuito e BSDF.

Com esta configuração, a faixa de sintonia da bobina conseguiu abranger a frequência de 85,24 MHz tanto para o caso onde a bobina estava em vazio, quanto para o caso em que ela estava carregada com o *phantom* esférico. A faixa de frequências de ajuste é apresentado na Tabela 7-2.

Tabela 7-2 Faixa de frequências em que é possível ajustar a bobina SDC.

| Carga | Frequência mínima de ajuste [MHz] | Frequência máxima de ajuste [MHz] |
|-------------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|
| Vazio | 85,01 | 86,15 |
| <i>Phantom</i> Esférico | 84,45 | 85,59 |

Os próximos passos são a realização de imagens com a bobina SDC. Primeiramente serão apresentadas em sequência 4 imagens com *phantoms*, uma dessas imagens utilizará uma bobina de superfície como receptora. Logo em seguida os parâmetros das imagens serão apresentados e seus resultados analisados. Rapidamente será feito uma comparação entre a homogeneidade de campo das duas bobinas desenvolvidas nesse trabalho. E por

fim será apresentado 3 imagens feitas com um Kiwi, duas delas utilizando-se uma sequência de pulsos do tipo RARE e a outra utilizando-se uma sequência muito rápida do tipo EPI.

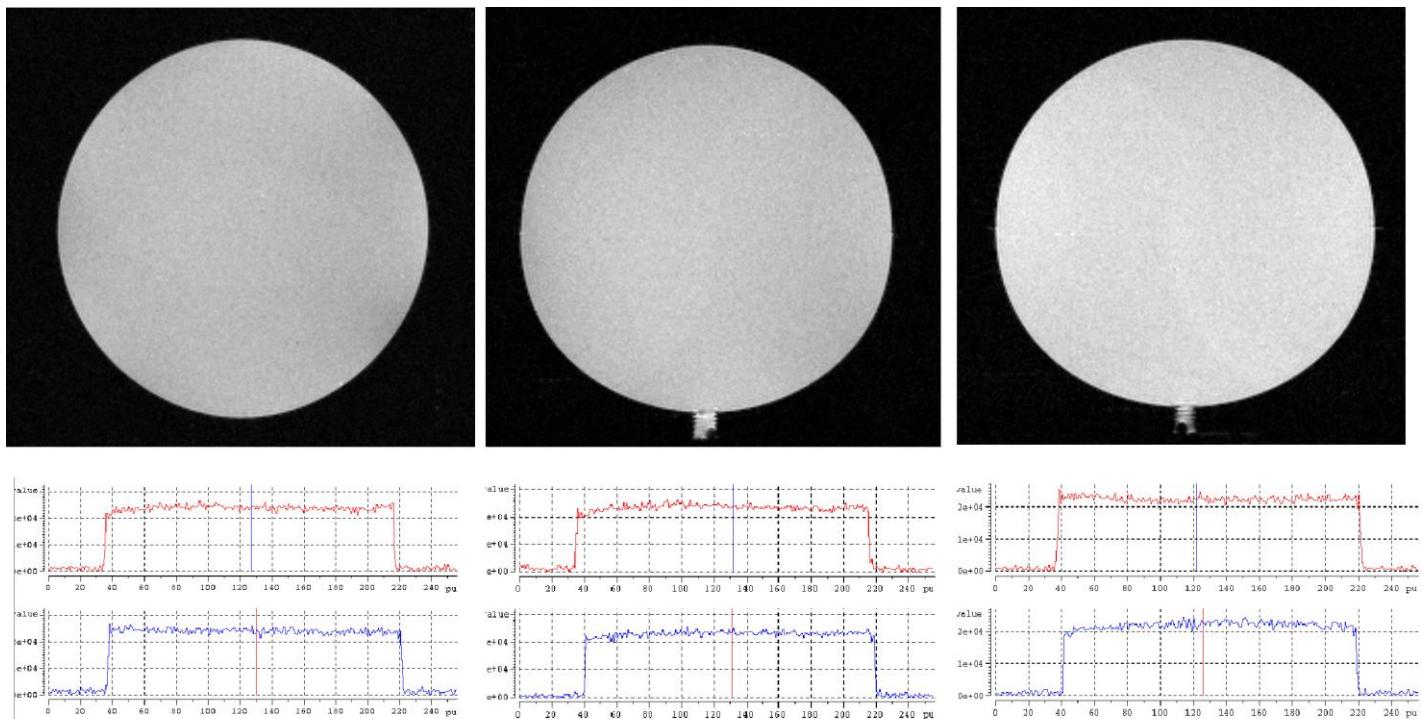


Figura 7-18 Da esquerda para a direita, planos Axial, Coronal e Sagital do *phantom* esférico, produzidos por uma sequência MSME com a bobina SDC. Em baixo das figuras temos o padrão de intensidade de pixels ao longo dos eixos horizontal (vermelho) e vertical (azul) de cada plano.

Na Figura 7-18 é possível ver que o campo magnético produzido por essa bobina muito mais homogêneo que aquele produzido pela bobina tipo Sela. Uma análise numérica e mais detalhada das características dessa imagem é apresentada na Tabela 7-3.

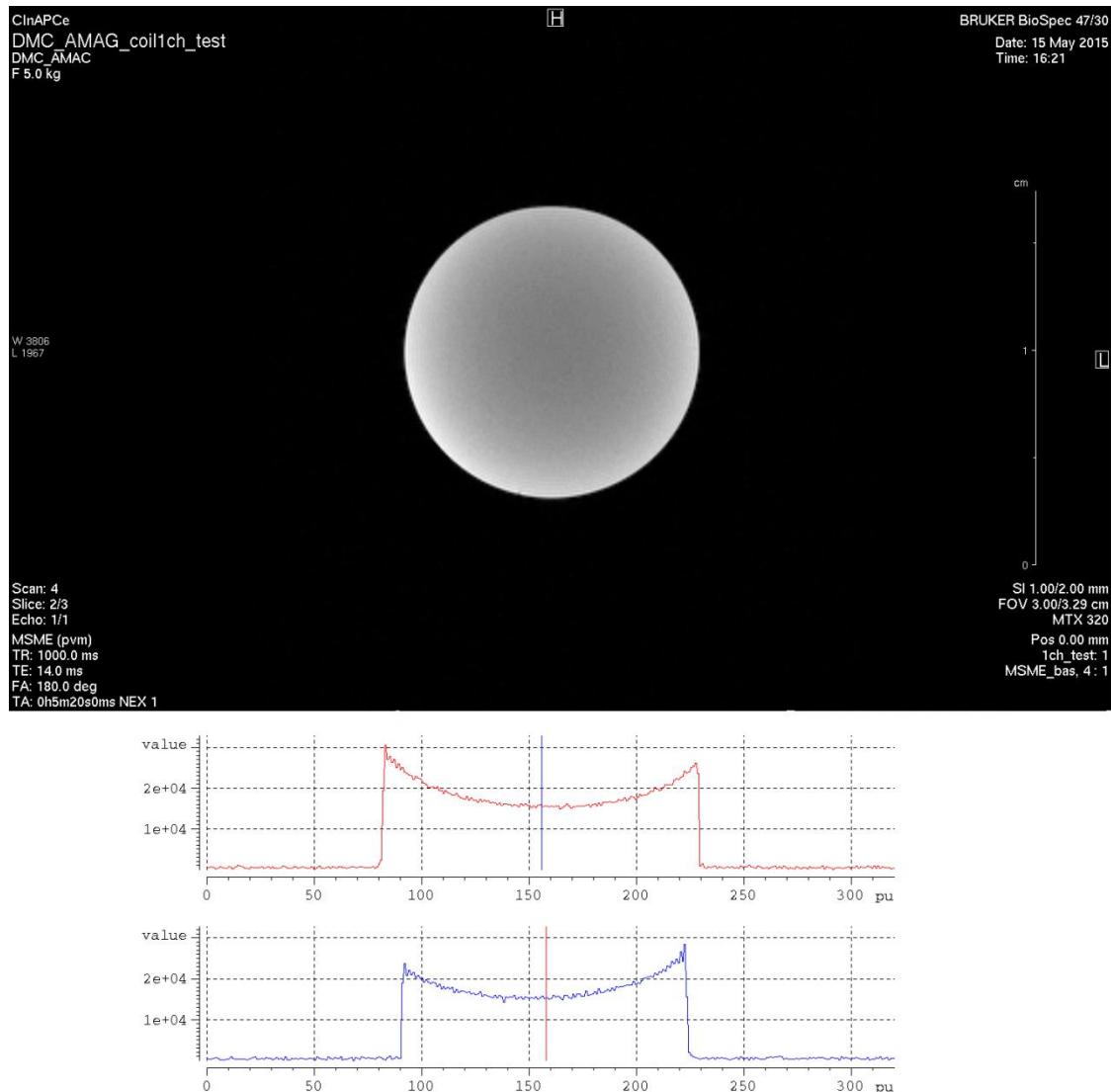


Figura 7-19 Plano Coronal de um pequeno *phantom* cilíndrico produzido por uma sequência MSME usando a bobina SDC como transmissora e uma bobina de superfície de 1 canal como receptora. Em baixo temos o padrão de intensidade de pixels ao longo dos eixos horizontal (vermelho) e vertical (azul) de cada plano.

Na Figura 7-19 é possível notar que a utilização da bobina SDC em conjunto com uma bobina de superfície dedicada à recepção produz uma boa imagem de um phantom cilíndrico. No diagrama de padrão de intensidade da imagem é possível notar a característica de uma bobina de superfície como receptora, a intensidade de campo magnético diminui com a distância à bobina, então vemos que a sensibilidade da bobina diminui com a distância, a bobina de superfície é um *loop* localizado próximo às extremidades do phantom. Uma análise numérica detalhada das características dessa imagem também é apresentada na Tabela 7-3.

Tabela 7-3 Análise numérica das imagens de phantoms feitas com a bobina SDC.

| | MSME Axial com <i>Phantom</i> esférico | MSME Coronal com <i>Phantom</i> esférico | MSME Sagital com <i>Phantom</i> esférico | MSME Coronal usando uma bobina de superfície como receptora |
|--------------------------------------|--|--|--|--|
| NU [%] | 4,37 | 4,73 | 4,34 | 12,09 |
| RSR | 41,59 | 42,95 | 42,91 | 90,55 |
| Atenuação para pulso $\pi/2$ [dB] | 15,1 | 15,1 | 15,1 | 14,7 |
| Atenuação para pulso π [dB] | 5,1 | 5,1 | 5,1 | 4,7 |
| Resolução [cm/pixel] | 0,0391 | 0,0391 | 0,0391 | Read: 0,0094 P1: 0,0103 |

Os valores de NU para os três planos são muito superiores aos da bobina tipo Sela. Diferentemente da bobina tipo Sela, não vemos nenhuma grande perda de homogeneidade nessas figuras, mesmo nos pontos perto das extremidades do *phantom*.

O RSR para o plano axial está melhor que o da bobina tipo Sela, mesmo com a SDC sendo maior fisicamente. Sinal de que ela é bem eficiente, resultado esse influenciado pelo seu alto fator de qualidade de 204. Infelizmente os planos Coronal e Sagital da bobina SDC foram feitos com a sequência RARE, que tem desempenho inferior ao da sequência MSME no quesito RSR. Portanto fica difícil comparar essas imagens, mas levando-se em consideração o resultado do plano Axial, é provável que a SDC conseguiria RSR superior à bobina tipo Sela caso essas imagens tivessem sido feitas com a sequência MSME.

Em termos de utilização de potência, a bobina SDC necessita de apenas 0,7 dB a mais de potência para excitar a mesma amostra que bobina Sela. Com a mesma potência o campo magnético produzido por ela é um pouco menos intenso já que a corrente na SDC é distribuída no dobro de condutores que a bobina Sela, mas esse é um valor pequeno a se pagar por mais homogeneidade de campo.

A imagem feita com a bobina receptora mostra a finalidade com que esse trabalho foi feito. A relação sinal-ruído mais que dobra para 90,55 e conseguimos fazer imagens com alta resolução de leitura como essa de 0,0094 cm/pixels. O sucesso dessa combinação com a bobina de superfície mostra que o sistema de desacoplamento ativo da bobina SDC está

funcionando muito bem. A imagem limpa e sem artefatos demonstra que a transmissora faz seu papel e a nova blindagem também contribui para a melhora do desempenho da receptora, ao conseguir reduzir os ruídos e não sofrer com nenhum artefato causado por *eddy currents*.

Uma comparação interessante entre as imagens do plano axial do *phantom* esférico produzidas pela Sela e pela SDC através da sequência MSME é apresentada na Figura 7-20. Apesar da bolha de ar que não deveria estar no *phantom*, com o sistema de cores é possível visualizar mais facilmente a grande superioridade da bobina tipo SDC.

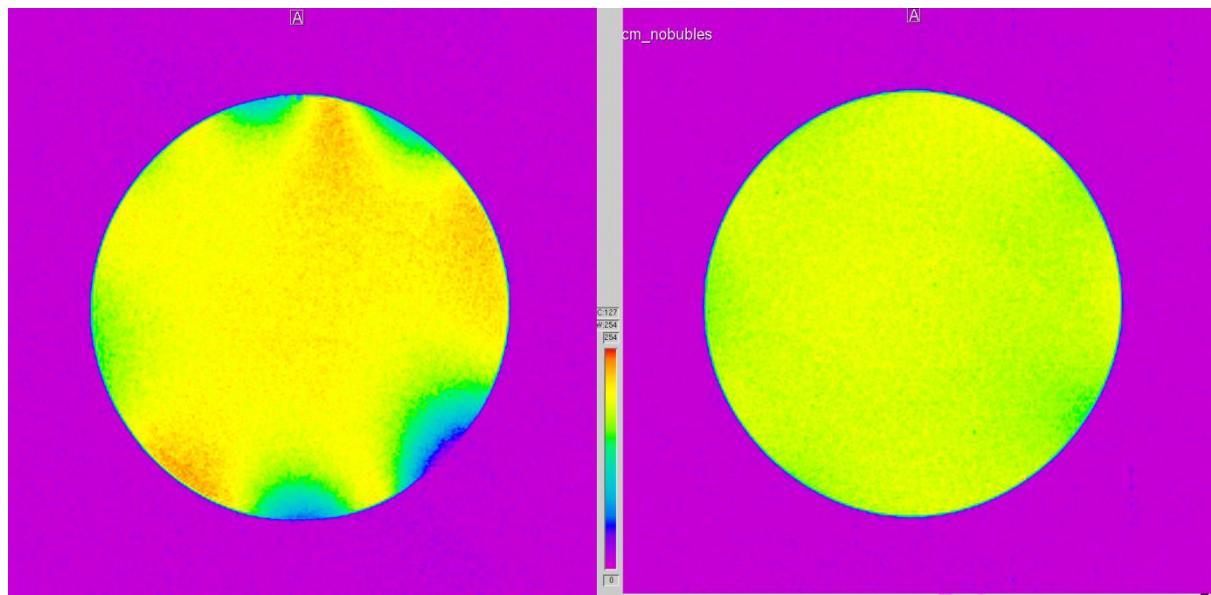


Figura 7-20 Comparação entre imagens do plano axial do *phantom* esférico produzidas pela SDC (direita) e pela Sela (esquerda), ambas utilizando a sequência MSME com os mesmos parâmetros, mesmo FOV e mesmos níveis de contraste.

Por fim, foram realizadas imagens de estruturas, mais especificamente de um Kiwi. Na Figura 7-21 temos uma imagem excelente, com ótimo contraste e alta resolução de 0,025 cm/pixel. É possível ver com clareza as estruturas da fruta, incluindo as pequenas sementes que possuem dimensões da ordem de apenas 1mm de comprimento. Deve ser destacado que essa imagem ótima foi feita pela SDC no modo *Transceiver*, o que prova que a bobina funciona muito bem não apenas como transmissora, mas como receptora também, o que é um ótimo indicativo de suas qualidades.

Na Figura 7-22 temos o mesmo Kiwi, mas visto em seu plano Coronal. Nesta imagem podem ser destacadas as mesmas qualidades que na anterior, as estruturas da fruta podem ser vistas com bom nível de contraste e resolução.

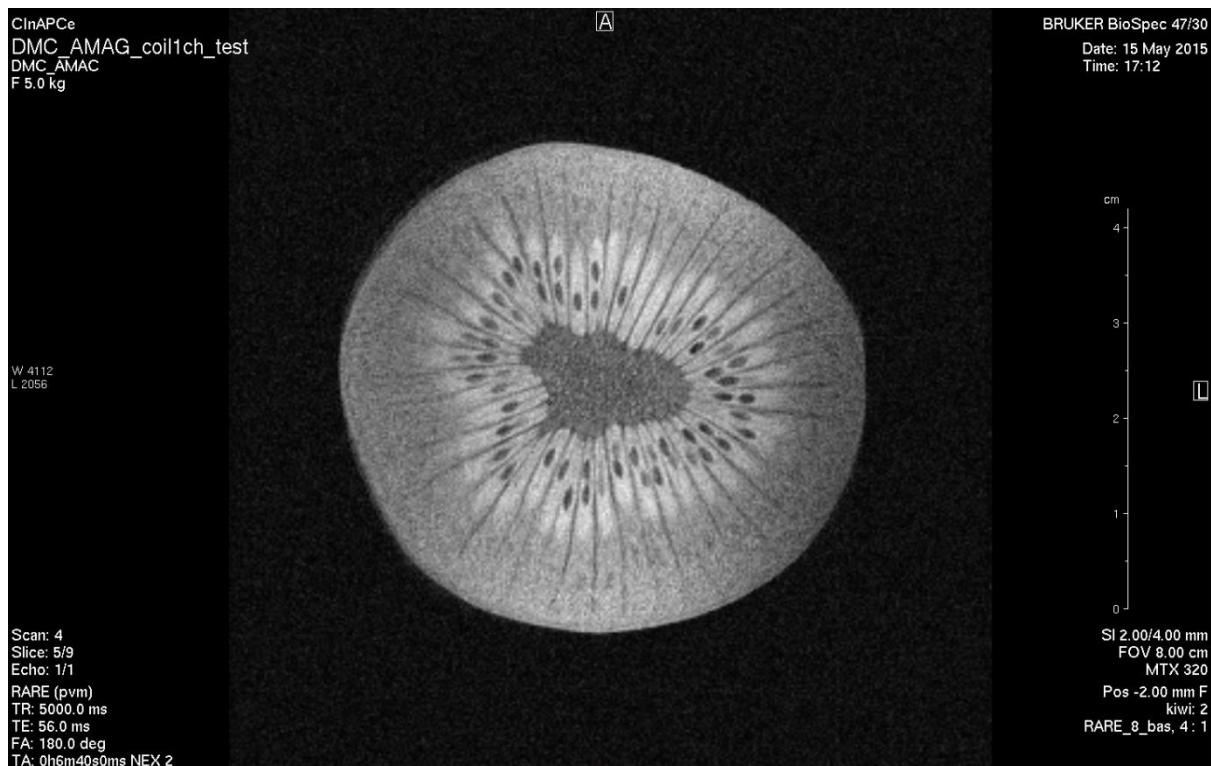


Figura 7-21 Plano Axial de um Kiwi, produzido pela bobina SDC no modo *transceiver* e usando sequência RARE.



Figura 7-22 Plano Coronal de um Kiwi, produzido pela bobina SDC no modo *transceiver* e usando a sequência RARE.

Foi realizada também uma imagem do Kiwi com uma sequência muito rápida, a EPI, que varre o espaço K todo com um único pulso de RF. Na Figura 7-23 nota-se que a imagem possui boa qualidade tendo em vista suas características rápidas. Pode-se identificar as mesmas estruturas que nas imagens anteriores, incluindo as minúsculas sementes da fruta.

É importante notar também que não vemos nenhum artefato nessa imagem rápida, provando que a bobina SDC está apta a trabalhar com sequências rápidas, e que a nova blindagem está sendo realmente eficiente contra a indução de *eddy currents*.

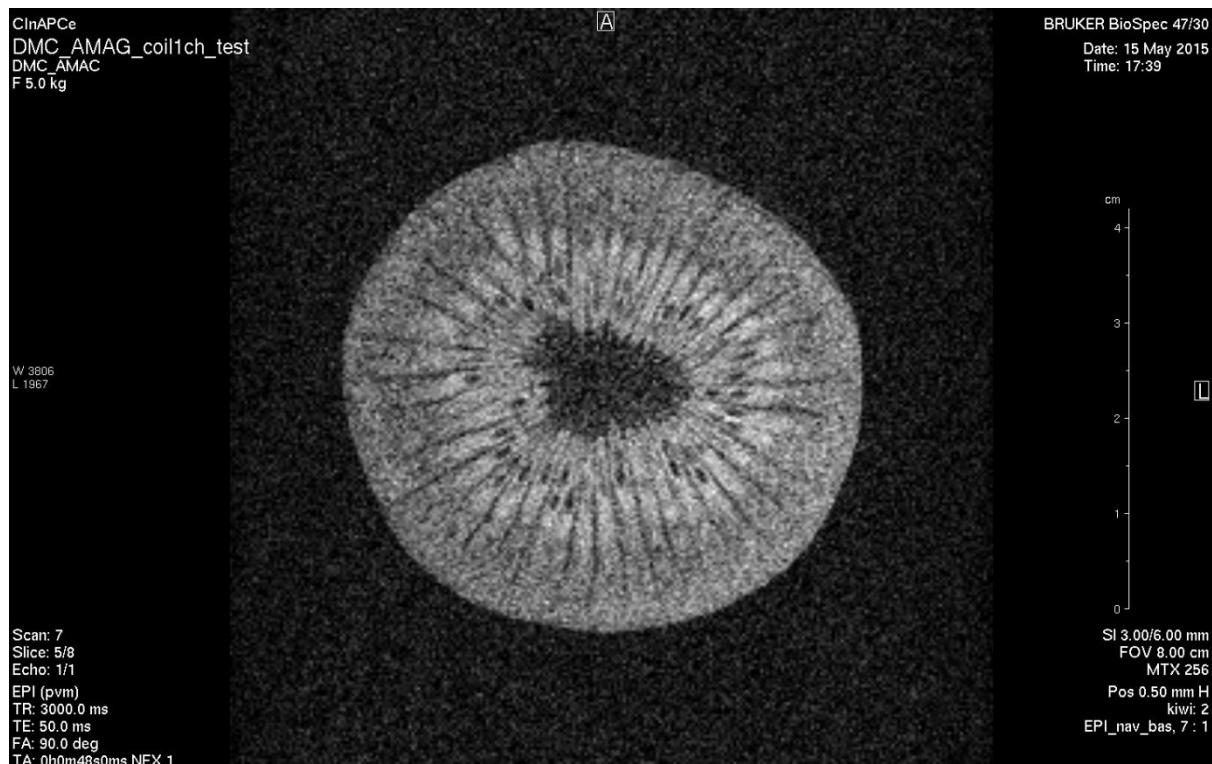


Figura 7-23 Plano Axial de um Kiwi, produzido pela bobina SDC no modo *transceiver* e usando uma sequência muito rápida, a EPI.

Para finalizar, foram feitas algumas imagens com ratos. Na Figura 7-24 temos a imagem de um rato, é possível notar seu cérebro com boa definição. Foi usada a bobina SDC no modo Transceiver e a sequência RARE para melhora do contraste.

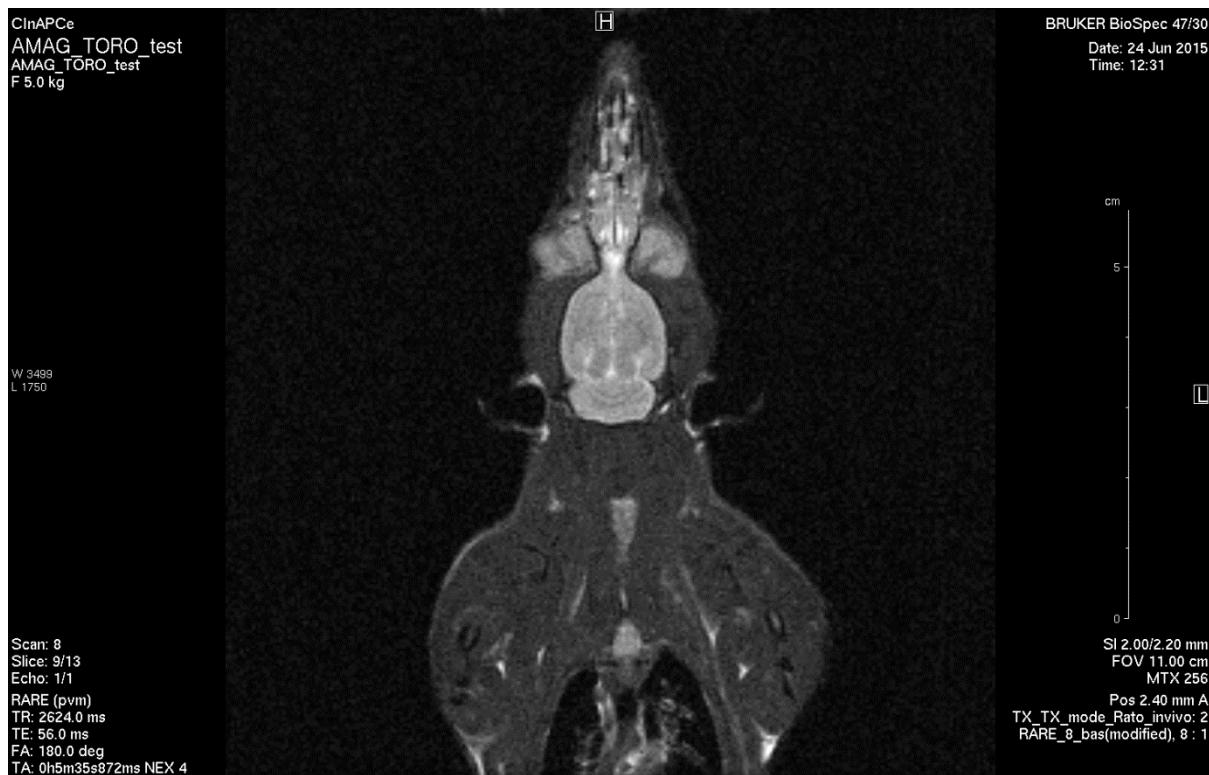


Figura 7-24 Plano Coronal de um rato, com visualização do cérebro. Produzido pela bobina SDC no modo transceiver.

Por último, foi realizada uma comparação para demonstrar a utilidade de se utilizar bobinas de superfície como receptoras. Na Figura 7-25 temos imagens do cérebro de um rato, feitas com a bobina SDC no modo Transceiver (direita) e no modo TORO (esquerda). As duas imagens foram feitas usando-se exatamente a mesma sequência e os mesmos parâmetros, uma sequência RARE, campo de visão de 3,8 cm por 2,63 cm, TR = 4500 ms, TE = 67,1 ms, matriz de 256 pontos, três médias.

Na imagem da esquerda, é fácil notar o padrão de sensibilidade da bobina de superfície receptora, colocada na região superior da imagem. Vemos que o padrão de sensibilidade é mais alto próximo à bobina receptora e vai decaindo com a distância. Se estamos interessados apenas em analisar a região do cérebro, podemos comparar as imagens com a criação de duas regiões de interesse, ROI1(pequeno círculo sobre o cérebro) e ROI2 (grande círculo fora da imagem, na região de ruído). As comparações entre as duas imagens podem ser vistas na Tabela 7-4. Com a utilização de uma bobina de superfície como receptora, conseguimos uma RSR três vezes maior que aquela obtida no modo Transceiver, mantendo a mesma resolução espacial de 103 μ m/pixel.

Conclui-se que a bobina SDC funcionou adequadamente tanto no modo Transceiver, quanto no modo TORO, com a utilização de bobinas de superfície como receptoras. O ganho na RSR sobre a região de interesse por um fator de três é muito significativo, e justifica o uso da bobina no modo TORO sempre que possível e adequado.

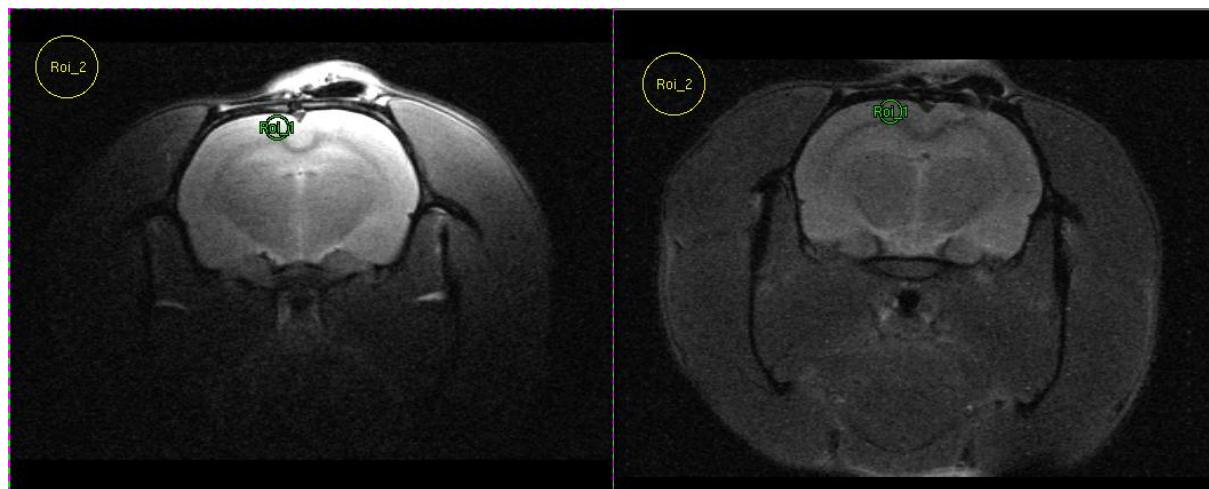


Figura 7-25 Comparação entre imagens do cérebro de um rato. À esquerda com a SDC no modo TORO e à direita com a SDC no modo Transceiver.

Tabela 7-4 - Parâmetros das imagens do cérebro de um rato com a bobina SDC no modo Transceiver e no modo TORO.

| Parâmetros | SDC no modo Transceiver | SDC no modo TORO |
|----------------------------------|-------------------------|------------------|
| RSR | 13,99 | 41,45 |
| Resolução espacial [cm/pixel] | 0.0103 | 0.0103 |

8. Conclusões

Todas os componentes deste projeto alcançaram seus objetivos de desempenho e apresentaram resultados satisfatórios para comprovar isso.

A Blindagem Segmentada de Dupla Face eliminou artefatos de perturbação de fase causados por *eddy currents* e garantiu ótima estabilidade de sintonia e casamento de impedância às bobinas desenvolvidas nesse trabalho. Um desempenho incrível tendo em vista que essa blindagem é extremamente barata quando comparada àquelas produzidas por grandes empresas e disponíveis no mercado, onde se pode encontrar centenas de capacitores para interligar os condutores segmentados.

O filtro passa-baixas cumpriu seu papel em acoplar os sinais RF e DC, e proteger o espectrômetro. Fornecendo também uma maior praticidade pela existência de apenas um cabo coaxial interligando a bobina ao espectrômetro.

O circuito de sintonia e casamento de impedância se mostrou eficaz. O balun na entrada do circuito junto com uma configuração simétrica de componentes forneceu uma alimentação balanceada à bobina, que não sofreu por acoplamentos capacitivos com as amostras e também não passou por problemas de correntes em modo comum no shielding do cabo coaxial. As duas bobinas apresentaram uma boa faixa de ajuste de frequência de ressonância, sendo possível a realização de *tuning* e *matching* para todas as amostras que se usou, desde aquelas que produziam grandes acoplamentos capacitivos até aquelas com grandes acoplamentos indutivos.

O sistema de desacoplamento ativo com 4 diodos PIN em paralelo propiciou uma diminuição da resistência desses componentes e permitiu que as bobinas tivessem bons valores de fator de qualidade, 266,81 para a bobina Sela e 204 para a bobina SDC. As bobinas foram capaz de produzir uma ótima imagem quando utilizada como transmissora em conjunto com uma bobina de superfície como receptora. Provando que o sistema de desacoplamento ativo funcionou muito bem.

A bobina tipo Sela funcionou da maneira esperada e em conjunto com todos os outros dispositivos produziu boas imagens. Teve também o mérito de comprovar o funcionamento desses outros dispositivos antes que o protótipo final pudesse ser iniciado.

Com mudanças em sua geometria, a bobina SDC produziu ótimos valores de *non-uniformity factor* (NU), chegando a apenas 4,37% em seu plano axial com a sequência MSME para uma Região de Interesse (ROI) envolvida em cerca de 70% de seu diâmetro interno. Produziu imagens excelentes de um Kiwi no modo *Transceiver*, foi capaz de

trabalhar bem ao produzir uma imagem sem artefatos com uma sequência muito rápida como a EPI, e possibilitou uma boa faixa de ajuste de sintonia e casamento de impedância. Produziu imagens do cérebro de um rato no modo Transceiver e no modo TORO, provando que a bobina desenvolvida funciona bem em ambos os modos e evidenciando o ganho de RSR para uma região de interesse específica quando usada no modo TORO em conjunto com bobinas de superfície como receptoras. Todos estes fatores provaram que esta geometria é realmente muito versátil, pois propicia um campo altamente homogêneo em um transdutor relativamente fácil de se construir e possível de ser sintonizado para uma grande faixa de frequências. Versatilidade essa que não é possível de se alcançar em um ressoador como o *Birdcage*.

As sugestões de melhoria a esse trabalho são: a melhoria na Engenharia de Produto da bobina, para que a mesma alcance a robustez desejada; a construção de uma blindagem mais comprida, para que a bobina possa ser colocada no centro da blindagem; e a otimização dos layouts dos circuitos do filtro e do circuito de sintonia e casamento de impedância, que podem ter seus tamanhos levemente reduzidos.

Referências Bibliográficas

- [1] H. Panepucci and A. Tannús, Magnetic Resonance Imaging - Tutorial I, Instituto de Física de São Carlos - USP.
- [2] J. Mispelter, M. Lupu e A. Bruguet, NMR Probeheads for Biophysical and Biomedical Experiments, Imperial College Press, 2006.
- [3] J. Tropp, "The theory of the bird-cage resonator," *Journal of Magnetic Resonance*, 1989.
- [4] D. Papoti, "Desenvolvimento de Bobinas de RF Transmissoras e Receptoras do tipo Phased Arrays para experimentos de imagens por Ressonância Magnética em ratos," São Carlos - SP, 2011.
- [5] C. Salmon, E. Vidoto, M. Martins and A. Tannús, "Optimization of Saddle Coils for Magnetic Resonance Imaging," *Brazilian Journal of Physics*, vol. 36, 2006.
- [6] R. Stollberger and P. Wach, "Imaging of the Active B1 Field in Vivo," *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 35, pp. 246-251, 1996.
- [7] NEMA - National Electrical Manufacturers Association, "Determination of Signal-to-Noise Ratio (SNR) in Diagnostic Magnetic Resonance Imaging," 2015. [Online]. Available: <https://www.nema.org/Standards/Pages/Determination-of-Signal-to-Noise-Ratio-in-Diagnostic-Magnetic-Resonance-Imaging.aspx#download>.
- [8] R. F. Xavier, "Desenvolvimento e construção de bobinas de gradiente com Blindagem Ativa com aplicação em Imagens por RMN," São Carlos, SP., 2000.
- [9] F. Bonetto, E. Anoardo and M. Polello, "Saddle Coils for Uniform Static Magnetic Field Generation in NMR Experiments," *Concepts in Magnetic Resonance Part B*, pp. 9-19, August, 19th March 2005.
- [10] Microsemi-Watertown, The PIN Diode Circuit Designers' Handbook, Watertown, 1998.
- [11] D. Papoti, E. Vidoto, M. Martins and A. Tannus, "Effects of Crossing Saddle Coil Conductors: Electric Length X Mutual Inductance," *Concepts in Magnetic Resonance Part B*, vol. 37B, no. 3, pp. 193-201, 2010.
- [12] P. Mansfield and P. Morris, "NMR Imaging in Biomedicine," 1982.

Referências de figuras

Figura 2-2 - Retirado de [1].

Figura 2-3 - Retirado de [4].

Figura 2-4 - Retirado de [1].

Figura 2-5 - Retirado de [2].

Figura 2-6 - Retirado de [4].

Figura 2-7 - Retirado de [4].

Figura 3-3 - Retirado de [4].

Figura 6-1 - Retirado de [2].

Figura 6-2 - Retirado de [2].

Figura 6-8 - Retirado de [2].

Figura 6-9 - Retirado de [10].

Figura 6-10 - Retirado de [10].

Figura 7-1 - Retirado de [11].

Apêndice A - Cálculos para demonstrar que os diodos PIN conseguirão controlar os sinais de RF de alta potência.

Após a realização de simulações no software LTspice para a estimativa da corrente que passa em cada diodo PIN, e tendo escolhido a corrente de polarização dos diodos PIN como 100 mA, é possível calcular se o diodo PIN conseguirá controlar tal intensidade do sinal de RF com aquela corrente de polarização.

Para que o diodo PIN funcione adequadamente quando diretamente polarizado, é necessário que ele não fique reversamente polarizado durante a metade negativa do ciclo senoidal de corrente de RF que passa por ele[10]. A carga armazenada na região intrínseca do diodo é dada pela seguinte expressão:

$$Q = I_F * \tau \quad (18)$$

Onde: Q = Carga armazenada na região intrínseca do diodo PIN em Coulombs.

I_F = Corrente de polarização do diodo PIN = 100 mA.

τ = Tempo de recombinação mínimo para o diodo UM4006SM = 5 μ s.

Pela equação 18, temos que a carga armazenada na região intrínseca de cada um dos quatro diodos PIN será de 500 nC.

Seja q a carga armazenada nos ciclos negativos da onda de RF, para que o diodo PIN não saia do estado diretamente polarizado, devemos quer que a carga Q seja maior que a carga q :

$$Q > q \quad (19)$$

De acordo com as simulações no software LTspice, ver Figura 6-15 e Figura 7-11, as correntes que fluem sobre cada um dos diodos PIN valem 9,21 A e 10,17 A, para a bobina Sela e para a bobina SDC, respectivamente. Tais correntes são ilustradas na Figura A-0-1.

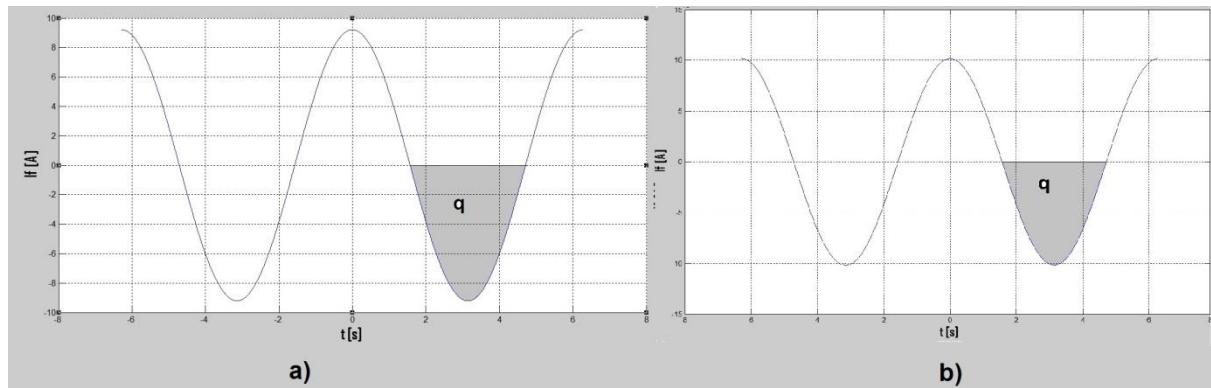


Figura A-0-1 - Ilustração das correntes que passam em cada um dos quatro diodos, as regiões rachuradas representam o ciclo negativo das correntes sobre os diodos. a) Para a bobina tipo Sela, com uma amplitude de 9,21 A. b) Para a bobina SDC, com uma amplitude de 10,17 A.

A corrente q , acumulada no diodo durante o ciclo negativo de corrente, é dada pela integral da corrente durante o período desse ciclo.

$$q = \int_{\pi}^{2\pi} I_d * \sin(2 \cdot \pi \cdot F_{res} \cdot t) * dt \quad (20)$$

Onde: q = carga armazenada na região intrínseca no ciclo negativo da corrente.

I_d = Amplitude da corrente sobre o diodo.

F_{res} = Frequência de operação das bobinas = 85,24 MHz.

Resolvendo a equação 20 para os casos das duas bobinas, temos que q vale a carga q vale 22,69 nC e 25,06 nC, para a bobina Sela e para a bobina SDC, respectivamente. Esses valores são muito menos que a carga $Q = 500$ nC, logo a inequação 19 é satisfeita.

Conclui-se portanto que as correntes de polarização de 100 mA são mais que suficientes para que os diodos PIN funcionem adequadamente e consigam controlar os níveis de potência dos sinais que passarão por eles, mesmo quando essas bobinas forem submetidas às situações mais demandantes em termos de potência.