UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
INSTITUTO DE FÍSICA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE FÍSICA E INFORMÁTICA

PROJETO DE TRANSDUTORES E OTIMIZAÇÃO DO SISTEMA DE RECEPÇÃO DO TOMÓGRAFO DE RMN DE CAMPO MAGNÉTICO ULTRA BAIXO

Edson Luiz Géa Vidoto

OK
USP / IFQSC / SBI
8-2-001070

Dissertação apresentada ao Instituto de Física de São Carlos para obtenção do título de Mestre (Física Aplicada).

Orientador
Prof. Dr. Horácio Carlos Panepucci

São Carlos, 1995

IFSC — SERVIÇO DE BIBLIOTECA E INFORMAÇÃO

IFSC Universidade de São Paulo
Instituto de Física de São Carlos

Fone(0162) 72-6222
Fax (0162) 74-9151

Av. Dr. Carlos Botelho, 14
Caixa Postal 369
CEP 13560-970 - São Carlos - S
Brasil

MEMBROS DA COMISSAO JULGADORA DA DISSERTACAO DE MESTRADO DE **EDSON LUIZ GEA VIDOTO** APRESENTADA AO INSTITUTO DE FISICA DE SAO CARLOS, DA UNIVERSIDADE DE SAO PAULO, EM 24/03/1995

COMISSAO JULGADORA:

Prof.Dr.Horácio Carlos Panepucci

Prof.Dr.Jan Frans Willem Slaets

Prof.Dr.Alberto Passos Guimarães

Agradecimentos

Ao prof. Dr. **Horácio C. Panepucci,** pela amizade, orientação, pelo incentivo, dedicação e sabedoria de grande mestre dispensados nas resoluções dos problemas enfrentados durante o trabalho.

Ao prof. Dr. **Alberto Tannús**, pela amizade, pela colaboração e sugestões ao longo das diversas fases do trabalho e por ser o responsável por parte do *software* que permitiu a execução das imagens mostradas neste trabalho.

Ao prof. Dr. **Tito José Bonagamba,** que foi meu orientador nos tempos de iniciação científica, pessoa com quem aprendi a gostar de instrumentação para ressonância magnética e por quem tenho amizade, respeito e estima.

Ao engenheiro **Mateus José Martins**, pela amizade destes anos, pelo apoio e frutíferas discussões de ordem técnica nos trabalhos que foram desenvolvidos em conjunto, e também por ser responsável por parte do *software* que permitiu a execução das imagens obtidas.

Aos técnicos do laboratório **João Gomes da Silva, Odir Adolfo Canevarollo, José Carlos Gaziro** e **José Luís Menegazzo**, pelo apoio técnico dado em todas as fases deste trabalho e pelo profissionalismo com o qual executaram-no, tornando-o o que ele é hoje. E sobretudo, pela amizade que proporcionaram nestes anos de convivência diária.

À nossa secretária **Leila Lamon**, pela amizade e pela dedicação presentes durante estes anos de trabalho.

Aos meus colegas do laboratório de imagens, **Bernd Foster** e **Bráulio Muniz**, pela ajuda que proporcionaram dentro do laboratório e pelos laços de amizade que mantemos.

Ao Dr. **Clóvis Strini Magon**, pela dedicação e grande colaboração com o nosso grupo na seleção de voluntários, no acompanhamento e interpretação das imagens obtidas, e sobretudo pela amizade que esta convivência promoveu.

Aos demais colegas e professores do laboratório de ressonância, pela amizade e companheirismo que proporcionaram durante estes anos.

Às inúmeras pessoas que foram voluntárias na execução das imagens, que proporcionaram uma avaliação positiva do trabalho desenvolvido e que me deram a satisfação de vê-lo extrapolar as fronteiras acadêmicas, vindo a beneficiar a comunidade.

À minha família (**Natalino, Antônia, Ednéa** e **Ednalva**), que sempre me incentivou e me apoiou em todos os momentos.

À minha companheira, **Edna**, que esteve ao meu lado nos momentos bons e nos mais difíceis, sempre dedicada, e com muito amor e carinho.

Às entidades financiadoras, **CNPq, CAPES, FAPESP** e **PADCT/FINEP**, por terem proporcionado os subsídios para a realização deste trabalho.

Conteúdo

Resumo **1**

Abstract **2**

Introdução **3**

1. Introdução à imagem por ressonância magnética nuclear **4**

1.1. A natureza do sinal de ressonância magnética nuclear e sua captação 4

1.1.1. Magnetização macroscópica de um volume elementar 5

1.1.2. Excitação de um volume elementar em um campo magnético 6

1.1.3. Captação do sinal de RMN 7

1.2. Geração de imagens por RMN 8

1.2.1. Codificação espacial de frequências: Gradiente de campo magnético. 8

1.2.2. Seleção de planos tomográficos. 9

1.2.3. Densidade de magnetização unidimensional 10

1.2.4. Imagem em mais de uma dimensão. 14

1.2.5. Resolução e a influência da relação sinal-ruído. 18

1.3. Sistemas de excitação e de captação de sinais de RMN 20

1.3.1. O tomógrafo de ressonância magnética nuclear de 500 Gauss - TORM 005 21

Referências bibliográficas do capítulo 1 23

2. Redução de interferências eletromagnéticas no TORM 005 ..... **24**

2.1. Noções sobre interferência eletromagnética 24

2.1.1. Transmissão da interferência eletromagnética 25

2.1.2. Prevenção de interferência eletromagnética 26

2.2. Identificação dos pontos críticos de interferência eletromagnética no TORM 005 27

2.2.1. Interferência através de condutores 27

2.2.2. Blindagem eletromagnética 29

2.2.2.1. Avaliação da qualidade da blindagem eletromagnética do TORM 30

2.3. Diminuição da susceptibilidade do sistema à interferência eletromagnética.....32
2.3.1. Modificações na blindagem eletromagnética do TORM.....33
2.3.1.1. Verificação da atenuação da blindagem após as modificações.....36
2.3.2. Prevenção das interferências vindas através dos condutores.....37
2.3.2.1. Filtros para as linhas de alimentação dos circuitos de baixa potência.....37
2.3.2.2. Filtros para os condutores das bobinas de gradiente de campo.....39
2.3.3. Modificação nas conexões com o terra.....50
2.3.4. Resultado das modificações executadas no TORM 005.....51
2.4. Diagramação do TORM 005 baseado no espectrômetro da Analogic AN9100.....53
Referências bibliográficas do capítulo 2.....55

3. Circuitos de proteção e de sintonia para bobinas de imagens por RMN.....56
3.1. Circuito de proteção contra sobrecarga da entrada do pré-amplificador de RF.....56
3.1.1. Princípio de funcionamento.....57
3.1.3. A proteção para o TORM 005.....58
3.1.4. Construção do circuito de proteção.....59
3.2. Circuito para desacoplamento entre bobinas transmissora e receptora.....63
3.2.1. Circuito para desacoplamento da bobina transmissora.....64
3.2.2. Circuito para desacoplamento da bobina receptora.....65
3.3. Estudo de circuitos para sintonia de bobinas.....71
3.3.1. Circuitos convencional e balanceado.....72
3.3.2. Circuitos balanceados: capacitivo e indutivo.....74
3.3.3. Uso de capacitores em série com o enrolamento da bobina.....76
3.3.4. Resultados experimentais dos métodos de acoplamento.....77
3.4. Circuito para sintonizar os transdutores de recepção.....79
Referências bibliográficas do capítulo 3.....81

4. Projeto e realização de bobinas para imagens no TORM 005.....83
4.1. A relação sinal-ruído intrínseca do detector.....83
4.1.1. O sinal de RMN convertido em sinal elétrico.....84
4.1.2. O ruído produzido pelo transdutor.....86
4.1.3. O sinal de RMN e o ruído do transdutor.....87
4.2. A homogeneidade de campo para bobinas de imagem.....88
4.2.1. Uniformidade de campo para bobinas transmissoras.....89
4.2.2. Uniformidade de campo para bobinas receptoras.....89

4.3. Construção de bobinas para imagem de cabeça 90
4.3.1. Descrição das bobinas estudadas 90
4.3.2. Parâmetros elétricos e campo magnético das bobinas de cabeça 93
4.3.3. Medida da relação sinal-ruído nas bobinas 98
4.3.4. Configuração final e resultados da bobina de cabeça 99
4.4. Bobinas para coluna lombar e tíbia 103
Referências bibliográficas do capítulo 4 107

Conclusão 108

Apêndice I 110

Apêndice II 112

Resumo

O objetivo deste trabalho foi melhorar a relação sinal-ruído de um sistema de imagens por ressonância magnética nuclear (TORM 005), através do desenvolvimento de bobinas de recepção mais eficientes, de circuitos de sintonia balanceados, circuitos de desacoplamento de potência para as bobinas receptoras e da melhoria do ambiente eletromagnético no qual os transdutores trabalham.

Para isso, houve necessidade de se modificar a blindagem eletromagnética interna ao TORM 005 e incorporar filtros nas linhas de sinal mais críticas para o sistema.

Novas bobinas para imagem foram desenvolvidas, melhorando a relação sinal-ruído e permitindo a execução de exames clínicos de diversas anatomias com qualidade superior.

Sistemas de sintonia balanceados para as bobinas foram estudados e implementados, garantindo uma redução nas perdas destas bobinas devido à presença de um paciente em seu interior e permitindo uma maior reprodutibilidade da sintonia delas quando um paciente é substituído por outro.

Circuitos para proteção da entrada do receptor e para desacoplamento da bobina receptora durante os pulsos de RF na transmissão foram desenvolvidos, construídos e incorporados ao TORM 005.

O conjunto destas implementações garantiram ao TORM 005 uma melhora na relação sinal-ruído, na confiabilidade de operação e na reprodutibilidade dos resultados e consequentemente uma melhor qualidade da imagem, o que tem permitido o uso constante do aparelho para aplicações clínicas e no desenvolvimento de novos trabalhos relacionados com imagem por RMN em ultra-baixo campo magnético.

Abstract

The aim of the present work was to optimize the signal to noise ratio in our NMR imaging system (TORM 005) by improving transducers' reception quality through better designed coils, balanced tuning circuit for this coils and power decoupling circuits and by reducing interference from the electromagnetic environment.

For this purpose, we had to modify the internal electromagnetic shielding and incorporate line filters in the more critical signal paths.

Also, new types of coils were developed, improving the signal to noise ratio, and allowing us to make clinical exams with superior quality for several anatomies.

Balanced circuits for tuning and matching of the coil were studied and built, allowing a reduction of the coil losses because patient's load. This produced a more reliable coil tuning after positioning each new patient.

Circuits to avoid the receiver input overload and decoupling circuits for the isolation of receiver coils from excitation coil were designed and incorporated to the TORM 005.

All these alterations of our imaging system (TORM 005) contributed to a significant improvement in the signal to noise ratio, reliability and reproducibility of the system. This permitted to operate the system routinely for clinical applications, research and development in the area of ultra low magnetic field tomography.

Introdução

A ressonância magnética nuclear (RMN) é atualmente uma das mais poderosas técnicas que a ciência moderna dispõe para análise de substâncias orgânicas *in vivo* ou *in vitro*.

A tomografia computadorizada por raios-x, por sua vez, revolucionou os métodos de diagnósticos médicos não invasivos, especialmente nos exames neurológicos.

A junção destas duas inovações tecnológicas nestes últimos vinte anos, resultou num poderoso método de diagnóstico não invasivo e não prejudicial à saúde: a *tomografia por ressonância magnética nuclear*.

A qualidade da imagem de ressonância magnética é, em quase todos os aspectos, superior à de tomografia computadorizada de raios-x, permitindo imagens mais nítidas em qualquer orientação espacial, no caso de seleção planos, ou tridimensional, se necessário. Uma imagem de RMN pode visualizar o contraste entre os tecidos ou fluxo de sangue dentro do organismo.

Altamente superior, em termos de diagnósticos clínicos, a *tomografia por ressonância magnética nuclear*, ainda hoje, é um exame de alto custo para a maioria das pessoas que dele necessitam. Atualmente nenhum neurologista fornece um diagnóstico definitivo sem uma tomografia do paciente, e muitas vezes é recomendado que se faça uma "ressonância". A potencialidade deste tipo de exame, foi um dos principais motivos a estimularem o desenvolvimento deste trabalho.

Capítulo 1

Introdução à imagem por ressonância magnética nuclear

1.1. A natureza do sinal de ressonância magnética nuclear e sua captação

Uma variedade de núcleos atômicos apresenta uma propriedade fundamental para que exista o fenômeno de ressonância magnética nuclear (RMN): o momento magnético nuclear (μ). Essa propriedade faz com que o núcleo comporte-se como um pequeno imã que gira em torno de seu próprio eixo (*Morris* [1], *Fukushima* [2]).

A presença de um campo magnético externo ($\mathbf{B_0}$) produz um torque sobre o momento magnético nuclear. Este torque provoca uma mudança na direção do momento magnético e faz com que ele precessione em torno do campo externo $\mathbf{B_0}$ (figura 1.1).

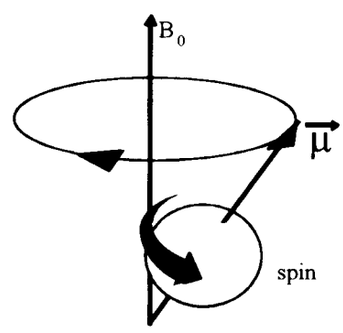


Figura 1.1 - Movimento de precessão de um momento magnético nuclear em torno de um campo estático $\mathbf{B_0}$.

Este movimento de precessão ocorre em uma frequência característica dada em (1.1), conhecida como frequência de Larmor, e é uma relação fundamental em ressonância magnética nuclear.

$$\omega = \gamma \cdot B_0 \tag{1.1}$$

Na equação acima, $\mathbf{B_0}$ é o valor do campo magnético estático, ω é a frequência angular de precessão do núcleo atômico e γ é uma constante que depende da espécie nuclear, e é chamada de fator giromagnético nuclear. Um caso particularmente importante para imagens é o fator giromagnético do núcleo de hidrogênio, que vale 267,48 rd/s/T ou 42,57 MHz/T.

1.1.1. Magnetização macroscópica de um volume elementar

Em qualquer material, um elemento de volume (*voxel*) é constituído de um grande número de átomos. Se estes átomos possuem momento magnético nuclear, eles estarão orientados aleatoriamente e, por consequência, a magnetização resultante será nula.

Porém, se ao material for submetido um campo magnético $\mathbf{B_0}$, os momentos magnéticos irão precessionar em torno dele. Como os momentos magnéticos iniciam a precessão em pontos distintos, as suas componentes, projetadas no plano transversal à direção de $\mathbf{B_0}$, somam-se aleatoriamente, o que resulta em uma magnetização transversal nula. Já as componentes destes momentos, projetadas ao longo da direção do campo estático, encontram-se alinhadas paralelamente a ele, ou na direção contrária (figura 1.2). A soma destas projeções resulta em uma magnetização macroscópica, chamada de magnetização longitudinal, e cuja intensidade é dada pela lei de Curie (equação 1.2).

$$M_0 = \frac{\mathrm{N} \cdot \hbar^2 \cdot \gamma^2 \cdot \mathrm{I} \cdot (\mathrm{I}+1)}{3 \cdot k \cdot T} \cdot B_0 \tag{1.2}$$

onde $\mathbf{B_0}$ é a intensidade do campo magnético, ***N*** é o número de núcleos que têm momento magnético, por unidade de volume, ***h*** é a constante de Plank, γ é o fator giromagnético do núcleo, ***I*** é o spin nuclear, ***T*** é a temperatura em Kelvin, e ***k*** é a constante de Boltzman (*Morris* [1]).

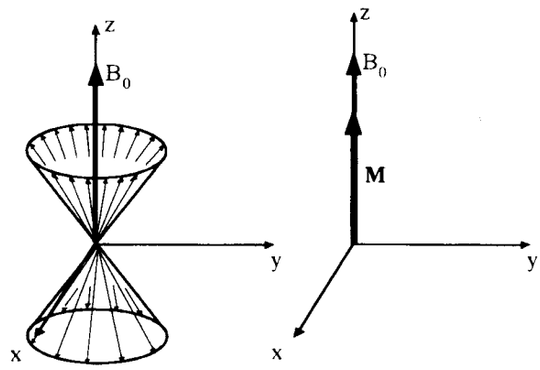


Figura 1.2 Figura mostrando a distribuição dos momentos magnéticos de um *voxel* quando colocado em um campo estático $\mathbf{B_0}$.

1.1.2. Excitação de um volume elementar em um campo magnético

O equilíbrio da magnetização macroscópica na direção de $\mathbf{B_0}$ pode ser perturbado se um segundo campo magnético for aplicado aos momentos magnéticos elementares. Porém, para que a perturbação possa ser significativa, este segundo campo deve provocar um efeito tão significativo quanto o primeiro e, para isso, usa-se um campo magnético alternado com frequência próxima à de precessão dos momentos magnéticos em torno de $\mathbf{B_0}$, que, tipicamente, está na faixa de megahertz (figura 1.3). Esse efeito provoca uma excitação ressonante do sistema, de forma a fazer com que os momentos magnéticos possam precessionar em torno deste segundo campo, $\mathbf{B_1}$.

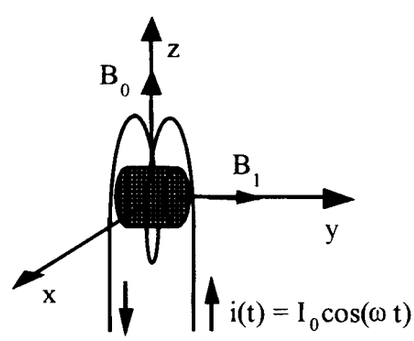


Figura 1.3 - Bobina de RF onde passa uma corrente i(t) produzindo um campo $\mathbf{B_1}$ para fazer a excitação dos momentos magnéticos de um material.

Enquanto $\mathbf{B_1}$ estiver aplicado, os momentos magnéticos precessionarão em torno dele, o que resulta em uma precessão da magnetização macroscópica em torno de $\mathbf{B_1}$.

Se o tempo de aplicação (τ) de $\mathbf{B_1}$ for curto, da ordem de micro ou milissegundos, a magnetização descreverá um ângulo que é medido a partir do eixo **Z** e conhecido como *ângulo de flip*. *Hinsaw* [3] fornece a expressão para o cálculo deste ângulo (1.3).

$$\theta = \gamma \int_0^{\tau} B_1(t)dt \tag{1.3}$$

Dois ângulos de *flip* particularmente importantes em ressonância magnética são os ângulos de $\pi/2$ e π, que significam, respectivamente, que a magnetização está no plano transversal e que ela foi invertida.

1.1.3. Captação do sinal de RMN

$\mathbf{B_1}$ fornece energia aos momentos magnéticos nucleares e, após a aplicação deste pulso de RF, a magnetização encontra-se numa condição de não-equilíbrio e imediatamente inicia-se uma trajetória de precessão em torno de $\mathbf{B_0}$ e de retorno à condição inicial. Isto é regido pelos processos de relaxação no material ao qual pertencem os momentos magnéticos nucleares (*Morris* [1], *Fukushima* [2]). Estes mecanismos fazem com que a magnetização no plano transversal diminua exponencialmente com tempo característico $\mathbf{T_2}$, e com que a magnetização longitudinal se recupere exponencialmente com tempo característico $\mathbf{T_1}$.

A situação de não-equilíbrio com um ângulo θ, em relação ao eixo **Z**, faz com que apareça uma magnetização no plano transversal de valor $M_0\ sen\theta$, que precessiona com a frequência de Larmor. Esta magnetização induz, em uma bobina próxima, uma força eletromotriz na frequência de Larmor que decai exponencialmente com o tempo (figura 1.4). O sinal medido na bobina receptora é conhecido como FID (*Free Induction Decay*)

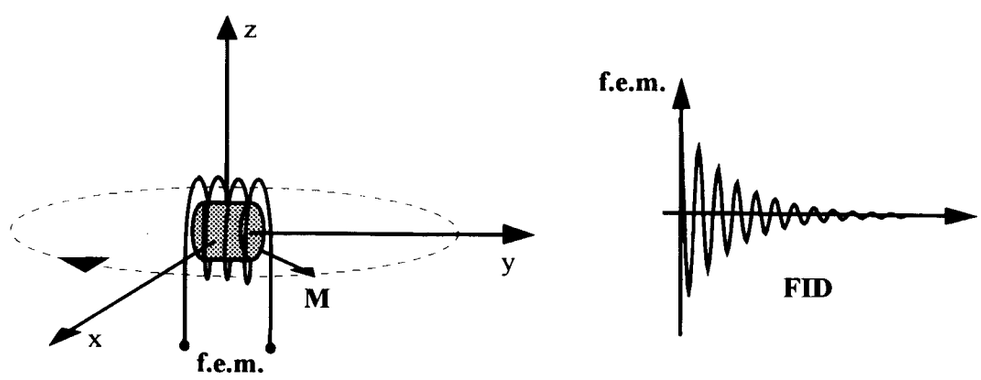


Figura 1.4 Processo de captação de um sinal de RMN. O sinal de RMN é induzido na bobina de recepção à semelhança de um gerador.

1.2. Geração de imagens por RMN

1.2.1. Codificação espacial de frequências: Gradiente de campo magnético.

Uma dependência espacial do campo **B** é introduzida pela superposição de um gradiente de campo variável no tempo $\vec{G}(t)$ com o campo estático $\mathbf{B_0}$, que faz com que o campo resultante **B** tenha a dependência desejada.

$$\vec{B}(r,t) = \vec{B}_0 + \vec{G}(t) \cdot \vec{r} \tag{1.4}$$

onde $\vec{r}$ é o vetor posição.

Dada uma distribuição de intensidades para o campo magnético, a frequência de precessão dos spins obedecerá à relação de Larmor, e consequentemente tem-se:

$$\omega(r,t) = \gamma \cdot \left(\vec{B}_0 + \vec{G}(t) \cdot \vec{r}\right) \tag{1.5}$$

onde $\omega(r,t)$ representa a frequência de precessão dos momentos magnéticos com a posição.

O vetor gradiente de campo $\vec{G}(t)$ é formado por um conjunto de três campos magnéticos orientados num sistema tridimensional de eixos, de forma a produzir gradiente de campo magnético em qualquer orientação. Estes gradientes de campo são gerados por bobinas desenhadas especialmente para esta aplicação. Os tipos mais comuns são o par de Maxwell para gerar o gradiente **Z** e as bobinas de Golay (*Morris* [1]) para os gradientes **X** e **Y**. A figura 1.5 ilustra os diferentes campos de gradiente e sua respectiva variação com os eixos coordenados (*Hinshaw* [3]).

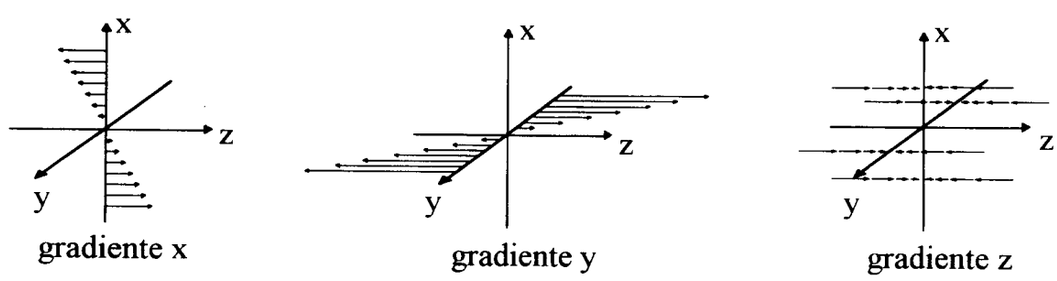


Figura 1.5 - Ilustração dos campos de gradiente magnéticos nas três orientações principais. Observe-se que todos têm direção Z, que convencionalmente é adotada como sendo a direção do campo principal $\mathbf{B_0}$.

1.2.2. Seleção de planos tomográficos.

A observação de um objeto tridimensional através de planos bidimensionais facilita a interpretação das estruturas internas do mesmo. Para isso, em RMN, métodos de excitação seletiva são usados para definir uma região deste objeto. Esses métodos consistem na utilização simultânea de pulsos de gradientes e de radiofrequência modulada (*Mansfield* [4], *Bonagamba* [5]).

Suponha-se um objeto colocado na direção **Z** e com dimensão $l = z_2 - z_1$. Aplicando-se um gradiente linear nesta direção ($\mathbf{G_z}$), a largura de faixa ocupada pelo objeto será:

$$\begin{aligned} \omega(z_2) - \omega(z_1) &= (\gamma \cdot B_0 + \gamma \cdot G_z \cdot z_2) - (\gamma \cdot B_0 + \gamma \cdot G_z \cdot z_1) \\ \Delta\omega_0 &= \gamma \cdot G_z \cdot (z_2 - z_1) \\ \Delta\omega_0 &= \gamma \cdot G_z \cdot l \end{aligned} \tag{1.6}$$

Para que se possa selecionar uma fatia de espessura $\Delta\mathbf{z}$ é necessário que a excitação dos momentos magnéticos seja feita com uma banda de frequência menor que $\Delta\omega_0$.

$$\Delta z < l \Rightarrow \Delta\omega_p < \Delta\omega_0 \tag{1.7}$$

onde $\Delta\omega_p$ é a faixa espectral do pulso de RF.

Uma excitação seletiva ideal deveria colocar todos os spins da fatia escolhida no plano transversal (X'Y'), e não excitar a amostra fora da região escolhida, porém, efeitos de não linearidade do sistema de *spins*, e a necessidade de truncar a função que modula o pulso de radiofrequência provocam imperfeições no perfil de excitação. Estas imperfeições, podem ser toleradas, mas limitam a excitação de múltiplos planos perfeitamente contíguos. Como exemplo pode-se ver o efeito da aplicação de uma *(sen x)/x* truncada, na figura abaixo (1.6):

IFSC — SERVIÇO DE BIBLIOTECA E INFORMAÇÃO

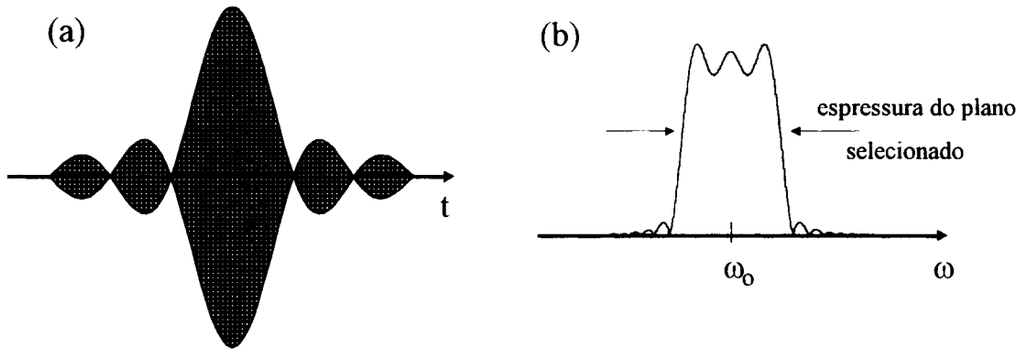


Figura 1.6 - Em *(a)* uma função de modulação *sinc* truncada em seis zeros. Em *(b)*, o espectro de frequências do sinal modulo de *(a)*. Nota-se que o perfil não é retangular e que a amplitude varia nas frequências onde se concentra a energia do sinal.

De acordo com (1.6) e (1.7), a espessura do plano selecionado é expressa por:

$$\Delta z = \frac{\Delta\omega_p}{\gamma \cdot G_z} \tag{1.8}$$

que mostra que a espessura do plano selecionado depende tanto da intensidade do gradiente, como da largura de faixa do pulso que modula a radiofrequência.

1.2.3. Densidade de magnetização unidimensional.

Suponha-se um objeto linear finito, com densidade $\rho(x)$, que pode ser descrita pela magnetização $M(x)$. Colocando essa magnetização no plano transversal (X'Y') através de um pulso de 90 graus, a evolução temporal de um elemento diferencial da magnetização ($M(x,t)$) na posição x é descrita por *Tanmús* [6]:

$$M(x,t) = M^0(x) \cdot e^{i\phi(x,t)} \cdot e^{-t/T_2} \tag{1.9}$$

onde $M^0(x)$ é a magnetização transversal no instante em que o pulso de $\pi/2$ é retirado ($t = 0$) ou ponto de máxima coerênca de fase dos spins. $\phi(x,t)$ representa a fase acumulada pelo vetor magnetização em função do tempo e da posição no objeto, e e^{-t/T_2} é o fator de relaxação transversal da magnetização.

A magnetização resultante de todo o objeto será a soma da contribuição de cada elemento $M(x,t)$ deste objeto. Então:

$$\begin{aligned} M(t) &= \int M(x,t)\cdot dx \\ &= \int M^0(x)\cdot e^{i\phi(x,t)}\cdot e^{-t/T_2}dx \end{aligned} \tag{1.10}$$

A evolução da fase $\phi(x,t)$ dá-se em função da frequência de Larmor e do tempo decorrido até o instante em que se inicia a observação do sinal na presença de um gradiente:

$$\phi(x,t) = \gamma\cdot\left(B_0\cdot t + x\cdot G_x\cdot(t-t_0)\right) \tag{1.11}$$

t_0 é o instante em que o gradiente é aplicado ao sistema de spins, e o gradiente é descrito por:

$$G_x = \begin{cases} 0 \text{ se } t < t_0 \\ G \text{ se } t \geq t_0 \end{cases} \tag{1.12}$$

Por simplicidade adota-se $t_0 = 0$, ou seja, o gradiente é aplicado imediatamente após o pulso de $\pi/2$. Logo, tem-se a fase evoluindo da forma:

$$\phi(x,t) = \gamma\cdot\left(B_0 + x\cdot G\right)\cdot t \tag{1.13}$$

o que resultará numa magnetização total do objeto descrita por:

$$M(t) = \int M^0(x)\cdot e^{i\cdot\gamma\cdot(B_0+x\cdot G)\cdot t}\cdot e^{-t/T_2}dx \tag{1.14}$$

Como a amostra é limitada em tamanho, $M^0(x)$ é nulo fora dos limites dela. Portanto, pode-se ter, na integral da magnetização total, limites que se estendem ao infinito ($-\infty$ a $+\infty$), então:

$$M(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} M^0(x)\cdot e^{i\cdot\gamma\cdot B_0\cdot t}\cdot e^{i\cdot\gamma\cdot x\cdot G\cdot t}\cdot e^{-t/T_2}dx \tag{1.15}$$

A análise será mais facilmente realizada, se for feita no referencial girante de coordenadas. Daí, pode-se eliminar o termo $e^{i\cdot\gamma\cdot B_0\cdot t}$, sem que se perca informação. Logo:

$$M_G(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} M^0(x)\cdot e^{i\cdot\gamma\cdot x\cdot G\cdot t}\cdot e^{-t/T_2}dx \tag{1.16}$$

que é a expressão da evolução da magnetização no referencial girante.

Colocando-se o termo dependente de T_2 fora do integrando, e fazendo $K = \gamma\cdot G\cdot t$ como parâmetro de evolução da fase da magnetização, tem-se:

$$M_G(t) = M_G\left(\frac{K}{\gamma \cdot G}\right) \rightarrow S(K) = e^{\frac{-K}{\gamma \cdot G \cdot T_2}} \int_{-\infty}^{+\infty} M^0(x) \cdot e^{i \cdot k \cdot x} dx \tag{1.17}$$

A mudança de variável leva a análise da magnetização para o espaço K, conhecido como *domínio das frequências espaciais*, cuja dimensão é inversa ao comprimento (1/metro) (*Tannús* [6]).

Observa-se na equação (1.17), que a evolução da magnetização descrita no espaço K tem uma correspondência biunívoca com $M^0(x)$, dada pela expressão do integrando que corresponde à transformada inversa de Fourier, a menos de um termo de proporcionalidade, dado pela exponencial em K que multiplica a integral.

Para analisar-se (1.17) mais facilmente, pode-se simplificar a notação fazendo:

$$W(K) = e^{\frac{-K}{\gamma \cdot G \cdot T_2}}$$

e

$$G(K) = \int_{-\infty}^{+\infty} M^0(x) \cdot e^{i \cdot k \cdot x} dx \tag{1.18}$$

o que fará (1.17) ficar da forma:

$$S(K) = W(K) \cdot G(K) \tag{1.19}$$

e que resume a evolução da magnetização como produto de duas funções em K. Porém, a informação de interesse é a magnetização transversal do objeto, $M^0(x)$, que representa a "imagem". Para recuperar essa informação toma-se a transformada de Fourier da função $S(K)$, que será:

$$\mathcal{F}(S(K)) = \mathcal{F}(W(K)) * \mathcal{F}(G(K)) \tag{1.20}$$

A transformação de $G(K)$ resulta na informação $M^0(x)$, que corresponde à imagem do objeto de interesse. Entretanto, a convolução com a tranformada de $W(K)$ resulta numa indeterminação do perfil da imagem, devido à natureza exponencial da função $W(K)$, conhecida como *Point Spread Function (PSF)*. Sabe-se que a transformada de Fourier de uma função exponencial resulta numa função do tipo Lorentziana (*Brigham* [7]) que, no caso de $W(K)$, terá uma largura de linha média dada por:

$$\Delta x = \frac{1}{\gamma \cdot G \cdot T_2} \tag{1.21}$$

Para que a resolução na imagem do objeto observado não seja prejudicada, é necessário que se mantenha a largura da Lorentziana muito menor que o domínio da função $M^0(x)$, de tal forma que:

$$S(K) = \mathcal{F}^{-1}\left(M^0(x)\right) \tag{1.22}$$

Para tanto, é necessário que $W(K)$ tenha efeito pouco significativo em (1.19), e uma condição é observar o sinal por um período de tempo bem menor que T_2. Então define-se:

$$t_{max} << T_2 \tag{1.23}$$

ou então, aumentar o gradiente de forma que $\gamma \cdot G \cdot t_{max}$ permaneça constante. Dessa forma, a máxima resolução permitida será:

$$\delta x = \frac{1}{K_{max}} = \frac{1}{\gamma \cdot G \cdot t_{max}} \tag{1.24}$$

portanto $\delta x >> \Delta x$ se (1.23) é satisfeita. Logo, a resolução é bem inferior à máxima obtida no sistema, que é determinada por (1.21).

Todas as considerações feitas, até o momento, levam em conta o tempo de relaxação transversal intrínseco. Na realidade, tem-se que considerar o efeito da falta de homogeneidade do campo estático $\mathbf{B_0}$, o que resulta num valor menor para o tempo de relaxação transversal conhecido como T_2^* e que por consequência eleva o valor Δx (*Mansfield* [4]).

Se δx representa a máxima resolução possível entre dois pontos, é necessário que a diferença entre as frequências de precessão, introduzida pelo gradiente de campo, entre esses dois pontos, seja bem maior que a diferença que existe naturalmente, devido ao campo ser não homogêneo ($\langle \Delta B_0 \rangle$).

$$\delta\omega = \gamma \cdot G \cdot \delta x >> \gamma \cdot \langle \Delta B_0 \rangle \tag{1.25}$$

Portanto, a magnitude do gradiente deve satisfazer a condição:

$$G >> \frac{\langle \Delta B_0 \rangle}{\delta x} \tag{1.26}$$

para que a linearidade da resposta em frequência do sinal de RMN com o valor da intensidade do gradiente de campo, seja mantida.

Amostragem e resolução.

Conhecendo-se a resolução dada em (1.24) por K_{max}, o número total de pontos que se pode amostrar é dado por:

$$N_t = \frac{t_{max}}{\delta t} \tag{1.27}$$

onde δt é o intervalo de tempo entre duas amostragens consecutivas.

Supondo que *FOV* (*Field of View*) deva ser o tamanho do domínio necessário para representar $M^0(x)$, pode-se dizer que o número de pontos que representa o domínio é:

$$N_x = \frac{FOV}{\delta x} \tag{1.28}$$

Logo, para que o objeto possa ser representado em todo o domínio, $N_t = N_x = N$. Utilizando-se esse resultado em (1.24), (1.27) e (1.28) obtém-se:

$$FOV = N \cdot \delta x = \frac{1}{\gamma \cdot G \cdot \delta t} = \frac{1}{\delta K} \tag{1.29}$$

que representa a condição de ótima resolução e estabelece as relações entre o campo de visão (*FOV*) com o número de pontos amostrados, a taxa de amostragem, a resolução o gradiente de campo.

1.2.4. Imagem em mais de uma dimensão.

Para o caso unidimensional o gradiente (G) atribui um valor de campo para cada ponto do espaço. Para duas ou mais dimensões não há como combinar diferentes gradientes de campo de forma a obter-se um campo resultante com uma intensidade para cada ponto. Para solucionar isso, introduz-se aos campos de gradiente uma dependência temporal (1.4).

$$\omega(r,t) = \gamma \cdot \left(\vec{B}_0 + \vec{G}(t) \cdot \vec{r}\right) \tag{1.30}$$

A trajetória descrita por uma magnetização que tem dependência da posição, $\vec{M}(\vec{r})$, é determinada pela evolução da fase acumulada $\phi(\vec{r},t)$ em relação ao tempo, da forma:

$$\begin{aligned}\phi(\vec{r},t) &= \int_0^t \omega(\vec{r},t)dt \\ &= \omega_0 \cdot t + \gamma \cdot \vec{r}\int_0^t \vec{G}(t')dt'\end{aligned} \tag{1.31}$$

Redefinindo-se K da forma

$$\vec{K}(t) = \gamma \cdot \int_0^t \vec{G}(t')dt' \tag{1.32}$$

e eliminando-se o termo que depende do campo estático ($\omega_0 t$) pode-se escrever:

$$\phi_G(\vec{r},t) = \vec{r} \cdot \vec{K}(t) \tag{1.33}$$

Dessa forma, a informação contida no sinal de RMN fica:

$$\begin{aligned}S(\vec{K}(t)) &= \int_v \vec{M}(\vec{r}) \cdot e^{i \cdot \phi(\vec{r},t)} dv \\ &= \int_v \vec{M}(\vec{r}) \cdot e^{i \cdot \vec{r} \cdot \vec{K}(t)} dv\end{aligned} \tag{1.34}$$

que é a equação que descreve a trajetória do vetor de magnetização em $S(\vec{K}(t))$ e desconsidera os tempos de relaxação presentes no sinal de RMN.

Observando-se o último termo de (1.34), vê-se claramente que a equação relaciona $S(\vec{K}(t))$ à $\vec{M}(\vec{r})$, através de sua transformada inversa de Fourier tridimensional.

Para que $\vec{M}(\vec{r})$ possa ser obtido, é preciso calcular a transformada de Fourier de $S(\vec{K}(t))$ em todo o domínio K. E sabe-se (*Brigham* [7], *Papoulis* [8]) que, conhecendo-se $S(K_i)$ em pontos discretos K_i, é possível obter-se valores $M(r_i)$, em pontos discretos r_i, mediante a transformada discreta de Fourier (DFT). A necessidade do cálculo de uma DFT impõe que o domínio do sinal no espaço K seja coberto uniformemente, e que as amostras $S(K_i)$ sejam igualmente espaçadas nesse domínio. A maneira como isso vai ser executado depende da forma com que K varia e, por sua vez, depende do modo como os gradientes serão aplicados. Como consequência da equação (1.32), tem-se que $\vec{K}(t)/\delta t = \gamma \cdot \vec{G}(t)$,onde observa-se que, tanto a orientação, quanto a velocidade de deslocamento numa trajetória em $\vec{K}(t)$, depende de $\vec{G}(t)$. Por exemplo, o espaço representado na figura que segue:

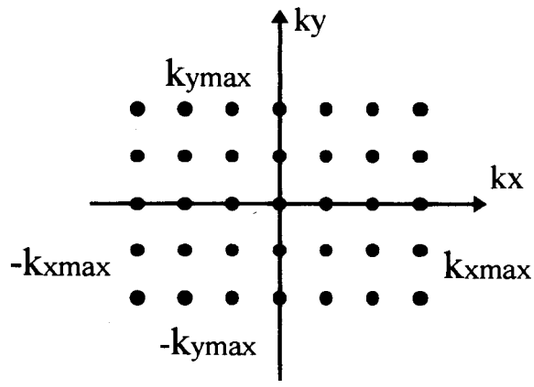


Figura 1.7 - Diagrama exibindo os pontos a serem amostrados em S(K) abrangendo todo o domínio *K*, necessário à resolução desejada.

Na figura anterior, está representado um exemplo de domínio no espaço *K*, onde os pontos marcados representam as amostras de $S(K_i)$ tomadas sobre um domínio.

Para facilitar a análise, toma-se os gradientes como definido em (1.12). Para ler os pontos marcados sobre o domínio de *K*, pode-se fazê-lo de várias maneiras distintas. Uma delas é ler os pontos por linhas. A sequência de pulsos ilustrada na figura 1.8 representa uma das técnicas que permite isso.

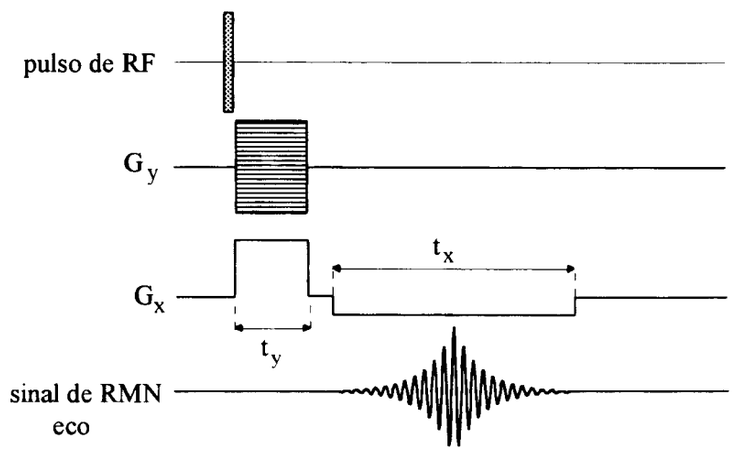


Figura 1.8 - Diagrama esquemático de uma sequência de pulsos que promove uma varredura do espaço *k* por linhas, através da inversão do gradiente de leitura G_x.

- Imediatamente após o pulso de RF, a magnetização encontra-se no plano transversal com a máxima coerência de fase dos spins, o que corresponde no espaço *K* à origem do sistema.

- No instante após o pulso de RF são aplicados os gradientes em X e Y, durante um tempo t_y, o que fará a magnetização evoluir até a borda do domínio de K (K_{xmax}, K_{yi}). K_{yi} determina qual a linha que será amostrada.
- Após essas codificações, é necessário que os pontos sobre a linha escolhida sejam lidos. Para isso a magnetização deve evoluir da borda K_{xmax} para a borda $-K_{xmax}$, isto é conseguido invertendo-se o sinal do gradiente X, fazendo-o negativo durante o tempo t_x de amostragem do sinal de RMN.
- Depois dessa etapa de leitura do sinal, é necessário que o sistema relaxe totalmente, voltando às condições iniciais, e a sequência de pulsos é repetida com um valor de G_{yi} diferente, para que uma outra linha seja amostrada (figura 1.9). Esse procedimento é repetido, até que todo o domínio K seja amostrado.

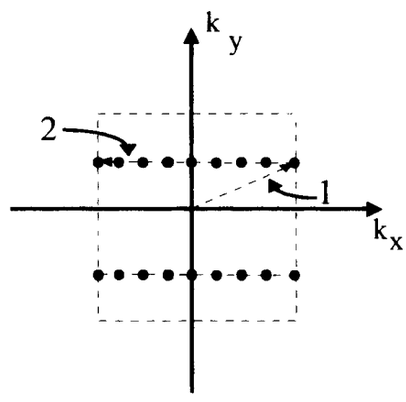


Figura 1.9 - Diagrama de trajetória no espaço K mostrando o caminho percorrido pela evolução da magnetização. Em (1) durante o tempo t_y, com aplicação dos gradientes em X e Y simultaneamente. Em (2) a aquisição do sinal indicando as amostras na presença de um gradiente X negativo durante um tempo t_x.

Nesse caso foi feito um mapeamento bidimensional e a expressão da fase acumulada neste exemplo fica:

$$\begin{aligned}\phi_G(x,y,t) &= x \cdot k_x + y \cdot k_y \\ &= \gamma \cdot x \cdot G_x^a \cdot t_y + \gamma \cdot y \cdot G_y \cdot t_y - \gamma \cdot x \cdot G_x^b \cdot t\end{aligned} \tag{1.35}$$

Observando-se a equação 1.35 há um instante em que a contribuição de fase devido ao gradiente **X** é nula, este instante é conhecido como tempo ao eco (TE):

$$t = TE = \frac{G_x^a t_y}{G_x^b} \tag{1.36}$$

No exemplo considerado a magnetização bidimensional é dada por:

$$M(\vec{r}) = M(x,y) \tag{1.37}$$

Substituindo esses valores em (1.34), a expressão para o sinal no espaço K fica:

$$S(k_x,k_y) = \iint M(x,y)\cdot e^{i\cdot\gamma\cdot x\cdot G_x\cdot t_x}\cdot e^{i\cdot\gamma\cdot y\cdot G_y\cdot t_y}dxdy \tag{1.38}$$

o que mostra que, para se chegar à $M(x,y)$, é necessário calcular a transformada de Fourier bidimensional sobre o sinal $S(K_x,K_y)$ e, com isso obter uma representação da imagem do objeto.

1.2.5. Resolução e a influência da relação sinal-ruído.

A natureza transiente do sinal de RMN na presença de ruído faz com que a partir um instante t_i a amplitude de $S(\vec{K}(t))$ fique menor que a amplitude do ruído (A_r). Para $t > t_i$, não é mais possível diferenciar sinal do ruído; logo, t_i passa a ser o máximo tempo permitido para observação do sinal ($t_i = t'_{max}$).

Para facilidade de compreensão, a figura 1.10 mostra separadamente um sinal típico de RMN e o nível de ruído.

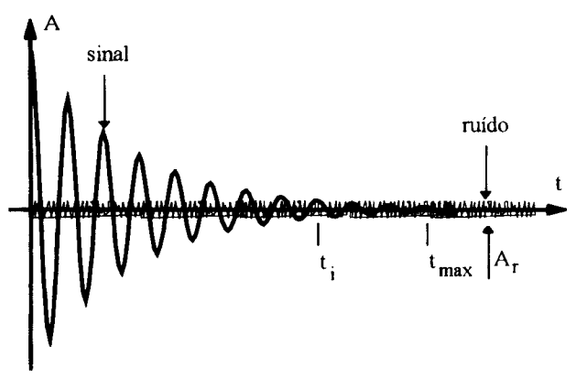


Figura 1.10 - Diminuição do tempo máximo de aquisição do sinal devido à presença de ruído sobreposto a ele.

Daí, $K_i = \gamma \cdot G \cdot t_i$, o que determina a máxima resolução da imagem. Logo, a condição para a melhor resolução é ter-se:

$$S(K_{\max}) \geq A_r \tag{1.39}$$

No sinal amostrado $t'_{max} = N\,\delta t$. Isso faz com que o produto $N\,\delta t$ fique limitado (1.27). Por sua vez, δt determina a máxima frequência que pode ser amostrada em $S(\vec{K}(t))$ que, pelo critério de Nyquist, é (*Papoulis* [8]):

$$\omega_{\max} = \frac{\pi}{\delta t} \tag{1.40}$$

Valendo-se de (1.24), e como $t'_{max} = N\,\delta t$, para o domínio que a imagem será representada, pode-se escrever:

$$FOV = N \cdot \delta x = \frac{\omega_{\max}}{\gamma \cdot \pi \cdot G} \tag{1.41}$$

Se $N\,\delta x$ define o campo de visão (*FOV, "Field of View"*), o gradiente de campo fica limitado ao valor em que *FOV* é igual ao tamanho do objeto que se representar, que é a condição de ótima resolução. Consequentemente o gradiente máximo é limitado pelo tamanho do objeto (l).

$$G_{\max} = \frac{\omega_{\max}}{\gamma \cdot \pi \cdot l} \tag{1.42}$$

Para aumentar a resolução, δx deve diminuir e consequentemente N deve aumentar para manter *FOV* constante (1.41), isto porém faz com que o tempo de observação do sinal (t'_{max}) aumente para além de t_i, e consequentemente haverá uma redução na relação sinal-ruído.

Uma forma de aumentar G_{max} é aumentar ω_{max} para diminuir o período de amostragem (δt), porém, esta alteração na largura de faixa provoca um aumento no ruído presente no sistema (1.43), e novamente a relação sinal-ruído sofre uma degradação.

$$A_r \propto V_n = \left(4 \cdot k_B \cdot T_0 \cdot R \cdot \Delta f\right)^{1/2} \tag{1.43}$$

onde V_n é a tensão de ruído e Δf, a largura de faixa do sinal amostrado.

Da análise feita, observa-se os compromissos entre os diversos parâmetros que determinam a obtenção da imagem por ressonância magnética. A escolha adequada de taxa de amostragem, campo de visão, resolução e tempo de aquisição do sinal apresentam uma grande dependência com a relação sinal-ruído intrínseca do sinal de RMN, tornando-se esta um fator essencial na qualidade final da imagem (Apêndice II).

1.3. Sistemas de excitação e de captação de sinais de RMN

Bobina única para transmitir e receber sinais de RMN

Neste caso, a bobina que faz a excitação do momentos magnéticos que compõem a amostra é a mesma que faz a captação do sinal induzido pela magnetização (figura 1.11). O sistema de excitação da amostra é composto de um transmissor de pulsos de RF, capaz de fornecer uma potência de pico da ordem de centenas de Watts por alguns milissegundos, e o sistema de recepção é sensível a ponto de detectar sinais da ordem de nanowatt. O circuito é complementado por um elemento conhecido genericamente como *duplexer*, cuja finalidade é direcionar os sinais adequadamente, do transmissor para a bobina, quando é aplicada potência e, da bobina para o receptor, no momento da recepção do sinal de RMN, evitando os demais caminhos possíveis (*Hoult* [9]).

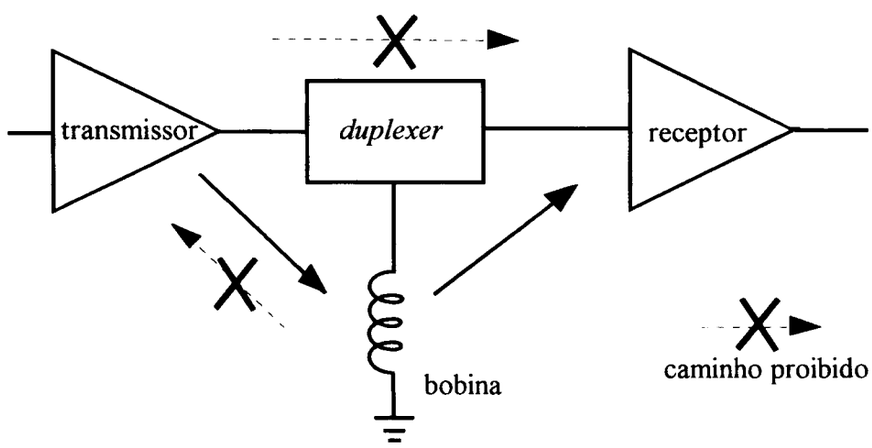


Figura 1.11 - Diagrama esquemático de um sistema para transmitir e receber sinais de RMN com uma única bobina. As setas marcadas com cruz indicam caminhos com direções onde não deve existir sinal.

Transmissão e recepção com bobinas independentes

Este esquema permite que cada bobina seja otimizada para sua função específica. A bobina transmissora, para uma boa uniformidade de excitação e a receptora, para aumentar a sensibilidade da recepção. O diagrama de blocos de um sistema com duas bobinas é mostrado na figura 1.12. O principal inconveniente deste sistema é que as bobinas devem ser desacopladas uma da outra, ou seja, a indutância mútua deve ser aproximadamente nula, para que não ocorra indução de potência na bobina de recepção. Este requisito, por vezes, limita a utilização desta forma de circuito.

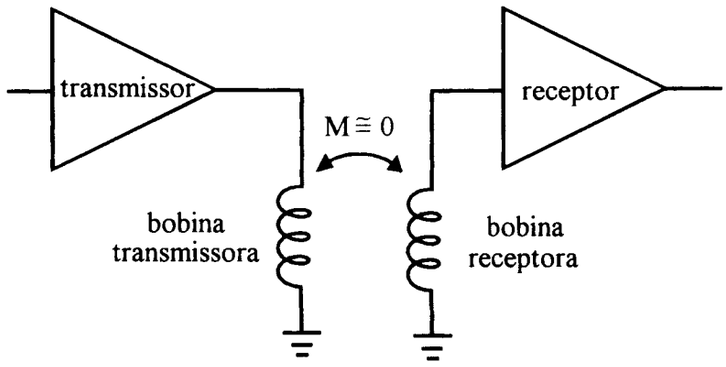


Figura 1.12 - Diagrama de blocos de um sistema de transmissão e recepção de RMN com duas bobinas.

1.3.1. O tomógrafo de ressonância magnética nuclear de 500 Gauss - TORM 005

Este é um aparelho composto por diversos módulos, cuja finalidade é obter imagens por RMN de qualquer parte do corpo de um ser humano. O conjunto dos módulos básicos podem ser vistos na figura 1.13

A representação dos módulos está simplificada, para facilidade de representação global do sistema e, dentre alguns módulos principais, pode-se citar:

- O magneto, juntamente com a sua fonte de alimentação, responsáveis pela geração do campo magnético principal de 500 Gauss (0.05Tesla).
- O espectrômetro, que produz todos os sinais necessários a um experimento de RMN, faz a demodulação e a digitalização do sinal e controla o sincronismo de todas estas tarefas.
- Os amplificadores de potência de RF e de gradientes, que amplificam os sinais vindos do espectrômetro e os aplicam, com o nível adequado, às bobinas de transmissão de RF e de gradientes, respectivamente.
- O computador central, com sistema de visualização, que comanda todas as funções do espectrômetro, processa, armazena e visualiza as imagens.
- Os circuitos com as bobinas de transmissão e recepção separadas.
- A blindagem de RF, para evitar a captação de interferência eletromagnética.

- Circuitos internos à blindagem dentre os quais estão: o amplificador de sinal para RF, o posicionador da cama, o sintonizador das bobinas e o sinalizador para o paciente.
- Fonte de alimentação para os circuitos internos à blindagem.

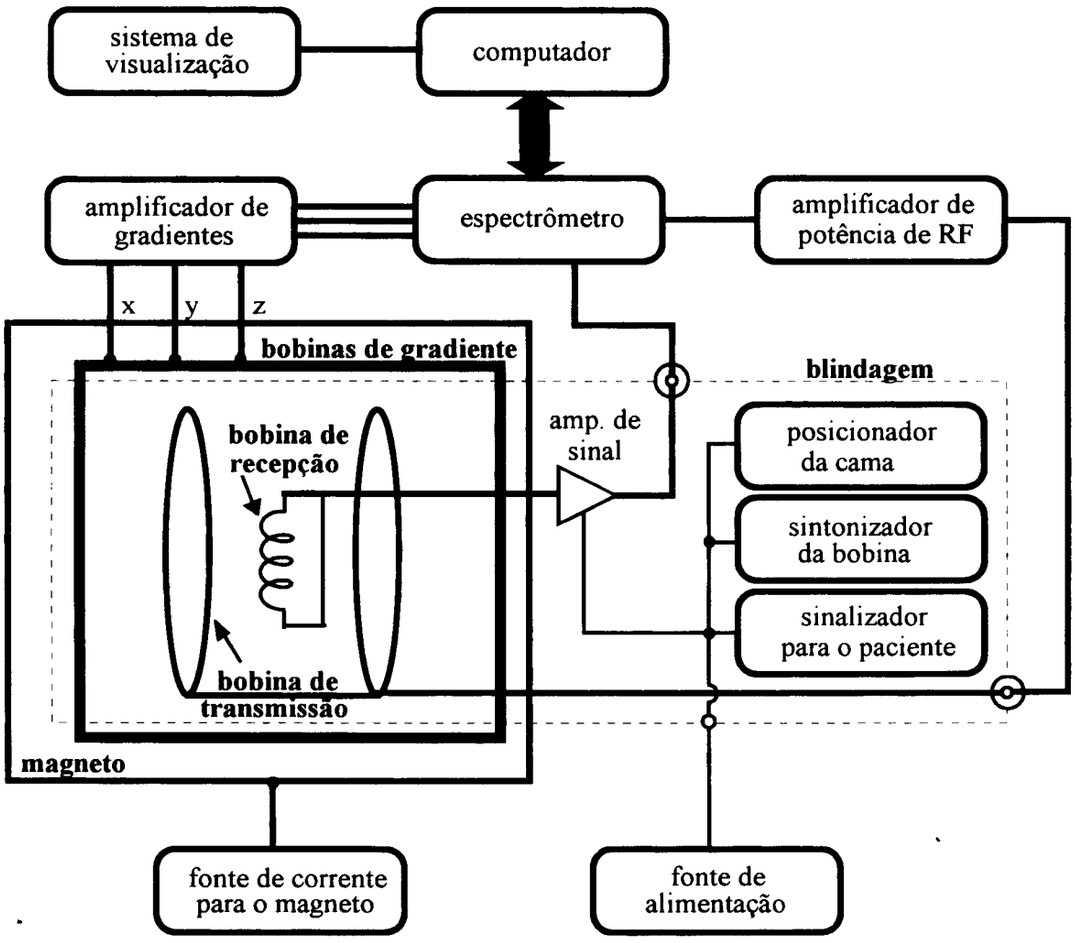


Figura 1.13 - Diagrama de blocos simplificado do TORM 005.

Referências bibliográficas do capítulo 1

[1] P. G. Morris, *Nuclear Magnetic Resonance Imaging in Medicine and Biology*, Clarendon Press, Oxford, 1986.

[2] E. Fukushima and S. B. W. Roeder, *Experimental Pulse NMR - A Nuts and Bolts Approach*, Addison-Wesley, 1981.

[3] W. S. Hinshaw and A. H. Lent, *An Introducition to NMR Imaging: From the Bloch Equation to the Imaging Equation*, Proceedings of the IEEE, vol 71, number 3, pp.338-350, March 1983.

[4] P. Mansfield, P. G. Morris, *NMR Imaging in Biomedicine*, Academic Press, 1982.

[5] T. J. Bonagamba, *Seleção de planos em Tomografia por Ressonância Magnética Nuclear*, dissertação de mestrado, DFCM - IFQSC - USP, 1986.

[6] A. Tannús, *Desenvolvimento da tecnologia de Tomografia por Ressonância Magnética Nuclear - TORM*, tese de doutorado, DFCM - IFQSC - USP, 1987.

[7] E. O. Brigham, *The Fast Fourier Transform*, Prentice-Hall, 1974.

[8] A. Papoulis, *Signal Analysis*, McGraw-Hill, 1984.

[9] D. I. Hoult, *The NMR receiver: A description and analysis of design*, Progress in NMR Spectroscopy, vol 12, pp. 41-77, 1978.

Capítulo 2

Redução de interferências eletromagnéticas no TORM 005

A necessidade de preservar-se a relação sinal-ruído em experimentos com ressonância magnética nuclear é essencial para garantir a qualidade dos resultados.

Cuidados especiais, não somente com os transdutores, mas também com o ambiente eletromagnético no qual o detetor e a amostra estão colocados devem ser tomados. A presença de qualquer interferência de natureza eletromagnética afetará o desempenho do sistema de ressonância magnética. Para evitar isso, foram identificados e solucionados os principais problemas com este tipo de interferência que serão descritos neste capítulo.

2.1. Noções sobre interferência eletromagnética

A interferência eletromagnética (EMI) é caracterizada como um distúrbio que causa mal funcionamento ou prejuízo no desempenho de qualquer sistema ou dispositivo. Sua origem pode ser natural, ou provocada pelo homem.

Qualquer circuito ou componente que transporte corrente elétrica é uma possível fonte de interferência eletromagnética, se este gerar variações de campo elétrico ou magnético. O controle da EMI só será possível, se for minimizada a intensidade da fonte geradora, ou isolando-se esta a fim de que a interferência não seja transmitida.

2.1.1. Transmissão da interferência eletromagnética

Os principais meios fisicos de transmissão de interferência entre uma fonte e um receptor são:

- acoplamento indutivo:
- acoplamento capacitivo:
- acoplamento condutivo:
- radiação eletromagnética:

Normalmente, uma associação destes tipos de acoplamento cria uma impedância de transferência entre dois ou mais pontos quaisquer de um circuito, transformando-se em uma forma de transmissão de ruídos.

Acoplamento indutivo ou magnético

Um circuito elétrico complexo possui diversas malhas, nas quais circulam correntes. A distribuição geométrica destas malhas faz com exista uma indutância mútua entre elas (*Morrison* [1] e *Ott* [2]) . O acoplamento por campo magnético variável no tempo faz com que a interação mútua tenha o efeito de um transformador entre uma fonte de interferência e um ponto sensível do circuito.

Quando ocorre uma variação de corrente em um dos circuitos, uma mudança no campo eletromagnético faz com que uma tensão seja induzida em outra parte dele, tenham elas ligação condutiva ou não.

A amplitude da tensão induzida é diretamente proporcional à indutância mútua (M) e à taxa de variação da corrente, e pode ser descrita pela equação do transformador:

$$e(t) = M \cdot \frac{di(t)}{dt} \tag{2.1}$$

Acoplamento capacitivo ou eletrostático

De maneira análoga à anterior, um circuito complexo existem pontos com diferença de potencial, e consequentemente, haverá uma capacitância distribuída entre eles, e uma variação na diferença de potencial entre os mesmos fará circular uma corrente por um caminho normalmente indesejado, o que caracterizará uma fonte de interferência (*Morrison* [1] e *Ott* [2]). Quantitativamente, o grau de interferência produzida será proporcional à taxa de

variação da tensão no tempo ($e(t)$), e do valor da capacitância distribuída, nestes casos, chamada comumente de capacitância parasita (C_p), e dada pela equação:

$$i_p(t) = C_p \cdot \frac{de(t)}{dt} \tag{2.2}$$

Acoplamento condutivo ou por impedância comum:

Este tipo de interferência ocorre quando dois ou mais circuitos compartilham um fio, ou ponto de junção (*Ott* [2]). Uma variação da corrente em um circuito qualquer pode provocar o aparecimento de uma tensão no ponto comum, e isso caracteriza uma interferência. A intensidade dela é dependente da magnitude da impedância comum aos dois circuitos, e é especialmente importante, quando circuitos de alta corrente (>1A) e circuitos de alta sensibilidade fazem parte de um mesmo sistema.

Radiação eletromagnética:

Um circuito pode produzir tensão ou corrente de alta frequência e, se cuidados especiais não forem tomados, ele poderá irradiar parte da energia para o ambiente e tornar-se um "transmissor" de interferências para suas vizinhanças (*Ott* [2] e *Fleming* [3]).

Este tipo de interferência pode tornar-se muito difícil de eliminar, pois pode ser captada por condutores ou componentes, propaga-se em diversos meios dielétricos e muitas vezes a única forma de eliminá-la é isolar a fonte de interferência do circuito sensível à ela.

2.1.2. Prevenção de interferência eletromagnética

Eliminar interferência eletromagnética é uma tarefa difícil e compreender os mecanismos de transmissão da EMI ajuda na prevenção destes problemas e algumas regras básicas podem ajudar, tais como:

- Manter circuitos sensíveis separados de circuitos ruidosos, fisicamente ou através de blindagem.
- Utilizar, quando possível, largura de faixa suficiente para conter somente a informação do sinal.
- Cuidado no traçado de cabos de energia e sinal (deve-se mantê-los separados).

- Utilizar métodos de aterramento corretos e manter a conexão com o terra a mais curta possível.
- Confinar radiofrequência dentro (ou fora) do circuito, mediante a utilização de filtros.
- Utilizar blindagem eletromagnética em circuitos sensíveis e geradores de interferência (EMI).
- Transmitir sinais sensíveis através de circuitos balanceados com fios trançados, ou cabos blindados, ou ainda, cabos coaxiais para frequências altas (f > 100KHz).
- Desacoplar corretamente a alimentação de circuitos eletrônicos para evitar oscilações e correntes de retorno de terra.

Isto é apenas um conjunto de regras básicas, cuja utilização varia de acordo com o problema específico. Porém, termos como blindagem, aterramento e filtragem são comuns em qualquer projeto de sistema, no qual se deseje um mínimo de confiabilidade operacional quanto à ausência de EMI.

2.2. Identificação dos pontos críticos de interferência eletromagnética no TORM 005

2.2.1. Interferência através de condutores

O tomógrafo de ressonância magnética de 500 Gauss (TORM 005) é um sistema complexo como mostra a figura 1.13.

Para simplificar a busca devido a eventuais problemas de interferência, foi feita uma classificação dos cabos de acordo com suas diversas funções:

- cabos de força (rede 60Hz - 127 ou 220V)
- cabos de sinais digitais de controle e de dados
- cabos de sinais de alta frequência e baixo nível
- cabos sinais de RF de alto nível
- cabo de sinais analógicos de baixa potência
- cabos de sinais analógicos de alta potência

- cabos de alimentação de corrente contínua (DC) para alta e baixa potência
- cabos para aterramento

São especialmente importantes os cabos que ficam nas proximidades dos sensores de sinais (bobinas de detecção) que podem produzir interferência diretamente na origem do sinal de RMN. Dentre estes condutores os mais críticos são:

- Fio de alimentação do magneto
- Fios das bobinas de gradiente
- Fios de alimentação dos circuitos próximos ao magneto.

Estes condutores fazem comunicação com algum circuito nas proximidades do sistema de detecção e não possuem filtros que possam evitar a presença de interferência.

Para verificar a susceptibilidade dos condutores foi montado um dispositivo que permite induzir uma corrente alternada, de alta frequência, em um condutor qualquer ou par de condutores. Um sinal é injetado propositalmente no enrolamento de um toróide, produzindo um campo em seu interior. O fio sob teste passa através deste toróide sofrendo uma indução devido ao campo variável (figura 2.1)

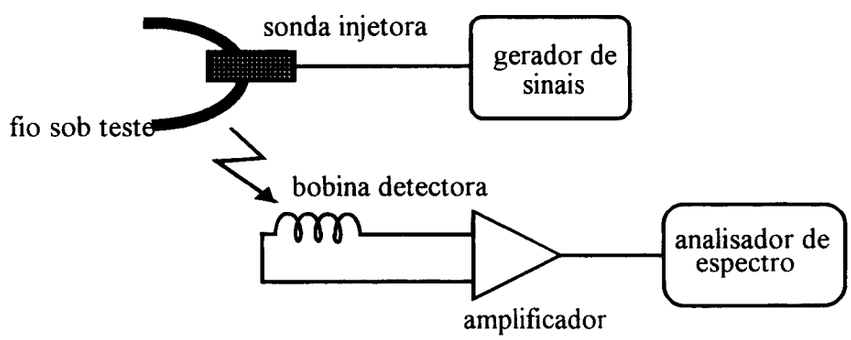


Figura 2.1 - Diagrama de interligações do sistema de detecção para análise da susceptibilidade dos condutores.

O injetor de sinais foi construído com um núcleo de ferrite toroidal, com diâmetro interno de 17mm, no qual foram enroladas 5 espiras e sobre as quais foi colocada uma fita de cobre auto-adesiva (Scotch 3M Eletrical Tape), como blindagem eletrostática. A impedância característica deste conjunto fica torno de 330Ω para 2,35MHz (medida com o medidor vetorial de impedâncias da Hewlett-Packard modelo 4193A). Para garantir pouca reflexão no cabo que alimentará a sonda injetora, foram colocados dois resitores de 120Ω em paralelo com o circuito, o que assegura uma impedância de terminação de 51Ω resistivos para a fonte geradora.

A corrente injetada em um fio qualquer dependerá da carga que este alimenta, na frequência de operação. Em bancada, para 1mW de potência de RF, o injetor coloca no secundário (fio sob teste) uma corrente de curto-circuito de 1mA o que fornece uma estimativa de cerca de 17 mAe/metro para a intensidade de campo produzida no interior do toróide.

O sinal interferente é injetado no fio a ser analisado, conforme descrito anteriormente. E pode ser observado no analisador de espectro (módulo 7L13 Tektronix) colocado na saída do pré-amplificador de RF (Trontek W40D). O sensor utilizado foi a bobina de cabeça do TORM, sintonizada na frequência de operação e conectada na entrada do pré-amplificador. Os condutores identificados como mais propensos à levar interferência para o transdutor de sinais foram os cabos de alimentação de corrente contínua para os circuitos no interior da blindagem e os cabos para sinais de gradiente de campo

2.2.2. Blindagem eletromagnética

As formulações matemáticas para atenuação de blindagem eletromagnética dadas na literatura especializada (*Ott* [2], *Fleming* [3], *Graham* [4]) tem grande importância na compreensão do funcionamento do mecanismo de blindagem porém, tem aplicações limitadas quando se trata com problemas práticos de interferência radiante. As condições nas quais é construída a blindagem, tais como: soldas, junções mecânicas, união de dois materiais diferentes, imperfeições no material utilizado, são de grande importância na elaboração prática de uma blindagem e, contudo, não são previstas nas teorias de campos eletromagnéticos. Isso resulta em uma diferença signficativa entre os valores estimados pela teoria e os medidos na prática, consequentemente o cuidado com a construção de uma blindagem eletromagnética é de extrema importância para a obtenção de um bom coeficiente de atenuação, tipicamente maior que 80dB para ser considerado de alto desenpenho.

Ao ser instalado o magneto de 0.05 Tesla para corpo inteiro, foi construída uma blindagem eletromagnética interna à estrutura do magneto, cuja finalidade era evitar possíveis captações de interferência por irradiação.

No interior do campo magnético, foi introduzida uma tela de cobre com fio de 0.3mm de diâmetro e 16 malhas por polegada. Esta foi colocada na parede interior de um tubo de acrílico de 60cm de diâmetro que, na sua parte externa, tem enroladas as bobinas de gradiente de campo. A parte traseira deste tubo é fechada com o mesmo tipo de tela, mantendo contato elétrico com a interna. Isto faz com que os detetores e o transmissor fiquem isolados num ambiente eletromagnético próprio.

Na parte externa do magneto, na região onde localiza-se a cama para o paciente, a blindagem extende-se a fim de evitar que as partes expostas ao ambiente captem interferências

e as conduzam para o interior e, consequentemente, aos detetores de sinal. Na parte inferior da cama, e extendendo-se por todo o seu comprimento, a blindagem é feita de chapas de cobre com 0.3 mm de espessura, suportadas por placas de madeira compensada. As paredes de madeira são fixas com parafusos para dar estrutura mecânica ao conjunto. O piso também é de cobre e extende-se por toda a base do magneto, formando um *plano terra* onde fixam-se as paredes. Todo esse conjunto é eletricamente conectado à malha da blindagem do tubo interno ao magneto. E, por fim, a parte superior, - uma tampa para dar acesso à cama - é feita do mesmo tipo de tela de cobre descrita anteriormente, em um formato de "meia cana" cilíndrica, fechada em uma extremidade. Sua estrutura mecânica é feita por um conjunto de tubos de cobre soldados e sobre os quais é fixada a malha. Essa tampa é apoiada na parte inferior da blindagem externa ao magneto.

2.2.2.1. Avaliação da qualidade da blindagem eletromagnética do TORM

Por tratar-se de uma blindagem já instalada e de pequenas dimensões, optou-se por medir a sua atenuação de acordo com um dos métodos descritos por *Bridges* [5]. O escolhido foi o da medida com um pequeno *loop*, por ser mais conveniente devido às dimensões físicas da blindagem e a maior facilidade de implementação.

O processo de medida está esquematizado na figura abaixo:

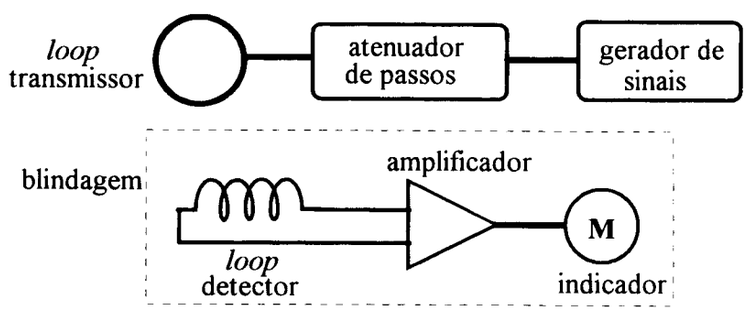


Figura 2.2 - Diagrama mostrando o método utilizado na avaliação da blindagem efetiva do TORM 005.

A atenuação é avaliada medindo-se a variação do sinal observada no detetor, com e sem a presença da blindagem entre os dois *loops*. Na região de frequências baixas (até ≈ 20MHz), de acordo com *Bridges* [5] a atenuação é dada por:

$$S_H = 20\log_{10}(H_1/H_2) \tag{2.3}$$

onde H_1 é o campo magnético na ausência de blindagem, e H_2 é o campo magnético com a blindagem.

Em nosso caso específico, a frequência de interesse é a de Larmor, do núcleo de hidrogênio para um campo magnético estático de 0,054 Tesla, que equivale a 2,35MHz

Para executar a medida fazendo-se o menor número de modificações no sistema de detecção, utilizou-se o próprio como detector. Como *loop detector* foi utilizada uma bobina de cabeça do tipo dupla sela (saddle coil), de 4 espiras, acoplada ao circuito de sintonia para ela, e o amplificador de sinais do próprio sistema (Trontek W40D). O sinal do pré-amplificador é colocado num detetor constituído de um microamperímetro, diodos retificadores e um amplificador, alimentados por bateria de 9V. A necessidade deste detetor vem do fato de que é importante que nenhum fio ou cabo comunique o interior e exterior da blindagem, o que poderia comprometer a confiabilidade da medida.

Na parte de transmissão, foram utilizados: um gerador de sinais, Wavetek modelo 5130A, um atenuador 0 a 102dB com passos de 1dB (Telonic TG-950), e o *loop* transmissor, que foi construído para esta finalidade.

Este *loop* consiste de duas voltas de cabo coaxial tipo RG 58 A/U, com diâmetro de 25cm. A malha do cabo teve sua continuidade elétrica interrompida no ponto médio entre as duas extremidades do cabo, com a finalidade de obter-se uma blindagem eletrostática do condutor central, o qual irá formar o *loop* propriamente dito, (*Ott* [2], *ARRL* [9]) e, em série com este condutor, está um resistor de 47Ω, cuja finalidade é evitar uma grande diferença de impedância entre o gerador e o *loop* transmissor. Isto garante uma diminuição na potência refletida.

De acordo com a equação (2.3) o processo de medida exije a remoção da blindagem entre os dois detetores. Pela descrição dada da mesma, vê-se que não se pode retirá-la do local de maneira fácil. Para que a avaliação pudesse ser executada, foi necessário mover os sistemas de transmissão e recepção, mantendo-os com posição relativa fixa. A distância entre os eixos, a orientação dos campos e a altura do piso tiveram suas dimensões fixadas e iguais às que se têm quando medidas com a blindagem.

Para avaliar a influência da posição do sistema transmissor-receptor, em relação a possíveis erros na medida devido à reflexões espúrias, foi executada uma calibração do mesmo em diferentes posições: próximo e distante das paredes, próximo aos cantos das paredes, e invertendo a posição dos *loops* transmissor e receptor. Com estas medidas, foi observada uma variação no nível do sinal transmitido menor que 1dB para obter-se a mesma indicação no detetor, o que demonstra uma influência pequena, de possíveis reflexões, dada a magnitude da atenuação esperada para a blindagem (> 40dB).

Para a medida da atenuação da blindagem, a indicação do medidor de nível foi mantida constante, a fim de evitar possíveis não linearidades do sistema de detecção a diodos. Para compensar a atenuação imposta pela blindagem do magneto, o nível do atenuador de

passos do transmissor é reduzido (0 dB), e o nível de sinal é ajustado no gerador a fim de obter-se a indicação desejada no medidor. Retirando-se o sistema de medidas para fora da blindagem, a indicação do medidor é corrigida mudando o valor no atenuador de passos Desta forma, a diferença entre os valores, medindo-se com e sem a blindagem, corresponde ao grau de atenuação imposta por ela.

O valor medido para a blindagem foi de 58dB. De acordo com *Graham* [4], a maioria dos fabricantes de sistemas de ressonância magnética exigem que a blindagem local tenha, pelo menos, 80dB de atenuação para o campo magnético da onda.

Pontos críticos da blindagem eletromagnética do TORM

Após a avaliação quantitativa do grau de atenuação da blindagem eletromagnética, foi feita uma busca mais detalhada para identificar os pontos mais críticos de "vazamento de RF" na blindagem. Essa procura foi executada usando-se o sistema de detecção descrito anteriormente ligado no interior da blindagem fechada. Com o *loop* transmissor ligado ao sintetizador de frequências, e movendo-o próximo aos pontos suspeitos de "vazamento", pôde-se identificar os lugares onde a blindagem apresenta menor atenuação, observando o deslocamento do ponteiro do medidor, o qual indicava que havia um sinal detectado pela bobina sensora (*Bridges* [5]).

Este levantamento revelou os seguintes pontos mais críticos da blindagem:

- Tela de fechamento da parte traseira do tubo de acesso da cama.
- Cantos e junções das chapas de cobre da parte inferior externa da blindagem.
- Deformações mecânicas no apoio da tampa móvel provocando frestas.
- Com um aterramento mais cuidadoso da blindagem foi observada uma pequena melhora na atenuação global.

2.3. Diminuição da susceptibilidade do sistema à interferência eletromagnética

Nas seções anteriores, o trabalho foi dedicado à reconhecer a natureza e identificar os principais caminhos onde as interferências manisfestam-se, prejudicando o desempenho do sistema do TORM e, consequentemente, degradando a qualidade final da imagem. Como resultado desta análise, tem-se:

- O principal meio de captação de interferência eletromagnética dava-se através da bobina de detecção de sinal, por acoplamento indutivo.
- Cabos e fios penetravam a blindagem eletromagnética de forma imprópria, favorecendo o aparecimento de interferências.
- A proximidade entre as bobinas de gradiente e a bobina detetora, provocava um acoplamento mútuo que transmitia sinais espúrios para o receptor.
- Falhas na blindagem eletromagnética comprometiam seriamente o grau de atenuação para as interferências de natureza radiante.
- O ponto de aterramento da blindagem era através dos cabos que transportam sinais. Isto favorecia o aparecimento de correntes de terra através dos cabos, o que poderia provocar "*ground loops*".

2.3.1. Modificações na blindagem eletromagnética do TORM

Seguindo a descrição dada anteriormente, continuaremos considerando a blindagem em duas partes: a interior ao magneto e a exterior. Na primeira, apenas uma tela apoiada no lado de dentro era utilizada, e verificou-se que ela era ineficaz para evitar o forte acoplamento entre as bobinas de gradiente de campo e a bobina de detecção. Sabe-se também que a blindagem eficaz de uma tela é inferior ao de uma placa (*Fleming* [3] *Pavlicek* [6]), e não é facilmente previsível, especialmente em formato não plano. Para aumentar a eficácia da blindagem local no interior do magneto, optou-se por acrescentar uma segunda tela nesta região.

Esta opção tem como principal motivação o fato de existirem nas proximidades da blindagem as bobinas de gradiente de campo. Em regime de trabalho normal, estas bobinas produzem campos magnéticos variáveis de grande intensidade (4mT/m) e tempos de subida e descida curtos (700μs). Esses valores resultam em gradientes de campo com taxa de excursão de 5,7T/m/s, e isso ocorre nas regiões onde serão executadas as imagens, a aproximadamente 20cm para o interior do magneto. As telas, cuja finalidade é blindar interferências, estarão em uma região de grande taxa de excursão de campo, e pelo fato de terem boa condutividade elétrica, haverá corrente induzida nas mesmas, o que produzirá um campo oposto ao aplicado (lei de Lenz). Como consequência, a resposta dos gradientes de campo fica comprometida, e essa característica é de vital importância para que a imagem tenha boa qualidade, como foi visto no capítulo 1. O objetivo da tela é alcançar um compromisso entre ter-se uma blindagem efetiva aceitável e uma redução na quantidade de material metálico condutor muito próximo às

regiões de grandes variações de campo magnético, com finalidade de evitar os efeitos das correntes induzidas (*eddy current*).

Essa parte interna foi desmontada, separando as bobinas de gradiente do corpo do magneto. Aproveitando-se das flanges já existentes para a fixação das bobinas à estrutura, construiu-se um suporte plástico, com tiras de 5cm, feitas a partir de chapas de poliuretano com 6mm de espessura, e fixou-o nas flanges. Este permitiu a rígida colocação de uma tela de latão, com 20 malhas por polegada e fio de 0.25 milímetros de diâmetro, a uma distância de 6 centímetros das bobinas de gradiente. Para uma fixação segura, foi necessário o uso de parafusos de plástico a cada 10cm, ao longo de toda a circunferência das tiras de suporte, isso evita qualquer vibração da tela devido à eventuais correntes induzidas pela aplicação de gradientes de campo intensos. Outro cuidado tomado com a montagem da tela foi mantê-la com as bordas sem contato elétrico uma com a outra, ao longo de todo o comprimento do tubo de suporte; isso evita que correntes induzidas apareçam na direção medida ao longo da circunferência da tela. O tubo que suporta as bobinas de gradiente, e agora também o conjunto interno da blindagem, tem sua parte traseira fechada com uma tela de cobre e que, na seção anterior, foi detectado ser um dos pontos mais críticos da blindagem. Essa tampa traseira foi retirada e uma nova foi construída, com o mesmo tipo de tela da parte interior do tubo. O contato elétrico desta tampa agora é feito mediante forte pressão entre as superfícies condutoras, isso porque pode-se desejar o acesso traseiro para eventual manutenção na parte interna do tubo. Vale ressaltar aqui, que nenhum contato elétrico existe ainda entre as telas das partes externa e interna ao tubo, pois elas serão convenientemente conectadas às partes que serão descritas posteriormente.

A blindagem que é externa ao magneto também foi desmontada, com a finalidade de corrigir-se detalhes de construção e melhorar os pontos críticos de falhas elétricas. Basicamente podemos considerá-la em duas partes distintas: a tampa superior e a parte inferior.

Esta última, como descrita em anteriormente é construída de chapas de cobre apoiadas em madeira compensada. Mecanicamente, esta estrutura é boa, porém, a união das chapas foi melhorada refazendo as soldas que as unem, de forma a manter um contato elétrico mais efetivo em cada painel de madeira. Na união dos painéis foi utilizada uma quantidade maior de parafusos de fixação, cuja principal finalidade é manter uma continuidade elétrica mais confiável, mediante uma maior pressão mecânica entre as partes. Todos os painéis são apoiados no chão e soldados sobre uma folha de cobre, que será o plano terra da blindagem. Ainda nos painéis, foram introduzidas canaletas em forma de U para servir de encaixe para a tampa que fecha a blindagem. Ela tem como principal função eliminar a penetração de campo radiante, devido a qualquer eventual fresta que ocorra pela retirada da tampa para dar acesso ao paciente. Uma malha de cobre estanhado é fixada no canto inferior interno da canaleta a fim

de permitir que o contato elétrico entre a tampa e a estrutura externa da blindagem seja suficiente para garantir uma boa eficiência (figura 2.3).

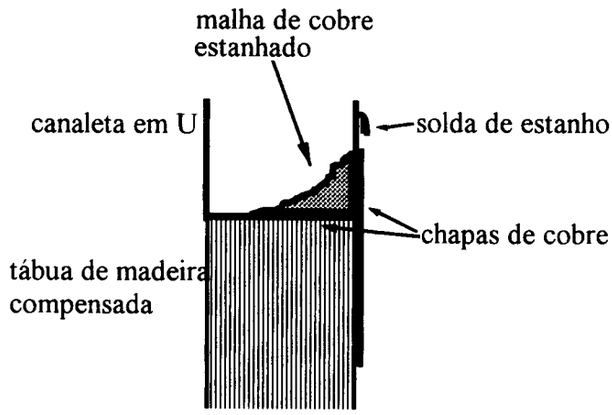


Figura 2.3 - Vista em corte da canaleta em U onde a tampa da blindagem é apoiada. A malha de cobre estanhado evita que imperfeições mecânicas promovam falhas na blindagem.

A tampa da blindagem foi mantida com o mesmo formato descrito na seção anterior, porém modificações no sentido de melhorar o desempenho foram executadas, tais como: as soldas foram melhoradas para aumentar o contato elétrico entre a tela e a estrutura de canos de cobre; a base da tampa, que se encaixa na canaleta, foi soldada na tela ao longo de toda sua extensão, a fim de evitar falhas ou buracos ao encaixar-se. A canaleta oferece uma resistência mecânica que pressiona a base da tampa, o que mantém um bom contato elétrico entre as partes; na frontal da tampa foi colocada uma flange de chapa de cobre, com 1mm de espessura, para apoiá-la sobre uma malha de cobre estanhado, fixada na tela que recobre a parte interna do tubo em que se aloja o paciente. Isto garante um contato elétrico sobre todo o perímetro da tampa. Essas modificações tem como finalidade manter a atenuação da blindagem, mesmo com uma peça móvel, no caso, a tampa.

As alterações citadas, até o momento, referem-se apenas às partes que já existiam na blindagem do sistema. Com a finalidade de prever eventuais expansões ou modificações na configuração do TORM, aproveitou-se uma parte da sala, na região traseira do magneto, e construiu-se uma blindagem. Ela é feita de tela de cobre (fio de 0.3mm de diâmetro e 16 malhas por polegada) fixada em molduras de madeira com 120 centimetros de altura e 120 centímetros de lado; a parte inferior é o próprio plano terra e o lado fixado ao magneto tem um conjunto de chapas de cobre (0.3mm de espessura), colocadas em moldura de madeira e eletricamente conectadas à malha externa que recobre o tubo em que se aloja o paciente. Em uma das laterais, foi fixado o conjunto de filtros para os fios das bobinas de gradiente, que

serão descritos posteriormente. A figura seguinte (2.4)mostra esquematicamente as pricipais partes que formam a blindagem do magneto após as modificações.

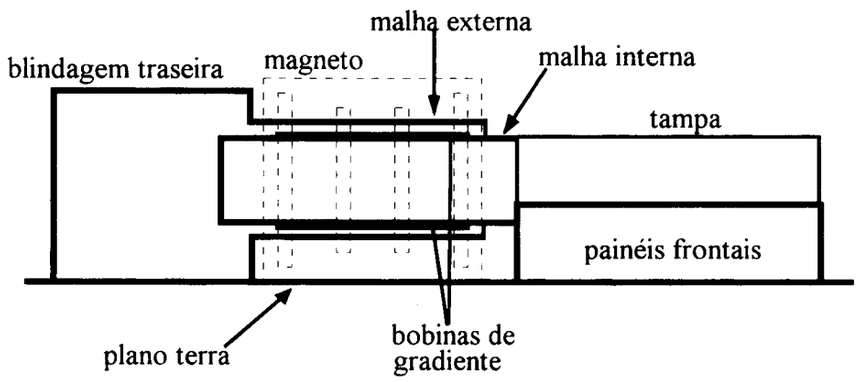


Figura 2.4 - Visualização esquemática das partes que formam a blindagem local do TORM. Observe-se que as malhas interna e externa possuem o mesmo potencial elétrico devido ao plano terra, mas não têm ponto comum de contato elétrico. A interna é conectada pelos painéis frontais, enquanto a externa pela blindagem traseira.

2.3.1.1. Verificação da atenuação da blindagem após as modificações

Uma vez completadas as modificações na montagem da nova blindagem para RF, foi conectado de maneira permanente (soldado) um cabo de 16 mm^2, do plano terra ao conjunto de pinos de terra, para garantir um ponto de baixa impedância à blindagem (aterramento permanente) e prevenir possíveis *ground loops*. Finalizada essa etapa, torna-se necessário uma nova avaliação da blindagem quanto ao seu grau de atenuação.

Executadas as modificações, a atenuação proporcionada pela blindagem teve um incremento, e isto inviabilizou o uso do método de medida proposto anteriormente para verificar a sua efetividade. O diagrama mostrado na figura (2.2) teve que ser alterado, pois apenas com o sintetizador fornecendo potência para o *loop* (13dBm no máximo) não foi possível observar indicação alguma com a blindagem fechada.

A alteração consistiu em colocar um amplificador de potência entre o atenuador de sinal e o *loop* transmissor. Dessa forma, poderá ser produzido um campo magnético variável, forte o bastante para o receptor poder detectar. O amplificador utilizado foi um Amplifier Research, modelo 200L, com ganho ajustável continuamente de 35 a 53 dB e potência máxima de saída de 530Watts pulsado com ciclo de trabalho menor que 10% ou 200Watts contínuos. Devido à grande dinâmica dos sistemas transmissor-receptor, a medida executada na ausência de blindagem exije a retirada do amplificador de potência do circuito (*bypass*), pois o ruído produzido por ele, na condição ligado, produz sinal detectável no indicador na ausência de

sinal na entrada do mesmo. Devido à este problema, o ganho do AR200L foi mantido fixo no valor máximo (53dB) para, posteriormente às medidas, ser levado em conta no valor final da atenuação da blindagem. O valor de 93dB medido após as modificações já se enquadra nas recomendações que a maioria dos fabricantes de aparelhos de ressonância exigem, de acordo com *Graham* [4].

2.3.2. Prevenção das interferências vindas através dos condutores

Uma vez alcançado um grau de atenuação bom para blindagem, precauções com os demais tipos de propagação de interferências devem ser tomadas, pois somente a diminuição dos problemas de origem radiante não garante o bom desempenho do sistema. Interferências através dos condutores foram descritas anteriormente e identificadas. Os condutores de sinal para os gradientes de campo e os de alimentação para os circuitos nas proximidades do magneto são os mais susceptíveis às interferências e irradiam para o interior da blindagem. Para contornar este tipo de problema, a solução mais simples e confiável é a inclusão de filtros nas linhas condutoras.

2.3.2.1. Filtros para as linhas de alimentação dos circuitos de baixa potência

Dentro da blindagem encontra-se toda a eletrônica de radiofrequência de baixo sinal, e circuitos auxiliares para funções de controle, sinalização e posicionamento (figura 1.13). Estes módulos são alimentados por uma fonte de corrente contínua, localizada no espectrômetro, que fornece tensões de +5V, +15V e -15V.

A susceptibilidade dos condutores está relacionada à captação de campos magnéticos variáveis que induzem correntes interferentes nos fios de alimentação. A finalidade é evitar que este sinal interferente seja irradiado no interior da blindagem e venha a ser captado pela bobina de RMN.

A primeira providência é diminuir a possibilidade de indução de campos externos nestes condutores, e para isso foram substituídos por um cabo multiveias (4 condutores) com malha externa espiralada em cobre estanhado. Esta última, estando aterrada em ambas as pontas, cria um caminho de baixa impedância para o *terra*, que ajuda a diminuir a corrente induzida nos condutores internos à malha. Os condutores, que transportam DC dentro da blindagem, foram roteados próximos ao plano terra, visando com isso a diminuição da possibilidade de irradiação por parte destes fios (*Morrison* [1], *Ott* [2]).

Como segunda barreira às interferências induzidas, foi providenciada uma filtragem dos condutores de alimentação no painel passante da blindagem eletromagnética. Esse filtro foi construído especialmente para esta finalidade, e dimensionado para suportar o consumo de corrente exigido pelos circuito eletrônicos. Pelo fato de ser um filtro dedicado à passagem de corrente contínua e à rejeição de sinais de indução alternados, especialmente na região de operação do sistema (2,35MHz), o projeto não apresenta dificuldades de ser elaborado, devendo-se apenas obedecer aos limites de corrente de operação dos circuitos e respeitar a limitação de capacidade de corrente dos choques de RF. A figura 2.5 mostra o diagrama elétrico do filtro e suas divisões internas com blindagem entre seções.

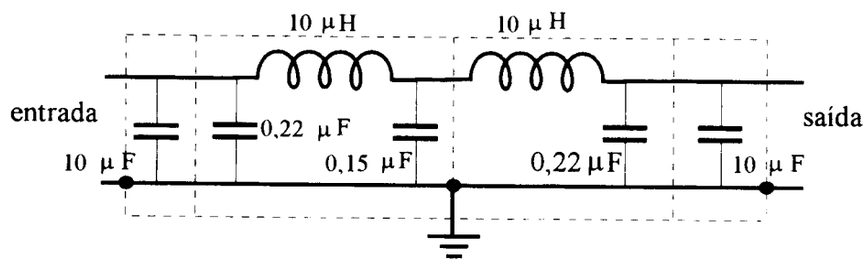


Figura 2.5 - Diagrama elétrico do filtro de alimentação dos circuitos eletrônicos próximos ao magneto.

Os indutores em série garantem o bloqueio da RF induzida e permitem passagem de corrente contínua, e capacitores para o terra que garantem baixa impedância à sinais de alta frequência. A inclusão de um capacitor de baixo valor em paralelo com o de 10μF, visa abaixar a impedância daquele ponto para o terra.

A distribuição de componentes em quatro blocos básicos, isolados entre si através de uma parede de chapa de cobre, garante uma boa atenuação para sinais de RF sobrepostos à alimentação.

Grau de atenuação do filtro de corrente contínua

A atenuação deste filtro foi medida injetando-se uma corrente na entrada do filtro com o gerador de sinais. Ele foi conectado aos diferentes condutores independentemente, e a corrente, na frequência de 2,35MHz, medida com a ponta de prova de corrente (P6302) e o amplificador (AM503), ambos Tektronix. A atenuação é dada em função da relação entre os valores de corrente injetada no condutor, antes do filtro e depois de passar por ele, e os resultados estão resumidos na tabela que segue.

Tabela 2.1 - Resultados das medidas de atenuação para o filtro de corrente contínua.

Condutor	Corrente injetada I_i(mA)	Corrente na saída I_0(mA)	Atenuação do filtro 20 log (I_i/I_0) dB
+15V	270	<0.5	>54
-15V	270	<0.5	>54
+5V	270	<0.5	>54

2.3.2.2. Filtros para os condutores das bobinas de gradiente de campo

Os gradientes de campo são produzidos por bobinas nas quais são aplicadas correntes em forma de um trapezóide como mostrada na figura 2.6.

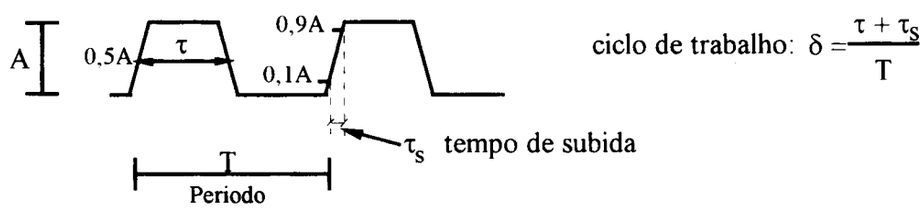
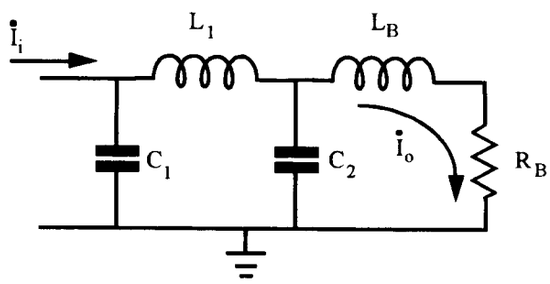


Figura 2.6 - Forma de onda trapezoidal que ilustra a corrente aplicada às bobinas de gradiente de campo. No caso específico do TORM, o período T, a amplitude A e a largura do pulso τ são variáveis de acordo com o tipo de sequência de pulsos utilizada.

Os tempos duração do pulso e o período são da ordem de milissegundos, enquanto o tempo de subida mais curto é de 500μs. Isto faz com que o espectro de frequências desta forma de onda não ultrapasse poucos quilohertz. O filtro empregado no caminho de sinal para os gradientes deverá ter características passa-baixas com boa atenuação para 2,35MHz, pouca perda por inserção para a banda passante e valores de indutância ou capacitância que não afetem os valores nominais das bobinas de gradiente quando colocado no circuito.

Uma topologia capaz de atender a essas exigências é a do filtro PI de uma seção. Na configuração passa-baixas, ele possui apenas um indutor em série com o sinal, e dois capacitores: um em paralelo com a entrada, e outro em paralelo com a saída (figura 2.7). A análise da resposta transiente para este circuito pode ser feita pelo processo formal de análise de circuitos elétricos através da função de transferência entre a corrente de entrada no circuito (I_i) e a que circula pela bobina de gradiente (I_o).

IFSC — SERVIÇO DE BIBLIOTECA E INFORMAÇÃO



L_B indutância da bobina de gradiente

R_B resistência da bobina de gradiente

Figura 2.7 - Diagrama elétrico para um filtro PI tendo como carga uma bobina de gradiente.

Desconsiderando eventuais reatâncias da fonte de corrente (fonte de gradientes), a presença de quatro elementos reativos no circuito equivalente, leva-nos a ter uma função de transferência de quarta ordem (ou quatro pólos) com coeficientes complexos que dependem do valor atribuído aos componentes do circuito (*Tuttle* [7] *Johnson* [8]). A equação 2.4 mostra a função de transferência do circuito para o filtro de gradiente.

$$\frac{\dot{I}_o(\omega)}{\dot{I}_i(\omega)} = \frac{1}{A_4\omega^4 - jA_3\omega^3 - A_2\omega^2 + jA_1\omega + 1} \tag{2.4}$$

onde $A_1 = R_B(C_1 + C_2)$; $A_2 = L_BC_1 + L_1C_1 + L_BC_2$; $A_3 = L_1C_1C_2R_B$; $A_4 = L_BC_1L_1C_2$

A solução completa e formal de um sistema de quarta ordem é algebricamente complicada, por este motivo optou-se por executar uma simulação em computador da função de transferência do circuito mostrado anteriormente.

A finalidade disto é obter resposta, em frequência, boa o suficiente para manter a dependência da corrente de saída, com a de entrada, com a menor distorção possível e sem atraso no tempo, utilizar valores de componentes que não afetem significativamente os valores nominais das bobinas de gradiente, e garantir ainda uma boa atenuação para a frequência de operação do TORM (2,35MHz). Para que todas estas características possam ser alcançadas é essencial que a frequência de corte seja a maior possível e que a faixa passante do filtro seja plana.

Um fator essencial no projeto destes filtros são os valores dos parâmetros elétricos das bobinas de gradiente utilizadas pelo TORM 005. As geometrias delas é do tipo convencional, um par de Maxwell para o gradiente Z, e outros dois pares de Golay ("*short Golay*"), um para o gradiente em X e outro para o Y. A impedância do circuito equivalente série destas bobinas foi medida a uma frequência de 120Hz por uma ponte de impedância da General Radio modelo GR 1657 RLC, e a resistência à corrente contínua com um multímetro Fluke modelo 8050A. Os valores obtidos estão mostrados na tabela 2.2

Tabela 2.2 - Valores dos parâmetros elétricos das bobinas de gradiente do TORM 005

Bobina	R_{DC} (mΩ)*	R_{AC} (mΩ) @ 120Hz	L (μH) @ 120Hz
Xa	490	520	470
Xb	490	530	465
Ya	490	530	480
Yb	490	526	480
Za	320	355	330
Zb	320	354	330

*Valor com resolução de apenas 10mΩ (FLUKE 8050A)

Estes valores, obtidos em baixa frequência, foram utilizados na simulação do circuito do filtro. O circuito final é mostrado na figura 2.8, onde considerou-se a simulação para o pior caso de carga (bobina Yb).

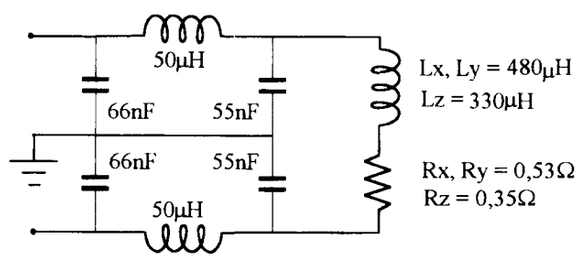


Figura 2.8 - Diagrama elétrico final do filtro de gradientes após a determinação dos parâmetros elétricos com a simulação em computador.

Os resultados obtidos na simulação podem ser observados na figura a seguir, (2.9) onde são mostradas a resposta em frequência do circuito.

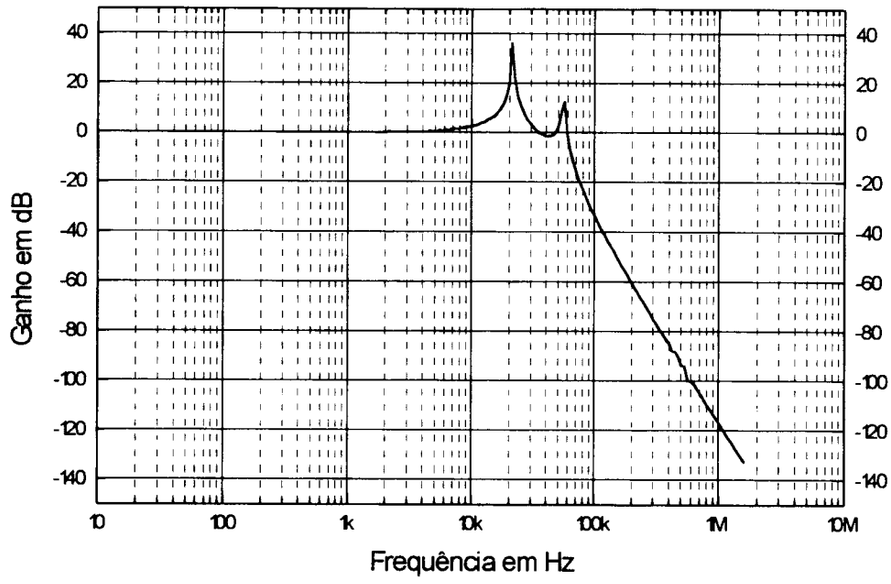


Figura 2.9 - Gráfico da simulação da resposta em frequência do filtro.

Finalizada a fase de projeto, foi construído um protótipo do filtro para avaliar as características do mesmo e verificar se há necessidade de ajustes dos parâmetros elétricos dos componentes a fim de atender as exigências impostas no início do projeto. Este protótipo tem apenas um par de filtros, com a finalidade de testar apenas uma bobina por vez e avaliá-lo independentemente.

Devido à grande corrente que percorrerá o indutor e também a excursão de tensão sobre os capacitores, a construção destes componentes teve uma atenção especial, pois, caso contrário, o desempenho dos filtros em condições de operação extrema pode não ser aceitável.

Construção do indutor

Com o valor da indutância determinada pela simulação, a construção do indutor dependerá também das perdas do condutor utilizado, pois passará uma corrente de até 50A, o que impõe que a bitola deverá ser suficiente para garantir baixa resistência.

A forma escolhida para o indutor foi a solenoidal, devido à grande relação indutância por volume desta geometria e também pela facilidade de previsão da indutância, dada pela equação empírica abaixo (*ARRL* [9]).

$$L(\mu H) = \frac{n^2 r^2}{2{,}54(9r + 10l)} \tag{2.5}$$

onde n é o numero de espiras; r é o raio médio do enrolamento (em centímetros); l é o comprimento do indutor (em centímetros).

A adoção de um fio esmaltado com seção transversal de $8mm^2$ (3,3mm de diâmetro com esmalte) mostrou-se uma boa escolha, dadas as dimensões finais obtidas. Um solenóide com 40 espiras juntas sobre uma forma de PVC cilídrico com diâmetro médio de 78mm resulta em um enrolamento de 135mm de comprimento e, de acordo com a fórmula 2.5, a indutância total é de 56,3μH. O comprimento total do fio é de 9,8 metros o que resulta em uma resistência à corrente contínua de 21mΩ, que é menor que 1/10 da menor resistência DC das bobinas de gradiente (tabela 2.2).

A construção deste indutor exigiu um enrolamento com fio tensionado e passo controlado para garantir uma boa reprodutibilidade mecânica entre as diversas bobinas. Com a construção das duas primeiras, a indutância resultante foi de 53μH para a primeira e 54μH para a segunda, medidas com o Q-meter HP 260A, o que mostra uma excelente concordância com o valor calculado e uma boa reprodutibilidade dos dois primeiros exemplares.

Construção dos capacitores

Observa-se pelo diagrama elétrico da figura 2.8 que os valores dos capacitores de entrada e de saída do filtro são diferentes. Apesar de terem capacitâncias próximas a valores comerciais, optou-se por utilizar um esquema para associar diversos capacitores menores em paralelo. O principal motivo para tal configuração vem do fato de que se desconhece a capacidade de potência reativa suportada pelos capacitores de poliéster comerciais, já que sua fabricação é dedicada a aplicações em baixa potência; portanto, uma associação em paralelo destes componentes permitirá uma divisão da potência entre eles. Empiricamente, optou-se por estabelecer que o capacitor de 55nF seria composto de cinco componentes de 10nF mais um de 4,7nF, e que o de 66nF seriam seis de 10nF mais um de 5,6nF.

Para ter-se uma boa montagem mecânica, a associação dos capacitores exigiu a construção de um suporte específico para a colocação dos mesmos. Este deve permitir uma fixação rígida à estrutura que sustenta o filtro, e evitar que eventuais problemas, como "fuga" de sinal através do condutor de passagem, ocorram.

Para atender estas características, foi construído um suporte em forma circular onde os capacitores são soldados. Estes suportes são feitos de placas de circuito impresso de fibra de vidro espaçadas por isolantes de *nylon* que também permitem a isolação elétrica do condutor central. Este condutor é um parafuso de latão com 6mm de diâmetro, que faz contato com o suporte superior mediante uma porca de fixação. Detalhes da construção mecânica destes suportes podem ser vistos na figura 2.10.

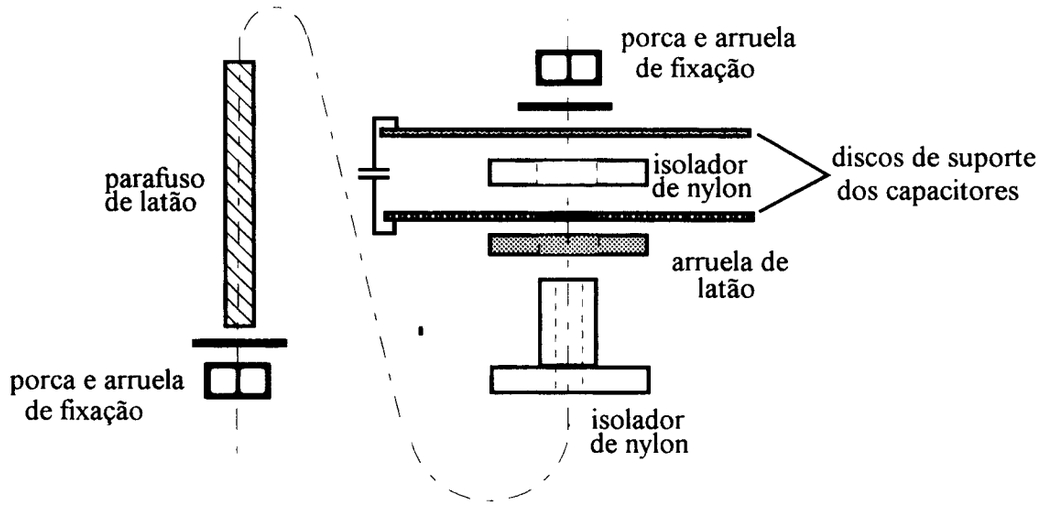


Figura 2.10 - Desenho das partes que constituem o capacitor de passagem dos filtros de gradiente.

Construção e resultados do protótipo com um par de filtros

A finalidade da construção de apenas um par de filtros é de verificar se as condições adotadas na construção dos capacitores e dos indutores não afetam o desempenho global do canal onde o filtro foi inserido, assim como as próprias características do filtro quando submetido a um regime de trabalho extremo.

O monitoramento da corrente foi feito na entrada e na saída do filtro. Para medir a corrente na entrada, o amplificador de gradientes fornece um monitor de corrente com fator de escala de 5A/V e, na saída, o monitoramento foi feito com a ponta de prova de corrente P6302 Tektronix e o amplificador AM503. A resposta a um pulso típico para o gradiente de campo pode ser observada no foto que segue (2.1) onde vê-se que não há atrasos na resposta ou deformações na forma de onda da corrente que circula pela bobina de gradiente de campo devido a inclusão do filtro no circuito.

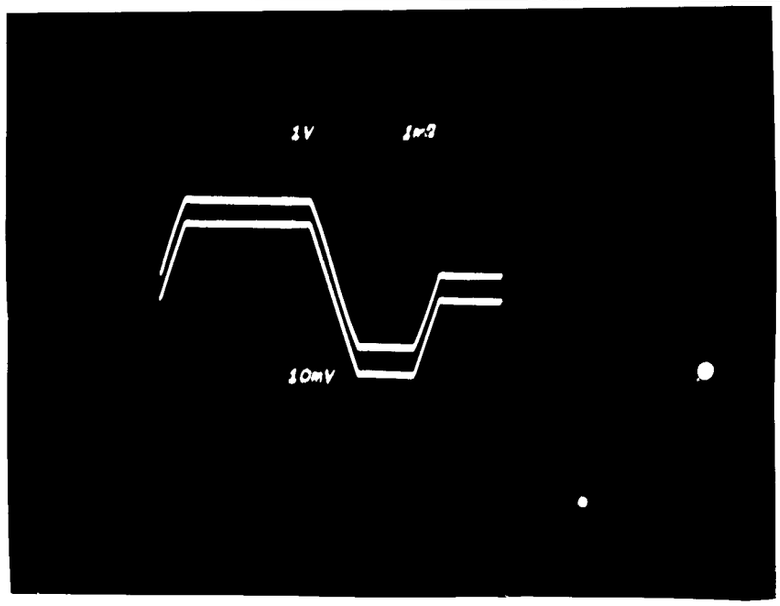


Foto 2.1 - Foto da tela do osciloscópio mostrando duas formas de onda correspondentes ao monitor de corrente da fonte de gradientes (traço superior) e a corrente medida na bobina de gradiente (traço inferior) com a ponta de prova.

O comportamento da tensão e da corrente aplicadas sobre o conjunto filtro mais bobina de gradiente foi avaliado, assim como o regime de trabalho em condições de uma sequência de pulsos rápida. Para facilidade de compreensão da nomenclatura utilizada nas tabelas que contém os resultados, a figura 2.11 mostra as formas de onda típicas encontradas em circuitos RL convencionais.

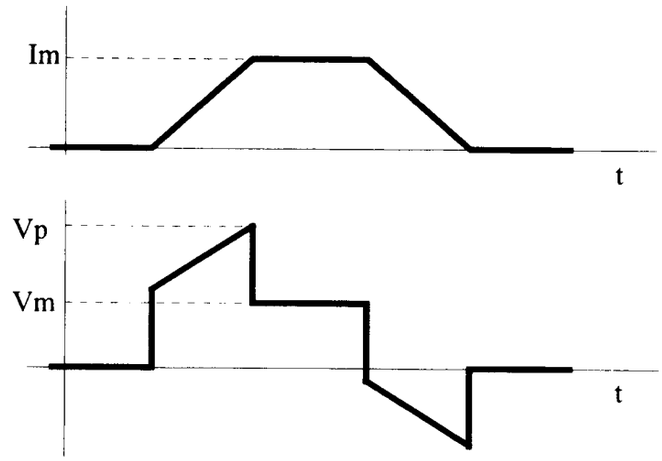


Figura 2.11 - Digrama amplitude X tempo para as formas de onda de tensão e corrente sobre uma carga RL. Típico para bobinas de gradiente.

O monitoramento da tensão na entrada e na saída do filtro foi executado usando-se o osciloscópio, com e sem o filtro. Os resultados obtidos para os pontos mais importantes, ilustrados na figura 2.11, estão na tabela 2.3.

Tabela 2.3 - Valores da tensão de pico e de regime na entrada e na saída do filtro.

		sem filtro		**saída do filtro**		**entrada do filtro**	
Canal	**Im (A)**	**Vp (V)**	**Vm (V)**	**Vp (V)**	**Vm (V)**	**Vp (V)**	**Vm (V)**
Xa	25,5	29,5	12,5	30,0	12,5	34,5	13,5
Xb	25,5	29,5	12,5	30,0	12,5	34,5	13,5
Ya	26,5	31,0	13,0	31,0	13,0	36,0	14,5
Yb	26,5	31,0	13,0	31,0	13,0	36,0	14,5
Za	23,0	18,0	7,5	18,0	7,5	22,5	8,5
Zb	23,0	18,0	7,5	18,0	7,5	22,5	8,5

A análise dos valores da tabela 2.3, revela que o comportamento da tensão sobre a bobina de gradientes não sofre alteração significativa nos valores absolutos de pico e de regime, com ou sem o filtro. Os valores destas tensões na entrada do filtro porém, mostram um acréscimo médio da ordem de 16% a 25% na tensão de pico e de 8% a 13% na tensão de regime, devido ao fato de que a resistência e a indutância que compõem a carga total terem sido alteradas.

Na tensão de regime (Vm), o acréscimo é devido à componente resistiva, principalmente dos fios dos indutores que fazem parte do filtro. Neste caso, cada um garante uma resistência à corrente contínua de 20mΩ, mais um acréscimo de 4 contados e cerca de três metros de condutor com $10mm^2$ de seção transversal, pode-se chegar em um acréscimo total de 45~50mΩ por filtro.

Na tensão de pico (Vp), o acréscimo total é mais significativo, uma vez que ela depende não somente do aumento da resistência, mas também do aumento na indutância. O valor desta tensão tem uma relação direta com a indutância e a resistência presente no circuito, e também depende da taxa de variação da corrente (700μs de 0 a 100%), daí o acréscimo percentual ser maior que no caso anterior. O valor total da indutância tem um aumento de cerca de 100mH por conjunto de filtro (~50mH por indutor), o que representa mais de 21% para as bobinas dos eixos X eY, e 30% para as bobinas do eixo Z.

Apesar da modificação que foi observada no valor final do circuito equivalente do conjunto filtro mais bobina de gradiente, os valores medidos das tensões máximas de pico e de regime são aceitáveis e, na prática, não comprometem o desempenho da fonte de gradientes no que diz respeito ao fornecimento de energia ao conjunto filtro mais bobina de gradiente.

Construção e resultados finais do conjunto de filtragem para os gradientes

Para completar o conjunto de filtragem outros dez filtros, idênticos aos protótipos, foram construídos e colocados em uma caixa, construída para esta finalidade. Esta permitiu alojar os doze filtros em duas colunas de seis elementos (foto 2.2).

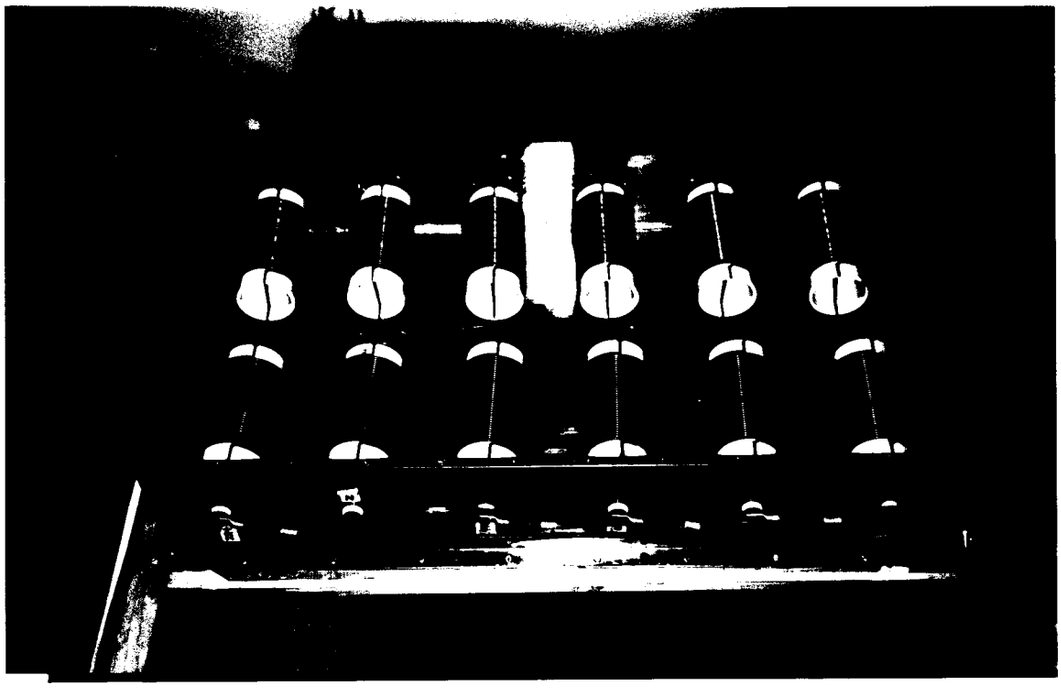


Foto 2.2 - Vista da caixa que contém os filtros de gradiente mostrando os seis pares, um par para cada bobina.

A construção dos demais elementos foi idêntica à descrita anteriormente e as grandezas elétricas foram mantidas dentro de uma tolerância de +5% relativa ao menor valor medido para todos os elementos que constituem o filtro.

Uma vez montado todo o conjunto e fixado na blindagem, foram feitas as medidas de avaliação das principais características elétricas do conjunto.

- Resposta em frequência do conjunto filtro mais bobina de gradiente.
- Atenuação para a frequência de operação (2,35MHz).

Estes ítens têm seus resultados resumidos na tabela 2.4, e a curva de resposta em frequência é mostrada nos gráficos da figura 2.12.

A resposta em frequência dos circuitos foi medida injetando-se um sinal com um gerador de áudio (B&K 3020) na entrada e medindo-se a corrente de saída com uma ponta de prova e um osciloscópio (IWATSU SS5702); o ganho é definido como 20 log(corrente de saída/corrente de entrada). A atenuação para 2,35MHz foi determinada injetando-se corrente na entrada do filtro (sonda injetora) e medindo a relação entre a corrente na saída e na entrada do filtro com a ponta de prova de corrente.

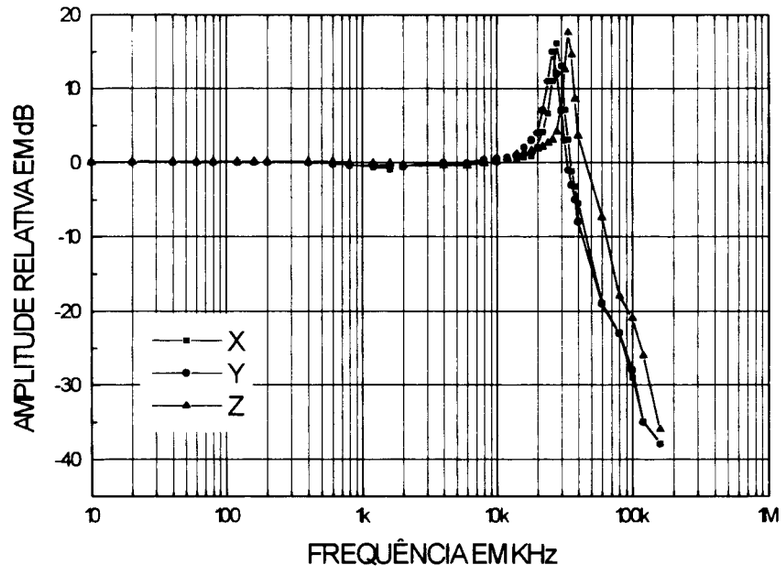


Figura 2.12 - Gráfico mostrando a resposta em frequência dos filtros de gradiente.

Tabela 2.4 - Resumo dos principais valores da curva de resposta em frequência.

Canal	Atenuação para 2,35MHz (dB)	Pico de frequência dB/KHz
Xa	55	14/140
Xb	56	14/140
Ya	56	13/130
Yb	57	13/130
Za	51	15/170
Zb	51	15/170

Como última precaução contra a captação de interferência eletromagnética através dos cabos de sinal de gradientes, os pares foram trançados, do filtro até a fonte, de forma aumentar a rejeição em modo comum.

2.3.3. Modificação nas conexões com o terra

Todas as alterações feitas até o momento não consideraram um fator importante em qualquer equipamento elétrico: o aterramento. A função principal deste é a proteção e a segurança de qualquer pessoa que manuseie os equipamentos, assim como a de outros aparelhos que tenham conexões elétricas entre si.

O estabelecimento de um potencial comum a todos os aparelhos que compõem um sistema mais complexo juntamente com a presença de um transformador isolador, garante que não haverá fluxo de corrente por fios ou cabos de interconexão de terra, conhecidos como *ground loops*.

Para garantir que o sistema terá condições de operar com segurança e sem a presença dos *ground loops*, foi necessário que as interligações entre os equipamentos e o terra principal fossem modificadas. Como regra geral, a conexão deve ser tão curta quanto possível, o terra de equipamentos sensíveis deve ser separado do terra de equipamentos maiores, computadores e circuitos digitais devem possuir conexões ao terra independentes dos demais equipamentos.

Procurando seguir estes princípios básicos, foram remodeladas as ligações para o terra no TORM. O diagrama da figura 2.13 mostra as ligações dos diversos aparelhos ao terra principal.

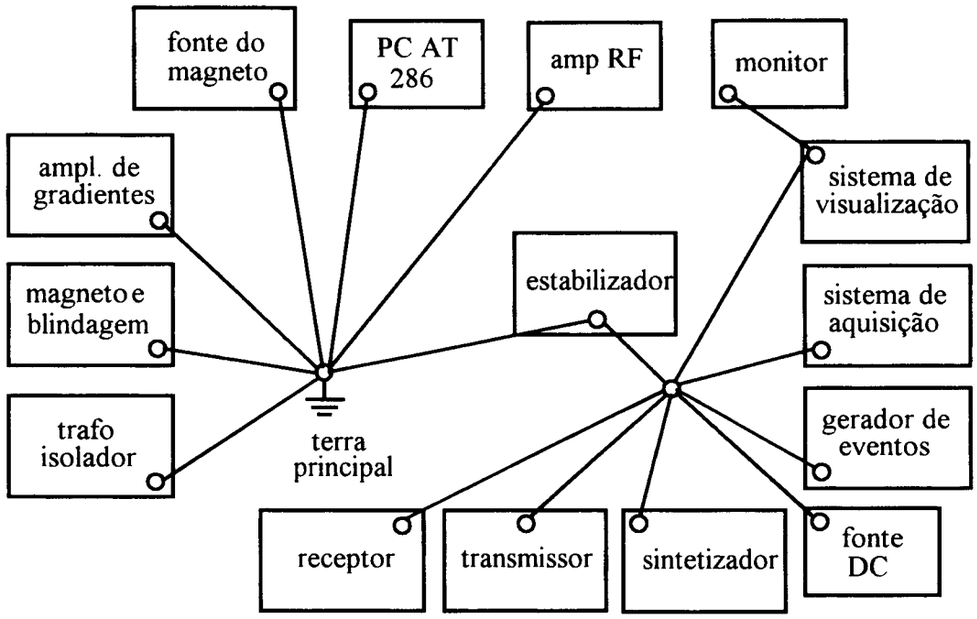


Figura 2.13 - Diagrama de conexões ao terra dos equipamentos que compõem o TORM .

2.3.4. Resultado das modificações executadas no TORM 005

A operação com confiabilidade e reprodutibilidade de resultados só é possível se o conjunto dos equipamentos têm boas condições de trabalharem livres de interferências de qualquer natureza.

Como resultado final das modificações descritas neste capítulo, a figura 2.14 mostra dois espectros obtidos antes das modificações propostas (A) e depois de sua execução (B). Os espectros foram obtidos a partir de um amostra de óleo "nujol" com volume de 1cm^3 colocada no centro de uma bobina para imagem de cabeça. Os parâmetros de obtenção dos espectros são iguais assim como os valores operacionais do espectrômetro.

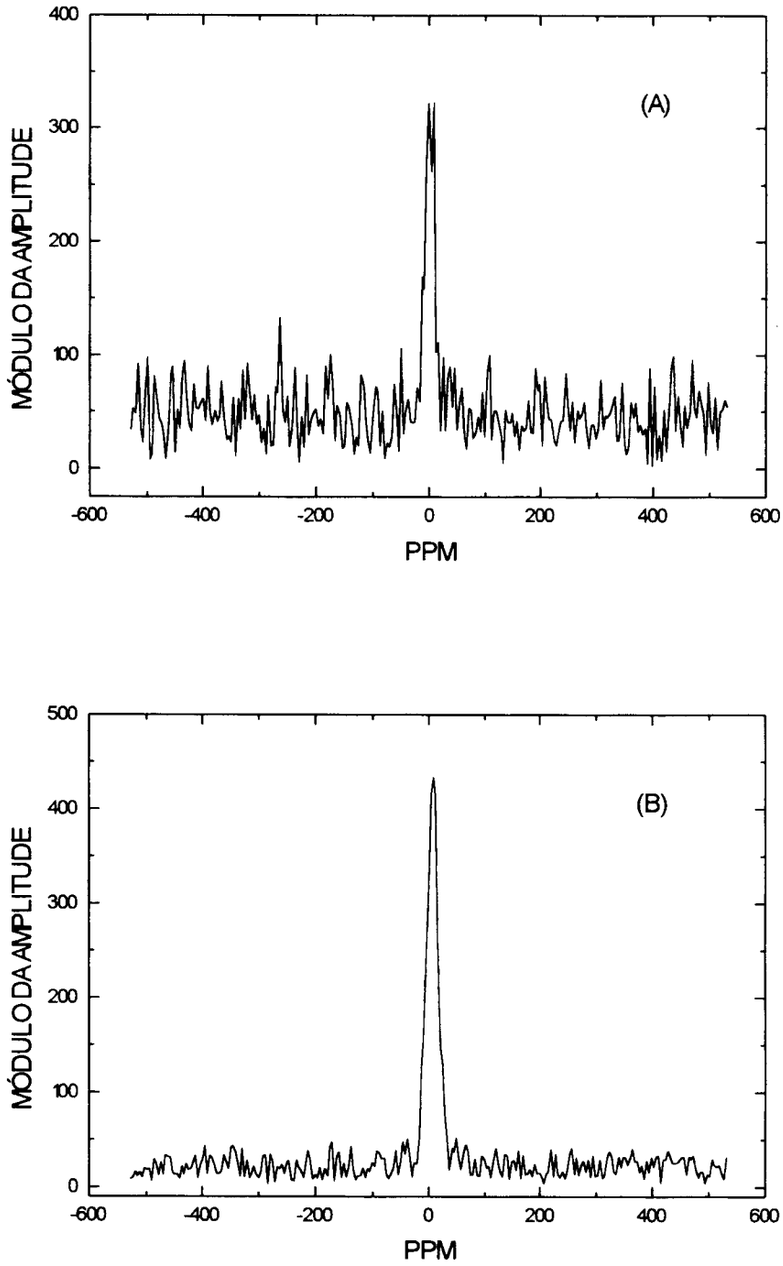


Figura 2.14 - Espectros que mostram a diferença de relação sinal-ruído no TORM antes (A) e depois (B) das alterações descritas neste capítulo.

2.4. Diagramação do TORM 005 baseado no espectrômetro da Analogic AN9100

Quase simultaneamente com a conclusão dos trabalhos descritos neste capítulo, foi colocado em operação um novo espectrômetro baseado no modelo AN9100 da Analogic Corporation.

Este novo espectrômetro executa essencialmente as mesmas funções do anterior, com a diferença que todos os módulos encontram-se alocados dentro de um único aparelho e comunicam-se através de um barramento, padrão VME.

O AN9100 possui internamente: transmissor e receptor de RMN heterodinos, gerador de eventos, sistema de aquisição de dados, dois processadores para gerar de formas de ondas e uma CPU de controle e comunicação externa com memórias.

Juntamente com o módulo do espectrômetro, o amplificador de radiofrequência foi substituído pelo modelo AN8031, também da Analogic, linear, de estado sólido, e com capacidade de fornecer até $1,1KW_{PEP}$ em 50Ω.

O processador central foi modificado e agora é um μVAX 3300, responsável pela programação do espectrômetro, com dois discos, um para sistema e outro para dados. O terminal de visualização é baseado em um Macintosh IIFX, com tela de 19" e 256 níveis de cinza.

O processamento dos dados agora é descentralizado, pois foi incluído neste modelo um processador vetorial, AP500 (Analogic), que realiza parte do processamento da imagem, delegando o restante ao computador cental (μVAX 3300).

A instalação e o início das operações, com este novo sistema, exigiu modificações do ponto de vista da instalação do aparelho. Como a maior parte do trabalho descrito neste capítulo refere-se às modificações realizadas nas proximidades do magneto, a única alteração essencial foi na redistribuição dos terras aos equipamentos. A figura 2.15 mostra como ficou a distribuição dos terras com o novo espectrômetro instalado.

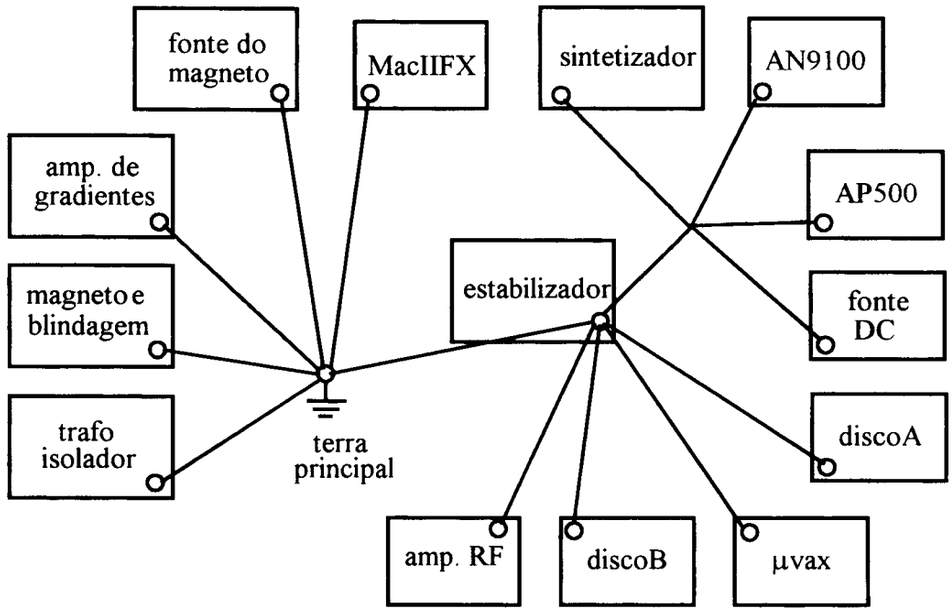


Figura 2.15 - Diagrama de interligação dos terras para o espectrômetro baseado no AN9100.

Referências bibliográficas do capítulo 2

[1] R. Morrison, W. H. Lewis, *Grounding and Shielding in Facilities*, John Wiley & Sons, 1990.

[2] H. W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, John Wiley & Sons, 1976.

[3] W. J. Fleming, B. S. M. C. Galvão, *Projetos de Alta Frequência e Antenas auxiliados por microcomputador*, McGraw-Hill, 1987.

[4] J. A. Graham Jr., *RF Shielding for NMR Imagers, in* ESSER, P. D. & Johnston, R. E. - *Technology of Nuclear Magnetic Resonance, New York.* The Society of Nuclear Medicine Inc., pp.253-257, 1984.

[5] J. E. Bridges, *Proposed Recommended Practices for the Measurement of Shielding Effectiveness of High-Performance Shielding Enclosures*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, EMC-10, number 1, 82-94, March 1968.

[6] W. Pavlicek, W. MacIntyre, R. Go, J. O'Donnell and D. Feiglin, *Special Architectural Considerations in Designing a Magnetic Resonace (MR) Facilty*, in ESSER, P. D. & Johnston, R. E. - *Technology of Nuclear Magnetic Resonance, New York.* The Society of Nuclear Medicine Inc., pp.233-252, 1984.

[7] D. F. Tuttle, *Circuits*, McGraw-Hill Kogakusha LTD, 1977.

[8] W. C. Johnson, *Linhas de Transmissão e Circuitos*, Guanabara Dois, 1980.

[9] American Radio Relay League, *The 1988 ARRL Handbook*, 65th edition, 1988.

Capítulo 3

Circuitos de proteção e de sintonia para bobinas de imagens por RMN

Na execução prática de um sistema de detecção para RMN, os circuitos reais são mais complexos que os diagramas de blocos mostrados no capítulo 1. A bobina de recepção necessita de um circuito que permita que seja sintonizada na frequência de Larmor. O receptor necessita de uma proteção mais eficaz que o *duplexer* ou o desacoplamento mútuo entre bobinas para evitar sobrecarga em sua entrada. E no caso de utilizar-se bobinas separadas para transmissão e recepção há a necessidade de um dispositivo que permita a operação delas sem problemas de interação entre as mesmas.

Para que as bobinas de recepção pudessem operar de maneira confiável e segura para o sistema receptor foi necessário o desenvolvimento de um conjunto de circuitos auxiliares que serão descritos neste capítulo.

3.1. Circuito de proteção contra sobrecarga da entrada do pré-amplificador de RF

O receptor tem um primeiro estágio amplificador de baixo nível e baixa figura de ruído que está conectado diretamente ao circuito de recepção. Durante o pulso de excitação do sistema de spins, a potência de RF aplicada pelo transmissor pode chegar a picos de centenas de Watts o que seguramente pode destruir os estágios de baixo nível do receptor. Para evitar este problema é incluído, entre o circuito da bobina e o receptor, um circuito de proteção.

3.1.1. Princípio de funcionamento

Tipicamente, o princípio de operação deste circuito deve assemelhar-se ao de uma chave, que deve ser aberta no momento da aplicação do pulso de RF e que, imediatamente após a finalização deste, seja fechada, para que permita a passagem do sinal de RMN para o receptor.

Os tempos de chaveamento, para as aplicações em RMN, são de ordem de milissegundos, e a possibilidade de chaveamento mecânico fica descartada; porém, tanto a literatura em geral (*ARRL* [1],*Unitrode* [2]), como a especializada para RMN, (*Fukushima* [3]), fornecem sugestões de natureza eletrônica para "desconectar" um receptor no momento da aplicação de potência em sua entrada.

As soluções mais comuns utilizam as propriedades dos cabos de quarto de onda para circuitos de detecção com uma única bobina, como é ilustrado na figura 3.1

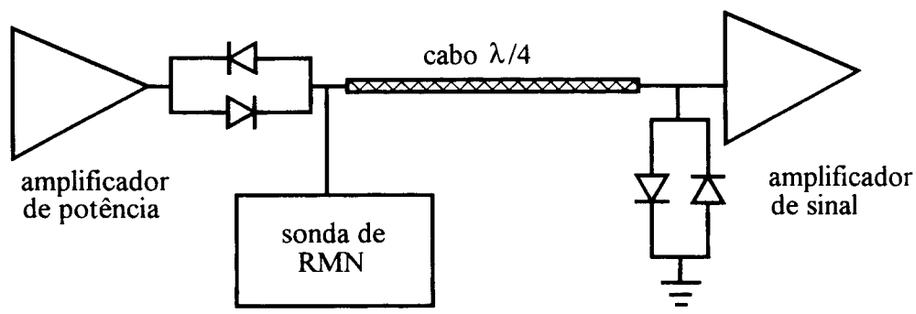


Figura 3.1 - Diagrama de um circuito de proteção utilizando cabo de quarto onda e diodos de chaveamento.

Uma linha de transmissão de um quarto de onda (λ/4) apresenta uma propriedade elétrica de grande importância em trabalhos práticos. Ela produz uma inversão da impedância elétrica presente em um de seus extremos (*Johnson* [4]).

Observando a figura anterior pode-se ver a presença de um conjunto de diodos cruzados em paralelo com a entrada do receptor, e um outro conjunto em série com a saída do amplificador de potência. Na condição onde o amplificador aplica potência, a tensão no circuito aumenta e a barreira de potencial dos diodos em série é vencida, aparecendo sinal no circuito tanque e numa das extremidades do cabo. A presença deste sinal no cabo faz com que os diodos que ficam em paralelo com a entrada do receptor também entrem em condução. Neste instante aparece, para o sinal de RF, uma baixa impedância para o terra neste ponto e, pela propriedade do cabo de quarto de onda, aparecerá no outro extremo uma impedância alta, que está em paralelo com o circuito tanque. Portanto, praticamente toda a potência do amplificador irá para o circuito, a menos de uma pequena parte que será necessária para manter os diodos em condução. Quando o amplificador pára de aplicar potência os diodos

deixam de conduzir e o circuito da sonda fica conectado diretamente à entrada do amplificador de sinal.

Este é um circuito típico para aplicações em RMN, é simples e fácil de construir e substituir, porém tem suas limitações quanto à trabalhar em frequências baixas: o comprimento excessivo do cabo nestas frequências. Um circuito desta natureza, para a frequência de operação do TORM 005, que é de 2,35MHz, teria um cabo de quarto de onda com 21,3 metros se o utilizado fosse um coaxial com dielétrico de polietileno tipo RG58 ou RG213, por exemplo.

Uma solução para aplicações em baixa frequência é a adoção do equivalente elétrico da linha de quarto de onda para uma faixa de frequências pequena. Esse equivalente é um quadripolo no modelo π onde o elemento série é um indutor e os elementos em paralelo são capacitores, e o módulo da reatância de cada elemento deve ser igual à impedância característica da linha que se deseja simular (*ARRL* [1]). A figura 3.2 mostra o esquema elétrico para este quadripolo.

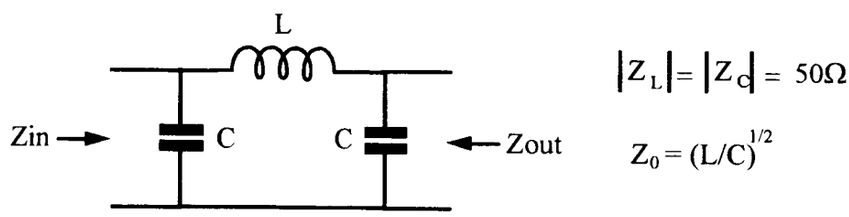


Figura 3.2 - Diagrama elétrico do quadripolo que tem o mesmo comportamento de um cabo de quarto de onda para uma faixa de frequências estreita.

Neste circuito de elementos discretos, em uma frequência específica ($\omega^2 = 1/(LC)$), pode-se observar que, se um extremo permanece aberto, o outro extremo "verá" um curto-circuito; em outra condição a impedância deve respeitar a equação de transferência deste quadripolo que é dada por:

$$Z_0^2 = Z_{in} Z_{out} \tag{3.1}$$

que é a mesma equação que descreve o comportamento de uma linha de quarto de onda (*Johnson*[4]).

3.1.3. A proteção para o TORM 005

O TORM deverá permitir a operação com uma única bobina, como transmissora e receptora, ou então com bobinas dedicadas para recepção. Neste caso, há a necessidade de que o sistema de proteção atue indistintamente em ambas as situações.

Este circuito tem a finalidade de substituir os cabo de quarto de onda e os diodos em paralelo com a entrada do receptor, portanto as características que o sistema de proteção deve ter são: baixa perda de inserção; permitir uma transferência de impedância correta entre fonte geradora e amplificador de sinal; suportar os níveis de potência operacionais do sistema; velocidade de chaveamento rápida o suficiente para não comprometer o desempenho em situações da aquisição de imagens rápidas. Isto exige a utilização de um componente que controla a RF através de um comando externo, e um componente que executa esta tarefa é o diodo PIN.

O componente disponível para a execução é um diodo fabricado pela UNITRODE Corp. tipo UM4002, cujas características são dadas por *Unitrode* [2] e as principais para esta aplicação são ilustradas na tabela 3.1 abaixo.

Tabela 3.1 - Características elétricas do diodo PIN UM4002E à 25°C

Dissipação de potência	12,0 W
Potência de pico (max)	100 KW
Máxima tensão reversa	200 V
Capacitância reversa	5pF a Vr = 12V para 1MHz
Resistência reversa para RF	400KΩ a Vr = 12V para 1MHz
Resistência direta para RF	0,2Ω a Idc = 120mA para 100MHz
Tensão DC direta	0,75V a Idc = 100mA

3.1.4. Construção do circuito de proteção

Com estes diodos foi construído o circuito da figura 3.4 que funciona como uma chave de RF de potência permitindo, sob comando da entrada de controle, que a radiofrequência passe da entrada para a saída.

A corrente de chaveamento usada para ativar os diodos PIN foi estabelecida em 100mA, onde a impedância dos diodos é de 0,6Ω na frequência de 2,35MHz, determinada com o medidor de impedâncias da HP modelo 4193A. Para fornecer a corrente necessária aos diodos, foi construído um circuito que é controlado por um sinal de comando vindo do espectrômetro.

O sinal de comando é compatível com lógica TTL que ativa um acoplador ótico cuja finalidade é evitar uma interligação entre dispositivos digitais e um ponto sensível do

receptor. A lógica obedece a um critério de segurança: o circuito está sempre ativo (receptor protegido) com nível lógico "0" (tensão de controle < 0,3V), e para habilitar o receptor é necessário colocar o sinal de controle em nível "1" (tensão de controle > 3,5V).

O circuito do alimentador para os diodos do circuito de proteção é mostrado na figura 3.3.

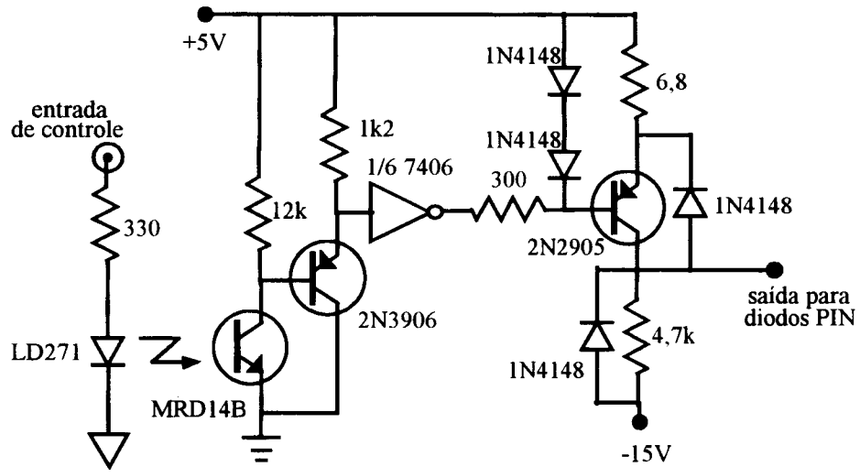


Figura 3.3 - Esquema elétrico do circuito que ativa os diodos da chave de proteção do receptor.

Para completar a descrição do projeto, a figura 3.4 mostra o diagrama elétrico do circuito.

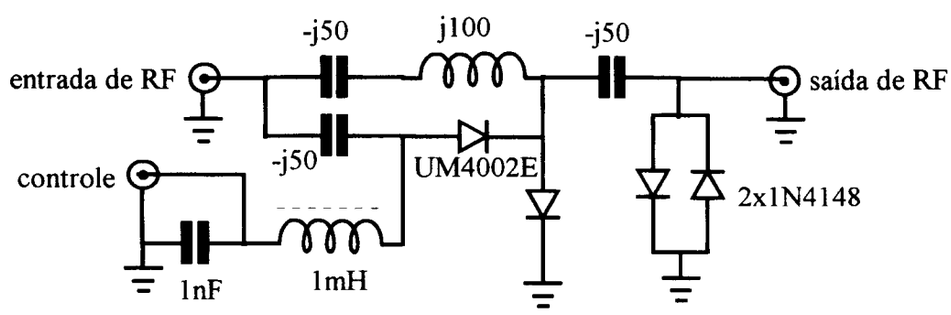


Figura 3.4 - Diagrama final do circuito de proteção do receptor.

Neste circuito foram medidas as características de impedância de transferência, perda por inserção, grau de atenuação entre entrada e saída, velocidade de chaveamento e a largura de faixa de operação do circuito.

IFSC — SERVIÇO DE BIBLIOTECA E INFORMAÇÃO

Impedância de transferência

A medida de transferência de impedância visa estabelecer o quanto o circuito modifica a impedância de saída, quando observada pela entrada. Esta é feita utilizando-se uma carga padrão como referência e medida com um medidor de impedância vetorial HP 4193A.

A carga padrão utilizada tem uma impedância de $50\angle 0{,}6°$ e, colocada na saída do circuito de proteção, resulta na entrada uma impedância de $53\angle -1{,}6°$. Esse valor é bom, pois representa na prática uma relação de onda estacionária (ROE) de aproximadamente 1,06, o que está dentro das especificações do primeiro estágio de amplificação de sinal que exige da fonte uma ROE < 1,5 para manter as características técnicas dele.

Perda por inserção

É medida como a razão da potência na saída do circuito, pela de entrada. As potências do sinal, neste caso, foram determinadas indiretamente pela medida da tensão sobre uma carga conhecida através um voltímetro para altas frequências da HP modelo 3406A. Os valores medidos encontram-se listados na tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Valores das tensões de entrada e saída do circuito de proteção.

Entrada a 53Ω		**Saída a 50Ω**		
Tensão (V)	**Potência (W)**	**Tensão (V)**	**Potência (W)**	**Inserção (dB)**
1,0	18,87m	0,96	18,43m	-0,1
30m	16,98μ	28,7m	16,47μ	-0,13

Gràu de atenuação

O amplificador de potência AN8031 é conectado à uma carga de 50Ω e, em paralelo com a carga, o circuito protetor em estado de "receptor não habilitado". Na saída do circuito foi colocado um osciloscópio (IWATSU SS5710) onde é medida a intensidade de pico de sinal quando é aplicado o pulso de RF.

O sistema foi colocado em operação e o nível de potência de RF é ajustado para $200W_{PEP}$ de potência incidente com uma ROE menor que 1,1. No osciloscópio, o valor de pico medido na saída do circuito de proteção, sobre uma carga de 50Ω, foi de 0,27V (ou $0{,}73mW_{PEP}$). Comparando a potência medida na saída e a potência presente na carga, a atenuação corresponde a 54,3dB.

Largura de faixa de operação do circuito

Esta característica fornece informação do quanto é possível operar com frequências fora da frequência central de projeto do circuito. Ela é de grande utilidade, uma vez que, nos processos convencionais de aquisição de imagens com múltiplos planos, as frequências dos pulsos de RF são alteradas de alguns kilohertz para que se faça a excitação dos diversos planos, e portanto é necessário que o circuito proteja o receptor nas frequências mais extremas.

A frequência de operação do circuito é varrida em torno de 2350KHz e faz-se a determinação daquelas onde o grau de atenuação do circuito é 3dB menor que o da frequência central. Estes pontos foram medidos a 2377KHz e 2324KHz, o que resulta numa largura de faixa de 54KHz.

Esta largura de faixa permite que uma região de 15cm de raio em torno do isocentro do magneto seja excitada por pulsos de RF na presença de um gradiente de 4mT/metro. Essa condição é superior à normalmente utilizada no TORM.

Velocidades de chaveamento

Esta característica estabelece o tempo de transição entre o circuito estar protegendo o receptor e estar apto a amplificar o sinal, ou vice-versa.

A determinação deste parâmetro foi executada em bancada injetando-se um sinal contínuo de amplitude constante na entrada do circuito e fazendo-o mudar de estado, mediante a aplicação de um trem de pulsos.

Como gerador de frequência, foi usado o Wavetek 5130A, o gerador de pulsos foi um B&K 3020 e as formas de onda foram observadas num osciloscópio IWATSU SS5710 (60MHz). A largura de pulso utilizada foi de 3ms com período de repetição de 10ms. A figura 3.5 mostra o diagrama de tempos com as formas de onda obtidas.

O tempo de subida, para o restabelecimento completo da amplitude de entrada do sinal de RF, é de 500μs, e para o tempo de descida o valor medido foi de 400μs. Estes valores estão dentro do regime operacional do TORM, que tem tempos de subida e descida para os gradientes de campo de 700μs.

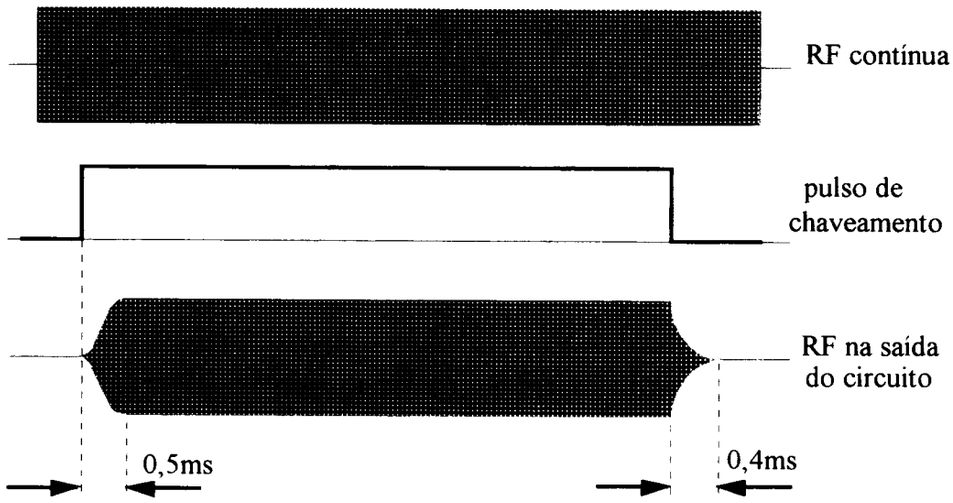


Figura 3.5 - Diagrama dos tempos de subida e descida para um pulso de chaveamento do circuito de proteção.

Tabela 3.3 - Resumo das características do circuito de proteção

Impedância de transferência	51,5∠-0,5
Grau de atenuação	54,3 dB
Perda por inserção	< 0,13 dB
Largura de faixa	54 KHz
Velocidade de chaveamento	500 μs para ligar 400 μs para desligar

3.2. Circuito para desacoplamento entre bobinas transmissora e receptora

É comum a utilização de bobinas independentes para transmissão e recepção quando se deseja melhorar a sensibilidade de um sistema de imagens por RMN.

A bobina de transmissão deve ter campo homogêneo para garantir uniformidade de excitação e a bobina receptora deve ter alta sensibilidade na região de interesse. No capítulo 1 foi visto que neste caso é necessário ter-se uma indutância mútua próxima de zero entre as bobinas, isto evita que os circuitos tenham interação elétrica, o que facilita a sintonia de ambos independentemente, e impede que o campo produzido pela transmissora sofra distorção devido à presença de corrente induzida na bobina receptora.

O desacoplamento geométrico entre as bobinas impõe restrições na utilização das mesmas, tanto nas geometrias delas quanto na posição que elas têm que ficar dentro do magneto. Para solucionar estas limitações, foi necessário construir circuitos para evitar a indução de corrente na bobina de recepção durante a aplicação de potência e para desativar a bobina de transmissão durante a detecção do sinal de RMN.

3.2.1. Circuito para desacoplamento da bobina transmissora

Para desacoplar a bobina transmissora durante a recepção e permitir seu funcionamento durante a transmissão, é usado um discriminador de nível com diodos semicondutores conectados em anti-paralelo (par cruzado) como mostra a figura 3.6.

Durante a aplicação de potência os diodos entram em condução permitindo que circule corrente pela bobina transmissora.

Durante a aquisição do sinal de RMN, o sinal induzido na bobina transmissora é pequeno o suficiente para garantir que os diodos não entrem em condução, dessa forma não circula corrente por ela.

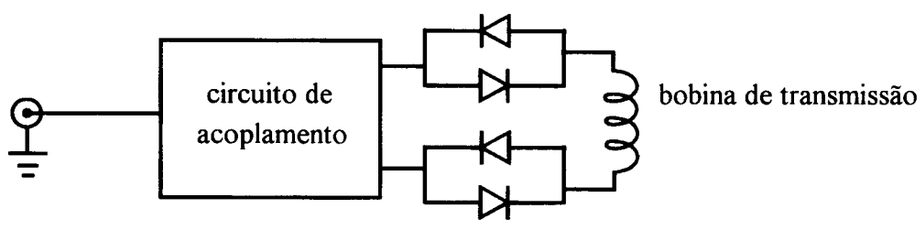


Figura 3.6 - Diagrama elétrico da bobina de transmissão com o circuito de desacoplamento para baixo nível de sinal e seus equivalentes durante a transmissão e a recepção.

Os diodos utilizados no circuito são do tipo 1N4148 para chaveamento rápido e, para suportar a corrente que circula pela bobina de transmissão, foi necessário colocar quatro conjuntos de pares cruzados em paralelo.

A presença dos diodos em série com o sinal de transmissão provoca distorção de cruzamento de zero (*crossover*), e em caso de aplicação de baixa potência pode ocorrer excessiva distorção do sinal. A fim de avaliar a influência dos diodos no circuito de transmissão, foram feitas algumas medidas que avaliam o comportamento da onda refletida pelo circuito, em função da potência a ele aplicada. O gráfico da figura 3.7 mostra este comportamento.

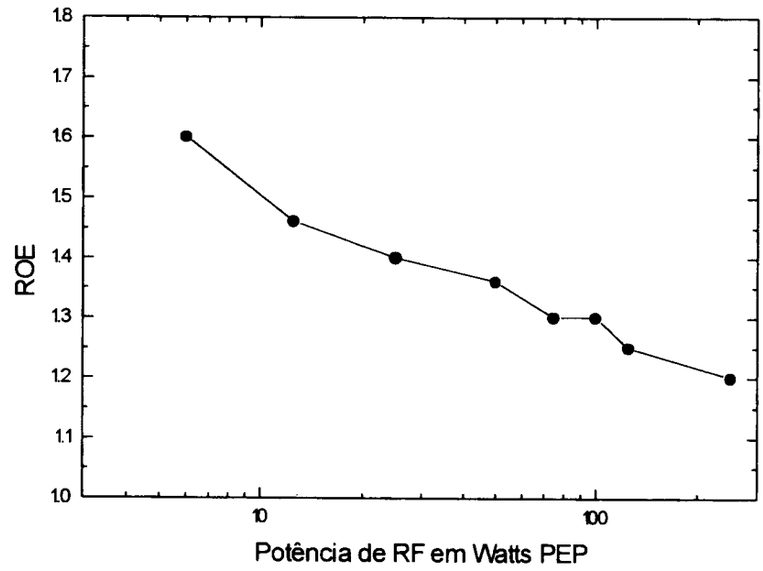


Figura 3.7 - Gráfico que ilustra o comportamento da onda refletida pela circuito de transmissão em função da potência de RF aplicada à bobina de corpo inteiro do TORM 005.

Os dados da figura acima demonstram que a influência dos diodos discriminadores sobre a ROE_{MIN} só é significativa em potências baixas, onde a distorção provocada pela queda de tensão na junção começa a ser significativa. Tipicamente a potência utilizada neste sistema de imagem fica entre 90 e 150 W_{PEP} e, portanto, em uma região onde a influência dos diodos é pouco significativa.

3.2.2. Circuito para desacoplamento da bobina receptora

Alguns métodos são propostos na literatura com finalidade de desacoplar bobinas de recepção, especialmente as de superfície em algumas aplicações especiais (*Hyde* [6], *Edelstein* [7], *Bendall* [8]).

O método básico utilizado para garantir o desacoplamento da bobina receptora é evitar que circule por ela corrente induzida pela bobina transmissora. Um procedimento comum, e bastante prático, é discutido por *Hyde* [6] e por *Edelstein* [7] para aplicações em campo alto (1,5 Tesla), que eles chamam de "inserção de pólo".

Um circuito é construído de forma a discriminar entre duas intensidades de corrente que circulam pela bobina receptora. Quando a corrente é alta, o circuito deve atuar e, quando é baixa, a bobina deve comportar-se como se não houvesse o circuito de desacoplamento. A figura 3.8 ilustra o circuito que executa esta função e seus equivalentes aproximados para uma corrente alta (transmissão) e para uma baixa (recepção).

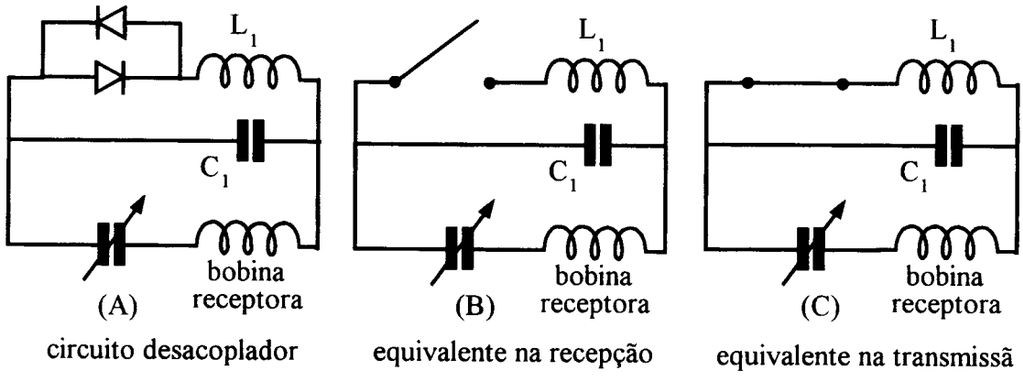


Figura 3.8 - Figura que ilustra o circuito de desacoplamento para bobinas receptoras, e seus equivalentes elétricos quando são percorridas por correntes alta e baixa.

Quando o circuito está na presença de um sinal de baixa intensidade, figura 3.8B, as tensões sobre os componentes são pequenas ao longo da circuitação da corrente induzida na bobina de recepção e, portanto, os diodos mantém uma impedância alta o bastante para garantir que o indutor (L_1) não pertença ao circuito.

Durante a aplicação de potência na bobina de corpo o campo produzido irá induzir uma corrente pela bobina de recepção e, consequentemente, as tensões sobre os componentes aumentarão. Quando a tensão sobre o capacitor C_1 atingir um determinado valor, os diodos entrarão em condução; com isso a sua impedância é reduzida e o indutor L_1 entra no circuito, figura 3.8C. Esse componente é feito de forma que na frequência de operação do sistema ele ressoe com o capacitor C_1. Dessa forma, inclui-se em série com a bobina de detecção um circuito L_1C_1 que representa uma alta impedância para a corrente induzida.

Para avaliar as características deste circuito em baixo campo, foram construídos e estudados alguns em diferentes bobinas. Esses estudos concentram-se em avaliar as alterações no campo B_1 com e sem a presença do circuito discriminador, e também as modificações que possam ocorrer nas características elétricas das bobinas de recepção.

Efeito do circuito de desacoplamento no campo de RF de excitação (B_1)

Para determinar esta característica foram executadas medidas do campo magnético produzido pela bobina de corpo inteiro do TORM 005. Esse campo magnético foi determinado usando-se uma sonda de campo, que consiste de uma pequena bobina de três espiras com 1 cm de diâmetro, ligada a um cabo coaxial e terminada com 50Ω. A tensão induzida na sonda e medida sobre a resistência é diretamente proporcional ao campo de RF aplicado. Este campo de RF tem a frequência de 2,35MHz e é modulado com uma função do tipo (*sen x*)/*x*, que é típica para as aplicações em imagens

Ilustrando o efeito da variação do campo de RF, no centro da bobina de corpo inteiro, foi mapeado seu valor em função da potência aplicada, com e sem a presença de uma bobina de recepção. Essa bobina é circular, com 14 cm de diâmetro e 8 espiras de fio de $4mm^2$ de seção transversal. Os resultados das medidas são mostrados no gráfico da figura 3.9.

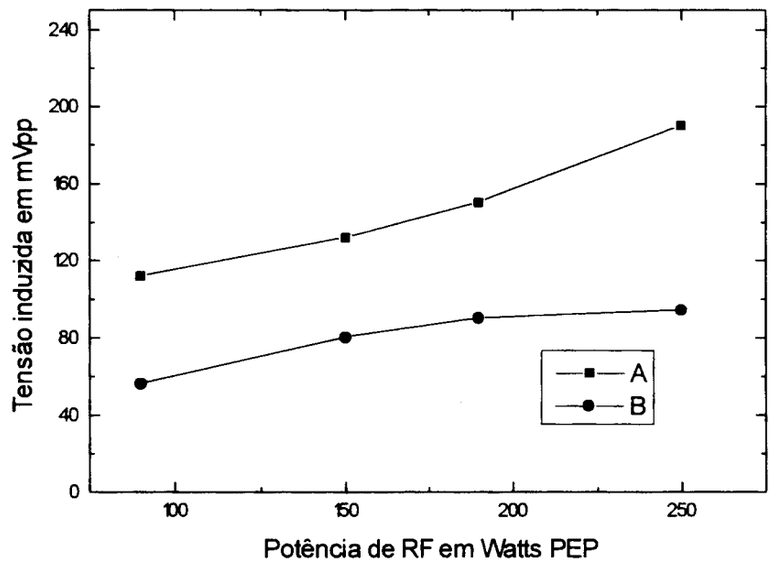


Figura 3.9 - Gráfico do valor da tensão induzida na sonda de campo em função da potência aplicada à bobina de corpo inteiro. Em (A) é mostrada a indução pela bobina de corpo na ausência de bobina de superfície. Em (B) o campo com a bobina de superfície não desacoplada.

Para determinar o comportamento do circuito discriminador de potência nas bobinas receptoras, foram montados três protótipos em bobinas distintas: uma circular de quatro espiras, com 14cm de diâmetro, usada como bobina superfície (Bob1); uma circular de oito espiras, com 14cm de diâmetro (Bob2); uma tipo dupla sela de sete espiras, com 25cm de diâmetro e 26cm de comprimento para imagem de cabeça (Bob3).

O diodo utilizado como elemento discriminador é o tipo 1N4148, na forma de um par cruzado. O capacitor do circuito de desacoplamento (C_1) é de porcelana com alto fator de qualidade e alta estabilidade térmica, tipo ATC100E da *American Technical Ceramics* [9]. O indutor (L_1) é construído em função do valor do capacitor C_1 e enrolado na forma de solenóide sobre suporte plástico.

O procedimento adotado é o mesmo anterior, onde o campo no centro da bobina é avaliado com uma sonda, durante a aplicação do pulso modulado. Nas medidas que se seguem, a orientação dos campos das bobinas transmissora e receptora é mantida de forma que sejam paralelos, ou seja, a condição de máximo acoplamento mútuo. Os valores das tensões pico a

pico, medidas pela sonda em função da potência aplicada na bobina transmissora, são mostradas no gráfico da figura 3.10.

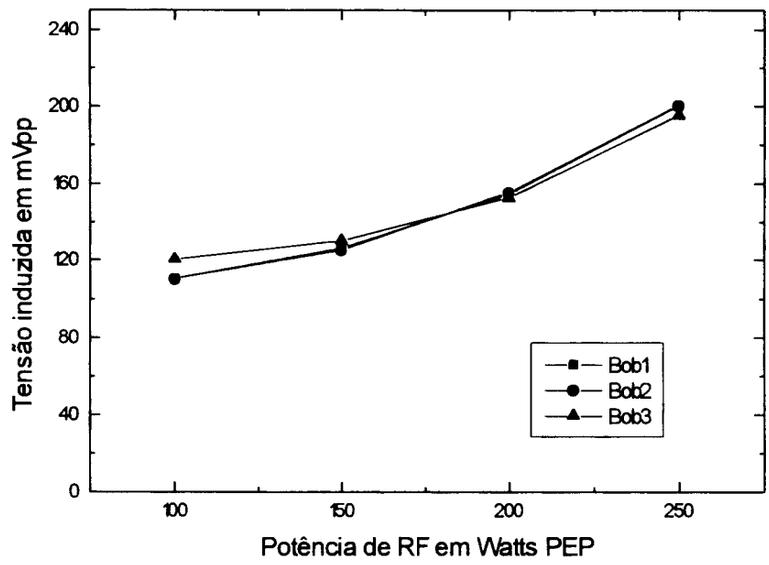


Figura 3.10 - Gráfico das intensidades do pulso π, no centro da bobina de corpo, na presença de diferentes bobinas receptoras com circuitos de desacoplamento de potência. Confronte com 3.9A.

Comparando-se os gráficos das figuras 3.9 e 3.10, observa-se que o valor do campo no centro da bobina transmissora sofre grande alteração entre a bobina receptora ter ou não o circuito de desacoplamento.

O pulso de RF, numa sequência para aquisição de imagens de múltiplos planos, tem sua frequência central alterada de alguns quilohertz pela necessidade de excitar os diversos planos. Isto exige que o circuito de desacoplamento opere nesta faixa de frequências. Para avaliar isto foram executadas medidas de campo à potência fixa, porém alterando-se a frequência de excitação numa faixa de ±20KHz, o que equivale a uma condição extrema no TORM 005; a potência de RF utilizada foi de $150W_{PEP}$, com ROE menor que 1,2. Sob estas condições, os valores pico a pico dos sinais induzidos foram determinados e são mostrados no gráfico da figura 3.11.

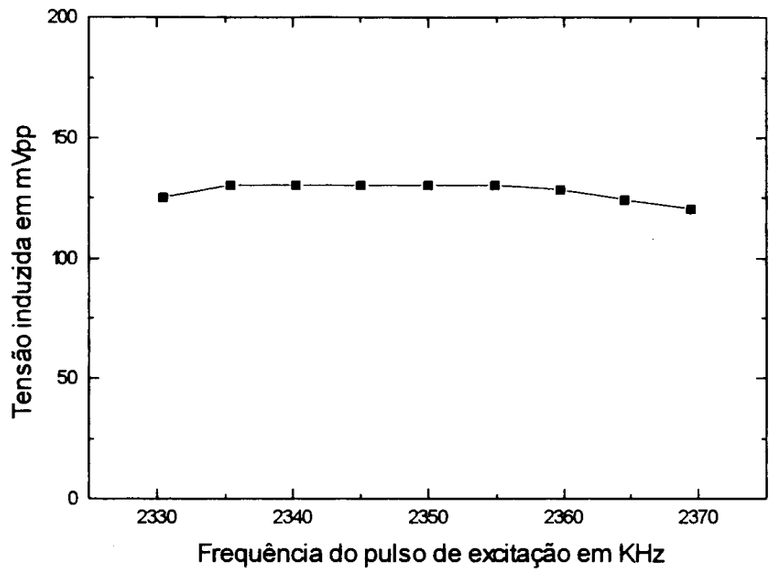


Figura 3.11 - Gráfico dos valores das tensões induzidas na sonda de campo em função da frequência do pulso de RF de excitação. A potência utilizada foi de $150W_{PEP}$.

Influência do circuito de desacoplamento nas características elétricas da bobina de recepção

Entende-se aqui, como características elétricas, os dois principais fatores de uma bobina de recepção para sinais de RMN: o fator de qualidade e a indutância.

A primeira alteração necessária no circuito da bobina é, naturalmente, uma modificação no valor da capacitância que ajusta a frequência de trabalho do circuito de detecção, pois a inclusão do capacitor do circuito de desacoplamento, em série com a bobina, faz com que a indutância tenha uma "diminuição virtual". A correção deste problema é bastante simples e resume-se à necessidade de se fazer uma associação em série das capacitâncias do circuito, de forma a obter a ressonância na frequência desejada.

Outro fator importante é que a inclusão de elementos de circuitos pode resultar em um aumento nas perdas do conjunto; por exemplo, o capacitor colocado em série com o circuito tem perdas que o afetarão , daí o fato de se ter que escolher um componente que apresente baixas perdas, como os capacitores de porcelana já citados.

A forma mais prática de determinar esse aumento de perdas é a partir da verificação do fator de qualidade do circuito ressonante em sua forma natural, e com o circuito de desacoplamento incluído. Para executar esta medida, foi montado o esquema mostrado na figura 3.12

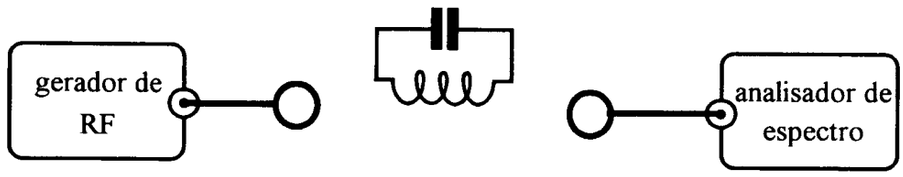


Figura 3.12 - Diagrama para determinação do fator de qualidade dos circuitos de detecção com desacoplador de potência.

Esta montagem permite avaliar a resposta em frequência de um circuito ressonante, sem a necessidade de qualquer conexão elétrica com o mesmo. O gerador de frequências (Wavetek 5130A) permite uma varredura manual da frequência do sinal injetado pela sonda transmissora. Quando a frequência do gerador e do circuito ressonante são iguais (f_0), ocorre um aumento do campo de RF nas vizinhanças da bobina, que, por sua vez, pode ser detectado por uma pequena sonda e mostrado no analisador de espectro (HP8590A). Variando-se a frequência do gerador, pode-se determinar outras duas frequências (f_1,f_2), nas quais as amplitudes correspondem a 3dB abaixo do valor máximo. A relação mostrada na equação (3.2) é usada para determinar o fator de qualidade (ou fator de mérito) do circuito ressonante.

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \tag{3.2}$$

Utilizando-se deste instrumento, foram determinados os fatores de mérito para os circuitos onde se instalaram os desacopladores de potência. Os resultados destas medidas estão resumidos na tabela 3.4.

Tabela 3.4 - Valores dos fatores de mérito para os circuitos com desacoplador.

	sem desacoplador	**com desacoplador**
circular de 4 espiras	110	105
circular de 8 espiras	180	175
sela de 7 espiras	560	545

Os valores da tabela mostram uma pequena alteração nos fatores de qualidade, porém, as mudanças observadas não comprometem de forma significativa o desempenho do circuito como detector de sinais para RMN.

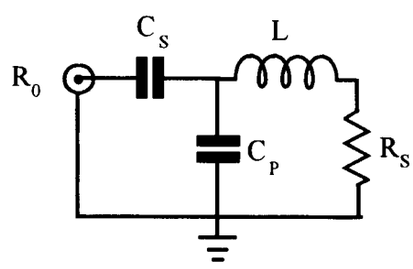
O circuito de desacoplamento de potência para bobinas de recepção de RMN, descrito nesta seção, é satisfatório no que diz respeito à flexibilidade e desempenho. Ele mantém a bobina de recepção transparente para o campo de RF de excitação, sem provocar degradação das qualidades elétricas da mesma.

Sua utilização não exige interface especial com o espectrômetro e, devido ao fato de não necessitar de conexões externas, torna-se ideal para circuitos de detecção baseados em acoplamento indutivo. Uma desvantagem que deve ser observada é que este tipo de circuito exige que potência de RF seja aplicada para funcionar a contento e, portanto, técnicas de imagem que utilizem ângulos de *flip* muito pequenos (potência de RF baixa) podem ser um obstáculo ao seu funcionamento.

3.3. Estudo de circuitos para sintonia de bobinas

O circuito de sintonia, ou de acoplamento, é um elo fundamental entre o detector do sinal de RMN e o primeiro estágio de amplificação do receptor. Devido à sua localização no caminho do sinal, ele deve atender a uma série de exigências de ordem técnica. A primeira delas é permitir que a energia captada do sinal de RMN pela bobina de recepção seja transferida ao receptor, sem perdas no circuito. A segunda é igualar a impedância do circuito de detecção, que neste caso funciona como fonte de sinal, à impedância de entrada ótima para o pré-amplificador, de forma a manter a melhor figura de ruído do sistema. E, por fim, este circuito ainda é o responsável por permitir que a bobina de recepção sofra alterações em sua carga (objeto de imagem), sem prejuízo das qualidades elétricas da mesma.

Este constitui-se basicamente de uma rede de transformação de impedâncias que tem, em um extremo, uma carga complexa altamente indutiva e deve apresentar, no outro extremo, uma impedância real (R_0), tipicamente 50Ω. Uma rede de transformação muito utilizada em circuitos de RMN está ilustrada na figura 3.13.



se $Q_L X_L >> R_0$ então

$$XC_S = (Q_L X_L R_0)^{1/2}$$

$$\frac{1}{XC_P} = \frac{1}{X_L} - \frac{1}{XC_S}$$

Figura 3.13 - Diagrama elétrico de uma rede de transformação de impedância para aplicações em RMN. As equações mostradas na figura são utilizadas para calcular os valores dos capacitores do circuito e são válidas se a restrição imposta na figura for obedecida.

A literatura especializada (*Boesch* [10]) verificou o efeito da utilização deste tipo de circuito em estudos de amostras biológicas e de processos metabólicos, e identificou problemas de natureza elétrica relacionados com a condutividade da amostra.

Hoult [11] estabeleceu princípios para dois mecanismos de perdas associados à amostras condutoras: as perdas indutivas e as perdas dielétricas. A primeira está relacionada ao fato da amostra estar na presença de um campo magnético variável e, devido à condutividade da mesma, ocorre uma indução de corrente, e parte da potência é dissipada. A perda dielétrica, cuja tradução mais correta seria perda por condutividade na amostra devido ao campo elétrico, ocorre porque há dissipação de energia, pela presença de linhas de campo elétrico na amostra, e a existência deste campo elétrico ocorre em função da capacitância parasita, presente no circuito amostra-bobina (figura 3.14). Outros estudos (*Gadian* [12], *Heteren* [13]) procuraram estabelecer modelos elétricos aproximados para quantificar o comportamento do circuito na presença de uma amostra eletricamente condutora ou salina, que constituem casos típicos para tecidos biológicos. Todos estes trabalhos, porém, coletam dados experimentais relacionados com um problema específico para uma determinada frequência. Contudo, uma vez que as bases de estudos foram lançadas, é possivel que se estabeleçam nossos próprios critérios de trabalho, aplicados à imagens em ultra baixo campo.

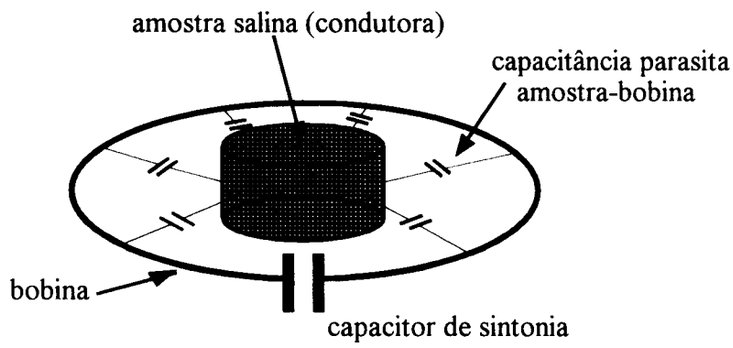


Figura 3.14 - Figura esquemática ilustrando a presença de capacitância parasita entre a bobina e o objeto em seu interior.

3.3.1. Circuitos convencional e balanceado

Para analisar os aspectos de perda e acúmulo de energia em circuitos balanceado e convencional, foi feita uma análise simplificada em um circuito simples, onde foi assumido que as dimensões relevantes da bobina são pequenas em relação ao comprimento de onda, pode-se fazer as aproximações de que a tensão ao longo do comprimento do fio varia linearmente, e que a distribuição de capacitância parasita e de perdas no conjunto amostra-bobina é constante ao longo do comprimento da bobina. Para ilustrar melhor, a figura 3.15 mostra o diagrama de dois circuitos onde um é desbalanceado e o outro não, e também a função de distribuição de tensão ao longo do fio da bobina.

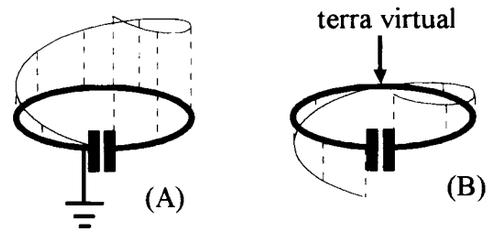


Figura 3.15 - Diagrama que ilustra a distribuição de tensão sobre dois circuitos. Em (A) para uma circuito desbalanceado e em (B) para um balanceado.

O primeiro aspecto a se analisar é a função de distribuição do potencial, ao longo do comprimento da bobina. No circuito balanceado, a tensão distribui-se simetricamente em relação ao ponto central do comprimento total do fio da bobina, enquanto que, no circuito não balanceado, o potencial nulo é definido, geralmente, em um dos extremos da bobina (equação 3.3).

$$\begin{aligned} V(x) &= \frac{V_0}{l}x \quad \text{para não balanceado} \\ V(x) &= \frac{V_0}{l}x - \frac{V_0}{2} \quad \text{para balanceado} \end{aligned} \tag{3.3}$$

onde l é o comprimento total do fio da bobina, x é a posição de um ponto qualquer medido a partir do extremo, $V(x)$ é o valor do potencial na posição x.

Assumindo elementos infinitesimais ao longo do comprimento do fio da bobina, a contribuição de cada um para a perda por condutividade e para o acúmulo de energia na capacitância parasita são dadas na equação (3.4).

$$\begin{aligned} dP &= \frac{G_P}{l}[V(x)]^2 dx \quad \text{p / perdas por condutividade} \\ dQ &= \frac{C_P}{2l}[V(x)]^2 dx \quad \text{p / energia acumulada} \end{aligned} \tag{3.4}$$

onde C_P é a capacitância parasita total e G_P é a condutância total de perdas.

A perda total e a energia total acumulada em C_P são obtidas substituindo-se as funções de potencial de (3.3) nas equações (3.4) e integrando-se os termos ao longo de todo o comprimento da bobina.

Pode-se observar a diferença significativa que existe entre os valores para o circuito balanceado (3.5)

$$Q_B = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_0^2 C_P}{6}$$
$$P_B = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_0^2 G_P}{3} \qquad (3.5)$$

e para o circuito não balanceado (3.6)

$$Q_{NB} = \frac{V_0^2 C_P}{6}$$
$$P_{NB} = \frac{V_0^2 G_P}{3} \qquad (3.6)$$

Observa-se que no circuito não balanceado, tanto as perdas por condutividade quanto a energia acumulada na capacitância parasita, são quatro vezes maiores que para o mesmo circuito operando na forma balanceada. Deste resultado, pode-se adiantar que, em uma configuração balanceada, as características elétricas finais do circuito são menos afetadas do que se o mesmo operasse em forma não balanceada. *Boesch* [10] mostrou experimentalmente uma menor variação no fator de mérito do circuito balanceado, o que significa menos perdas por condutividade. Porém, pode-se acrescentar aqui que o fato de ocorrer uma diminuição na energia acumulada pela capacitância parasita, o circuito ressonante balanceado sofre um desvio menor na sua frequência de operação. Essa característica é de extrema importância na operação clínica do circuito, pois reduz o tempo necessário para sintonizar uma bobina dedicada a fazer imagens em diversos pacientes.

3.3.2. Circuitos balanceados: capacitivo e indutivo

O item anterior mostrou que a alteração na forma de operação elétrica de um circuito detector apresenta uma diminuição das perdas e um menor desvio de frequências para diferentes amostras. Porém, não fica claro de que maneira é executado o balanceamento de um circuito. As duas formas mais comuns e fáceis de implementar são feitas através do acoplamento capacitivo ou do acoplamento indutivo.

O primeiro foi utilizado pelo próprio *Boesch* [10] para mostrar experimentalmente que o balanceamento elétrico da bobina de detecção melhora a sensibilidade para aplicações *in vivo*. O procedimento adotado foi utilizar o próprio circuito convencional da figura 3.13 e aumentar um capacitor em série, para simetrizar a tensão sobre o indutor. Desta forma, nenhuma extremidade do indutor é conectada ao "terra". O esquema elétrico do circuito pode ser visto na figura 3.16A

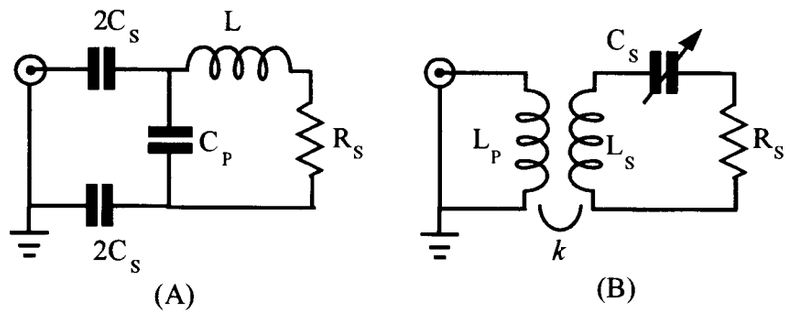


Figura 3.16 - Diagrama elétrico para circuitos balanceados. Em (A) circuito com balanceamento capacitivo e em (B) com balanceamento indutivo.

O princípio básico do circuito com balanceamento indutivo consiste na utilização direta de um transformador de impedâncias. O fato de o secundário do transformador estar "flutuante" implica necessariamente que as tensões sejam simétricas e, portanto, o circuito é balanceado independentemente dos valores dos componentes ajustáveis (figura 3.16B). A impedância de entrada para um circuito com acoplamento indutivo pode ser determinada em função dos parâmetros ajustáveis no modelo elétrico; a função que a descreve é mostrada na equação (3.7)

$$Z_{in} = \frac{k^2 X_{LS} X_{LP}}{R_S^2 + \left(X_{LS} - X_{CS}\right)^2}\left[R_S - j\left(X_{LS} - X_{CS}\right)\right] + jX_{LP} \qquad (3.7)$$

onde k é o coeficiente de acoplamento entre as bobinas, X a reatância do elemento que é indicado em seu sub-indice e R_s é a resistência equivalente do circuito secundário.

A escolha pela topologia de balanceamento mais adequada vai depender das necessidades de utilização do circuito, pois ambas têm suas vantagens e desvantagens. A principal desvantagem do acoplamento indutivo é exigir um sistema de ajuste mecânico da indutância mútua. Isto, em geral, é crítico para as aplicações em RMN, pois pode haver uma modulação mecânica do acoplamento mútuo e provocar uma "microfonia" na imagem, ou no ruído de fundo, degradando a qualidade. Outro inconveniente é que a corrente que circula pelo *loop* de acoplamento mútuo provoca uma distorção no campo da bobina principal e, em algumas aplicações, isso pode ser prejudicial. A principal vantagem do acoplamento indutivo está no fato de o potencial elétrico no enrolamento ser flutuante e sempre poder alterar-se em função de uma eventual modificação na distribuição das capacitâncias parasitas, por exemplo em amostras assimétricas (*Decorps* [15]), o que não ocorre com o circuito de balanceamento capacitivo. Neste, a existência de um potencial "zero" no circuito obriga um balanceamento com o "terra", e uma alteração na distribuição destas capacitâncias parasitas não é compensada pelo deslocamento do potencial nulo. Em contrapartida, o circuito de balanceamento com

capacitores é mais seguro contra os efeitos de microfonia e não provoca distorções no campo de RF da bobina.

3.3.3. Uso de capacitores em série com o enrolamento da bobina

Isto não é propriamente um circuito ou um método para sintonia de bobinas de RMN. Trata-se de uma forma de melhorar o desempenho de bobinas com um número de espiras elevado, para uma dada frequência de operação. *Cook* [16], com a intenção de utilizar bobinas de muitas espiras em frequências elevadas, distribuiu capacitores em série com o enrolamento da bobina para corrigir a diferença de potencial e diminuir o acúmulo de energia na forma de campo elétrico entre as espiras.

Em um campo de 500Gauss, onde a frequência de Larmor para prótons é 2,35MHz, o comprimento do condutor usado na manufatura da bobina não chega a ser o principal problema, em termos práticos. Porém, a proximidade das espiras provoca uma capacitância parasita que, por vezes, pode inviabilizar o uso de uma determinada geometria. Para contornar isso pode-se utilizar o método proposto por *Cook* [16].

Um benefício do método é aumentar a frequência de auto-ressonância do conjunto, pois diminui o campo elétrico entre espiras. Um outro benefício está no fato de que uma amostra condutora interage com o campo elétrico armazenado na capacitância parasita amostra-bobina, como visto anteriormente. E portanto, se a diferença potencial elétrico entre as espiras e a amostra é reduzida pelo método descrito, haverá uma diminuição das perdas dielétricas e uma maior estabilidade da frequência de operação do circuito.

A figura 3.17 mostra como uma bobina (no desenho representada por uma única espira) pode ser dividida em vários segmentos através de capacitores adequados, assim como a representação gráfica do aumento do potencial elétrico ao longo do comprimento do fio (l).

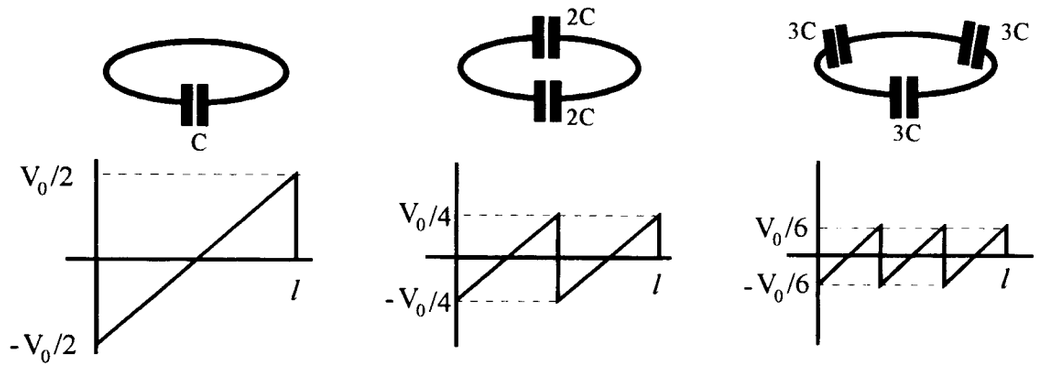


Figura 3.17 - Forma de colocação de capacitores em série com uma bobina de maneira a não alterar a frequência de operação. Os gráficos representam a evolução do potencial elétrico ao longo do comprimento do fio.

3.3.4. Resultados experimentais dos métodos de acoplamento

Nas seções anteriores, foram vistos os principais métodos utilizados para sintonia de bobinas de RMN e também feita uma avaliação das melhores formas baseada em informações e modelos colhidos na literatura. Com base nestas informações foram construídos e estudados os vários tipos de circuito de acoplamento.

Para a análise dos diversos circuitos, foi utilizada uma bobina dedicada a fazer imagens de cabeça, do tipo sela dupla com sete espiras de fio de cobre de 3,5mm de diâmetro, enrolados em suporte cilíndrico de PVC com 25cm de diâmetro e 26cm de comprimento. A indutância desta bobina é de 62μH e o fator de qualidade livre é 570, estes valores foram medidos com o Q-meter HP 260A na frequência de 2,35MHz.

Cada circuito de sintonia foi montado separadamente nesta bobina e foram determinadas as variações no fator de qualidade e deslocamento da frequência do circuito ressonante quando a amostra é introduzida na bobina. Estes valores caracterizam a influência da capacitância parasita amostra-bobina nas perdas do circuito e na variação da frequência de ressonância. A amostra utilizada para determinar esses valores é uma solução de água destilada à concentração de dez milimolar de sulfato de cobre e nove gramas por litro de cloreto de sódio (concentração fisiológica) contida em um cilindro de PVC com 15cm de diâmetro e 25cm de comprimento.

Medida do desvio de frequência

O deslocamento em frequência foi determinado utilizando-se um medidor de impedâncias vetorial, HP 4193A. O conjunto da bobina com o circuito de acoplamento é

sintonizado na frequência de 2,35MHz de forma a ter uma impedância $50\pm0,5\angle\pm1°$. Uma vez ajustado, a amostra é introduzida na bobina e a partir do medidor de impedâncias é procurada a frequência mais próxima de 2,35MHz, onde o ângulo de fase é zero; esta é a nova frequência de operação do circuito. A diferença entre a frequência inicial (2,35MHz) e a nova frequência caracteriza o desvio.

Medida do fator de qualidade

Para medir o fator de qualidade foi utilizado o processo ilustrado na figura 3.18. Uma varrredura de frequência manual é feita no gerador de RF e a intensidade do sinal captado pela bobina receptora é medida no analisador de espectro. O circuito é sintonizado na frequência de 2,35MHz à uma impedância de 50Ω e a largura de faixa é determinada pela diferença das frequências nas quais as intensidades correspondem a -3dB do valor em 2,35MHz e determinação numérica do Q é feita de acordo com a equação 3.2. Esta medida é feita com e sem a amostra salina para verificar o efeito das perdas no circuito.

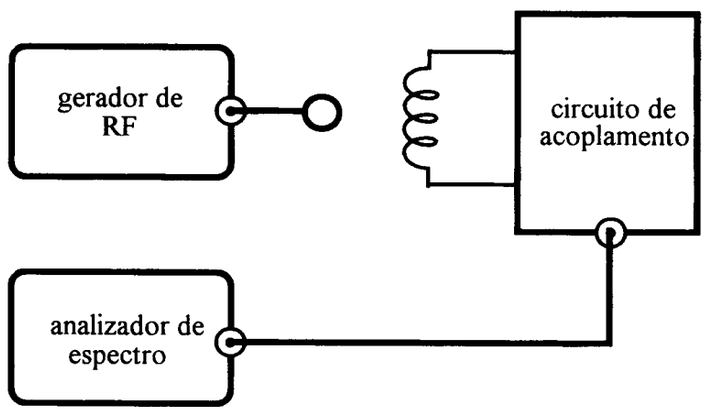


Figura 3.18 - Método de medida do fator de qualidade de um conjunto bobina circuito de acoplamento.

A tabela 3.5 mostra os resultados obtidos em função dos diversos métodos de acoplamento utilizados.

Tabela 3.5 - Valores do desvio de frequência e fator de qualidade

	Fator de qualidade sem amostra	**Fator de qualidade com amostra**	**Desvio de frequência (KHZ)**
não balanceado	264	140	48
balanceado capacitivo	270	204	14
balanceado indutivo	264	190	17
balanceado capacitvo com um capacitor em série	270	240	2-3
balanceado indutivo com um capacitor em série	270	247	2-3

Comparando-se os valores da tabela, observa-se que, mesmo em frequência de operação baixa, as perdas causadas pela capacitância bobina-amostra são significativas e que a utilização de técnicas para minimizar seus efeitos são úteis na melhoria do desempenho do circuito. A diminuição das perdas, refletida pela menor variação do fator de qualidade, e o menor desvio de frequência observado para os circuitos balanceados, vêm confirmar as previsões qualitativas feitas anteriormente e também a validade, para este caso, do modelo para o mecanismo de perdas na amostra proposto na literatura.

3.4. Circuito para sintonizar os transdutores de recepção

No TORM 005 os transdutores para recepção de sinais de RMN devem ser acoplados a um pré-amplificador com impedância de entrada de 50Ω, esta condição é a que fornece a melhor figura de ruído para o receptor.

Os transdutores de recepção, que utilizam o sistema de desacoplamento de potência descrito na seção 3.2, devem ser sintonizados em baixo nível de sinal, para garantir que o circuito de desacoplamento de potência não atue durante o procedimento de sintonia.

Para que a sintonia do transdutor pudesse ser executada em baixo nível de sinal foi construido um circuito que indica visualmente o quanto a impedância do transdutor está próxima de 50Ω para a frequência de 2,35MHz. A indicação visual é feita através de um conjunto de vinte diodos eletroluminescentes (*LEDs*) que formam um barramento vertical. O diagrama de blocos do circuito sintonizador é mostrado na figura 3.19.

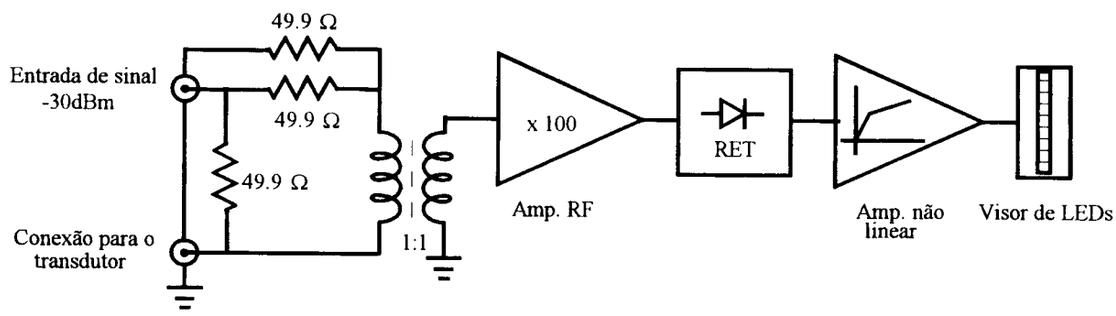


Figura 3.19 - Diagrama de blocos do circuito sintonizador.

O circuito da figura anterior determina o balanceamento da ponte de Wheatstone em função da impedância nos terminais do transdutor. Com uma impedância próxima de 50Ω na conexão do transdutor um sinal muito pequeno está presente na entrada do amplificador de RF e nenhum LED no visor acende. Um desbalanceamento da ponte provoca um aumento na tensão de entrada do amplificador de RF e os LEDs acendem progressivamente com o aumento desta tensão. Quando o valor da impedância é muito diferente de 50Ω a tensão de desbalanceamento é grande e nesta situação o amplificador não linear tem seu um ganho reduzido, diminuindo assim a sensibilidade do medidor. Com isso é possível ampliar a dinâmica de operação do visor que na forma linear é 26dB e em conjunto com o amplificador não linear atinge cerca de 38dB.

A aferição deste circuito foi feita com um medidor vetorial de impedâncias (HP 4193A). A impedância de um circuito transdutor foi medida em vários procedimentos de sintonia executados consecutivamente e obteve-se os resultados mostrados abaixo:

- Limiar do acendimento do primeiro LED - ROE < 1,02
- Limiar do acendimento do quarto LED - ROE < 1,1

Estes valores mostram que o circuito possui boas características para sintonizar os transdutores de recepção desde que sejam respeitados o limite de -30dBm para o sinal de entrada e frequência de 2,35MHz.

Referências bibliográficas do capítulo 3

[1] American Radio Relay League, *The 1988 ARRL Handbook*, 65th edition, 1988.

[2] *PIN Diode Designers' Handbook and Catalog*, Publication PD-500C, Unitrode Corporation, 1984.

[3] E. Fukushima, and S. B. W. Roeder, *Experimental Pulse NMR - A Nuts and Bolts Aproach*, Addison-Wesley, 1981.

[4] W. C. Johnson, *Linhas de Transmissão e Circuitos*, Guanabara Dois, 1988.

[5] W. H. Hayt Jr, *Eletromagnetismo*, LTC, Livros Técnicos e Científicos Editora, terceira edição, 1983 .

[6] J. S. Hyde, R. J. Rilling, and A. Jesmanowicz, *Passive Decoupling of Surface Coils by Pole Insertion*, Journal of Magnetic Resonance, 89, pp. 485-495, 1990.

[7] W. A. Edelstein, C. J. Hardy, and O. M. Mueller, *Electronic Decoupling of Surface-Coil Receivers for NMR Imaging and Spectroscopy*, Journal of Magnetic Resonance, 67, pp.156-161, 1986.

[8] M. R. Bendall, *Calibrated Uncoupling of Tightly Coupled Concentric Surface Coils for in Vivo NMR*, Magnetic Resonance in Medicine, 8, 380-393, 1988.

[9] American Technical Ceramics, *The RF Capacitor Handbook*, First edition, Fourth printing, 1983

[10] J. Murphy-Boesch, and A. P. Koretsky, *An in Vivo NMR Probe Circuit for Improved Sensitivity*, Journal of Magnetic Resonance, 54, pp. 526-532, 1983.

[11] D. I. Hoult, and P. C. Lauterbur, *The Sensitivity of the Zeugmatographic Experiment Involving Human Samples*, Journal of Magnetic Resonance, 34, pp.425-433, 1979.

[12] D. G. Gadian, and F. N. H. Robinson, *Radiofrequency Losses in NMR Experiments on Electrically Conducting Samples*, Journal of Magnetic Resonance, 34, pp.449-455, 1979.

[13] J. G. V. Heteren, R. M. Henkelman, and M. J. Bronskill, *Equivalent Circuit for Coil-Patient Interactions in Magnetic Resonance Imaging*, Magnetic Resonance Imaging, 5, pp.93-99, 1987.

[14] C. N. Chen, and D. I. Hoult, *Biomedical Magnetic Resonance Technology*, Adam Hilger, 1989.

[15] M. Decorps, P. Blondet, H. Reutenauer, and J. P. Albrand, *An Inductively Coupled, Series-Tuned NMR Probe*, Journal of Magnetic Resonance, 65, pp.100-109, 1985.

[16] B. Cook, and I. J. Lowe, *A Large-Inductance, High-Frequency, High-Q,, Series-Tuned Coil for NMR*, Journal of Magnetic Resonance, 49, pp.346-349, 1982.

Capítulo 4

Projeto e realização de bobinas para imagens no TORM 005

Dentro do enfoque principal deste trabalho, melhoria na relação sinal-ruído, o estudo e a construção de bobinas têm importância fundamental. Elas transformam o sinal de RMN em sinal elétrico, sendo um dos principais elementos que determinam a qualidade da imagem por RMN. Além disso, a utilização prática do transdutor exige que ele seja de fácil adaptação a diferentes pessoas e mantenha boa reprodutibilidade de resultados.

O propósito do estudo deste capítulo é um transdutor de RMN para fazer imagens de cabeça. O carácter não invasivo da técnica de ressonância magnética a faz indicada para a área neurológica, especialmente a região da cabeça.

4.1. A relação sinal-ruído intrínseca do detector

O sinal de RMN provém dos momentos magnéticos presentes nos materiais quando submetidos a campos magnéticos estáticos. Para poder atuar sobre estes momentos magnéticos ou receber sinais dos mesmos, é necessário que haja um transdutor que produza campo magnético e seja sensível a variações deste campo em suas vizinhanças. O componente que faz isso é a bobina.

Uma qualquer desta tem um modelo que resume seu princípio básico de funcionamento elétrico de acordo com *Terman* [1] (figura 4.1):

- uma indutância pura que representa a parte do componente que acumula energia em campo magnético.

- uma resistência em série com o indutor que representa as perdas de um componente real.
- uma capacitância parasita que resulta da diferença de potencial entre as partes de uma bobina, o que produz um campo elétrico nas proximidades do fio. O efeito deste acúmulo de energia em campo elétrico é semelhante à energia acumulada em um capacitor colocado entre as partes.

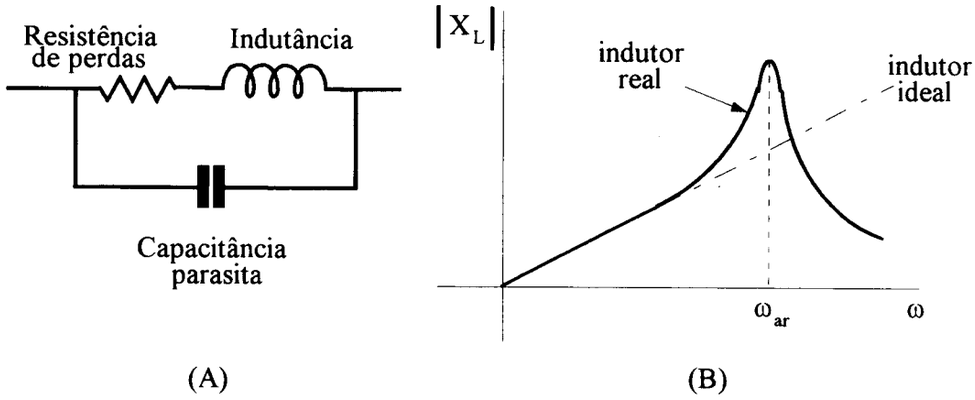


Figura 4.1 - Figura que ilustra o modelo elétrico de um indutor real (A) e seu comportamento em frequência (B). A frequência de auto-ressonância ω_{AR} é função da capacitância parasita do indutor.

A bobina transdutora de sinal para RMN é basicamente uma antena dedicada à receber ou transmitir sinais próximos a ela. Em geral, ela é construída de maneira a produzir um campo magnético numa determinada região de interesse.

A função da bobina durante a recepção é transformar a energia, gerada por uma magnetização qualquer em seu interior, num sinal elétrico. Com o processo de transformação de energia no transdutor, este sobrepõe ao sinal-ruído da fonte o seu próprio ruído intrínseco (ruído térmico), o que faz com que a relação sinal-ruído observada já nos terminais do transdutor seja menor que a efetiva da fonte de sinal, ou seja, o fator de ruído do transdutor é maior que a unidade ($F > 1$).

Uma vez que o próprio processo de transdução degrada a relação sinal-ruído, a melhoria desta passa necessariamente por um estudo da conversão de sinal de RMN em sinal elétrico e por uma minimização do ruído produzido pelo transdutor.

4.1.1. O sinal de RMN convertido em sinal elétrico

O sinal de RMN corresponde à força eletromotriz induzida (**f.e.m.**) na bobina pelo vetor magnetização da amostra (figura 1.4), que pode ser considerado como um vetor dipolo

magnético e, nestas circunstâncias, pode ser aplicado o princípio da reciprocidade (*Hoult* [2], Apêndice I) que leva:

$$\varepsilon = \frac{-\partial}{\partial t}(\vec{B}_1 \cdot \vec{m}) \tag{4.1}$$

onde $\vec{m}$ é o momento magnético nuclear fora da condição de equilíbrio térmico (no plano transversal, por exemplo), e $\vec{B}_1$ é o campo magnético por unidade de corrente produzido pela bobina no ponto do espaço onde se encontra o momento magnético $\vec{m}$.

O momento magnético, para um elemento de volume ΔV, que tem sua intensidade dada pela Lei de Curie (equação 1.2), sua componente transversal precessionando com frequência ω_0 e diminuindo com tempo característico T_2, pode ser descrito por:

$$\vec{m} = M_0 \cdot \Delta V \cdot e^{-t/T_2} \cdot e^{j\omega_0 t} \tag{4.2}$$

Supondo-se uma geometria de bobina onde o campo tenha uma razoável homogeneidade, B_1 pode ser considerado praticamente constante em todo volume ΔV, e portanto, substituindo (4.2) em (4.1) fica:

$$\varepsilon = -M_o B_1 (j\omega_o - \frac{1}{T_2}) e^{-t/T_2} \Delta V e^{j\omega_o t} \tag{4.3}$$

Como ω_0 é várias ordens de grandeza maior que $1/T_2$, a FEM pode ser escrita por:

$$\varepsilon \approx -j\omega_0 B_1 M_0 \Delta V e^{-t/T_2} e^{j\omega_0 t} \tag{4.4}$$

A observação dos termos da equação (4.4) mostra os parâmetros que influenciam diretamente na intensidade do sinal nos terminais de recepção. O material da amostra, representado por M_0, a frequência de operação ω_0, o volume da amostra ΔV e a intensidade do campo magnético gerado pela bobina por unidade de corrente, B_1.

Como o único parâmetro que depende do transdutor é B_1, chega-se à conclusão de que, para um determinado momento magnético $M_0 \Delta V$, e uma frequência de ressonância ω_0, o transdutor que fornece a maior FEM é aquele que produz o maior campo por unidade de corrente (B_1).

4.1.2. O ruído produzido pelo transdutor

A bobina é construída de condutores elétricos, que têm uma determinada resistência intrínseca e, consequentemente, geram uma certa quantidade de ruído térmico (equação 4.5).

$$V_n = \left(4k_B T_0 R \Delta f\right)^{1/2} \tag{4.5}$$

Dos parâmetro de (4.5), somente a resistência (R) é o elemento que tem dependência intrínseca com o transdutor, e que pode ser modificado em função do próprio.

A resistência de um condutor qualquer depende da resistividade do material (ρ), do comprimento do condutor (l) e da seção transversal deste condutor que é <u>percorrida pela corrente</u> (equação 4.6).

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \tag{4.6}$$

A seção transversal (A), em baixas frequências, é equivalente à seção transversal geométrica do condutor. Em frequências altas, porém, essa equivalência não é válida, pois a área de condução efetiva é reduzida pelo *efeito pelicular*. O estudo e a formulação deste efeito pode ser encontrado com detalhes em *Johnson* [3].

No caso de um condutor com seção transversal circular de diâmetro d, a área efetiva corresponde a um anel circular, com espessura determinada pela profundidade de penetração da corrente (δ), e equivalente a:

$$A_{ef} = \frac{\pi\delta}{2}(d - 2\delta) \tag{4.7}$$

A aplicação direta desta área efetiva no cálculo da resistência de um condutor circular é correta se o campo magnético no interior do condutor não sofrer distorções. Em altas frequências, a presença de um segundo condutor nas proximidades do primeiro, fará com que o o campo magnético seja distorcido e, portanto, a área efetiva de condução não é mais a prevista por (4.7). Isto é conhecido como efeito de proximidade dos condutores (*Terman* [1], *Hoult* [2]), provocando uma alteração da área de condução e, por consequência, uma mudança na resistência. Este efeito tem uma dependência com o inverso da distância entre os fios, pois a proximidade entre eles faz aumentar o campo de um condutor sobre o outro.

Esse efeito tem como principal característica a dependência com a distribuição geométrica dos condutores de corrente, o que torna a determinação da resistência do fio imprecisa a partir de cálculos teóricos.

Porém, experimentalmente, a determinação da resistência de uma bobina é feita com facilidade a partir da medida de seu fator de mérito (fator de qualidade, Q), cuja relação é mostrada na equação (4.8).

$$R = \frac{\omega L}{Q} \tag{4.8}$$

onde L é a indutância da bobina e ω é a frequência angular em que foi feita a medida.

Para que este valor seja confiável é necessário que a frequência de medida seja inferior à frequência de auto-ressonância da bobina (ω_{ar}).

4.1.3. O sinal de RMN e o ruído do transdutor

A relação sinal-ruído medida no transdutor é equivalente à razão do sinal induzido na bobina pelo ruído introduzido por ela (*Hoult* [2]). Como este transdutor é efetivamente o primeiro estágio por onde passa o sinal, o ruído introduzido por ele tem grande influência na relação sinal-ruído do sistema completo (*Ott* [4], *Fleming* [5]).

A relação sinal-ruído medida no transdutor pode ser escrita a partir do sinal induzido (4.4) e do ruído gerado pela bobina (4.5), e considerando-se as principais contribuições do transdutor em cada uma delas, tem-se:

$$SNR_{BOB} = \frac{\varepsilon}{V_N} = K\frac{B_1}{\sqrt{R}} \tag{4.9}$$

onde K resume os demais termos da razão que não dependem intrinsecamente da bobina.

A equação (4.9) mostra que B_1 deve aumentar na região onde existe amostra (4.1), enquanto R da bobina deve diminuir a fim de que ela produza um ruído térmico menor.

Efetivamente, toda geometria terá um número de espiras ótimo por unidade de comprimento de forma que a condição dada por (4.9) seja atingida. *Terman* [1] estabeleceu uma condição de separação entre os centros dos fios de um solenóide de uma camada, esta equivale a três vezes o raio do fio. Mesmo assim, condição ótima de número de espiras e diâmetro do fio só é seguramente determinada através da construção da bobina e da determinação de seus parâmetros experimentalmente.

Terman [1] também ilustrou a dependência do fator de qualidade de solenóides com a frequência de medida. Esta característica estende-se a outros tipos de bobinas que não as solenoidais, uma vez que os efeitos pelicular e de proximidade manifestam-se em qualquer tipo de enrolamento. Para mostrar isto, a figura 4.2 coloca o fator de qualidade contra a frequência para geometrias não solenoidais. Os valores foram obtidos com o *Q-meter HP 260A*. Curva **A**: bobina tipo sela com 15 espiras de fio 2,5mm^2, com 25cm de diâmetro e 25cm de comprimento. Curva **B**: bobina tipo sela com 4 espiras de tubo de cobre de 4mm, com 25cm de diâmetro e 25cm de comprimento. Curva **C**: bobina circular plana com 10 espiras de fio de 4mm^2 e diâmetro médio de 20cm. Curva **D**: bobina circular com 6 espiras (duas camadas de três espiras) de fio de 4mm^2, com diâmetro médio de 25cm.

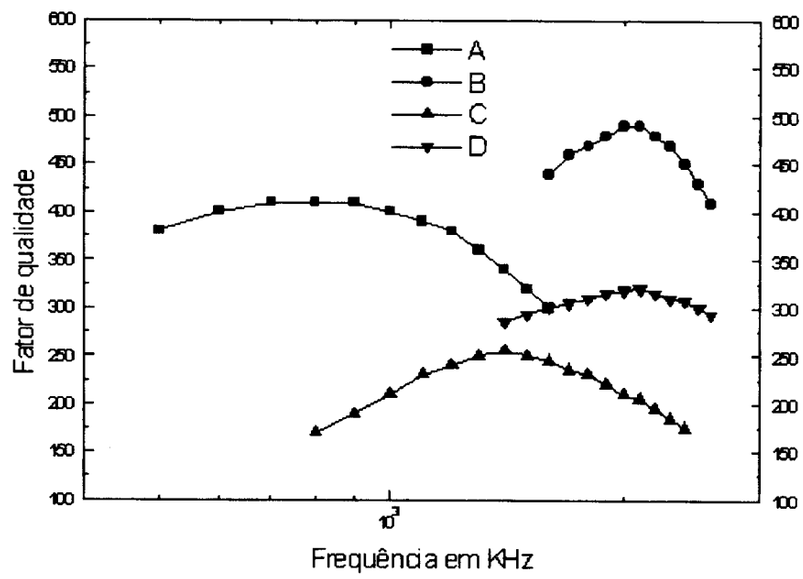


Figura 4.2 - Gráfico que ilustra a dependência do fator de qualidade (Q) com a frequência de medida para geometrias não solenoidais. Curva **A**: sela de 15 espiras. Curva **B**: sela de 4 espiras. Curva **C**: plana de 10 espiras. Curva **D**: circular de 6 espiras.

4.2. A homogeneidade de campo para bobinas de imagem

Este é um requisito geralmente procurado no desenvolvimento de bobinas para imagens por RMN. Essa característica é importante para manter-se pouca variação de brilho na

imagem e uma relação sinal-ruído constante ao longo dela. Na prática, porém, uma não uniformidade pode ser tolerada em função do uso da bobina e da região que se deseja observar (*Mansfield* [7]).

4.2.1. Uniformidade de campo para bobinas transmissoras

Uma bobina submetida a uma corrente alternada produzirá um campo alternado cuja dependência temporal será proporcional à da corrente e a dependência espacial será função da geometria da bobina, (*Hayt* [8]).

Se uma amostra extensa for colocada próxima da bobina, a dependência espacial do campo gerado fará com que exista diferença na excitação entre dois pontos da amostra, ou seja, o "ângulo de *flip*" para cada um destes pontos é diferente e, por consequência, a magnetização no plano transversal. Isto provoca uma variação na intensidade do sinal emitido pela amostra em função da posição, o que influenciará a uniformidade do brilho na imagem e a relação sinal-ruído.

4.2.2. Uniformidade de campo para bobinas receptoras

Uma amostra uniformemente excitada terá o mesmo ângulo de *flip* para a magnetização de qualquer um dos seus elementos de volume (*voxel*).

Dois momentos magnéticos estão localizados nos pontos A e B, e colocados em regiões diferentes do campo de uma bobina receptora de modo que $\vec{B}_1(A,t) \neq \vec{B}_1(B,t)$. A tensão induzida na bobina receptora devido a cada um destes elementos de imagem é dada por (4.1) e vale:

$$\begin{aligned} \varepsilon_A &= \frac{-\partial}{\partial t}\left(\vec{B}_1(A,t)\cdot\vec{m}_A\right) \\ \varepsilon_B &= \frac{-\partial}{\partial t}\left(\vec{B}_1(B,t)\cdot\vec{m}_B\right) \end{aligned} \tag{4.10}$$

De acordo com o que foi visto no capítulo 1, a imagem de um objeto é equivalente à transformada de Fourier do sinal emitido pela distribuição dos momentos magnéticos na amostra e, portanto, pode ser descrita como:

$$\begin{aligned} \text{SINAL} &\equiv \varepsilon = \varepsilon_A + \varepsilon_B \\ \text{IMAGEM} &\equiv \mathcal{F}(\varepsilon_A + \varepsilon_B) = \mathcal{F}(\varepsilon_A) + \mathcal{F}(\varepsilon_B) \end{aligned} \tag{4.11}$$

Como $\vec{B}_1(A,t) \neq \vec{B}_1(B,t)$, os dois últimos termos de (4.11) são diferentes. Se partimos do princípio de que a amostra é uniforme ($\vec{m}_A = \vec{m}_B$), vemos que a imagem não

corresponde a uma representação fiel do objeto, devido à falta de homogeneidade do campo da bobina receptora.

Em muitas aplicações, utiliza-se bobinas independentes para transmissão e recepção, o que permite que cada uma seja otimizada para sua aplicação específica. A bobina transmissora deve ter boa homogeneidade de campo e a bobina receptora é otimizada para ter alta sensibilidade. No caso particular do TORM 005, foi adotada esta forma de operação com a finalidade de melhorar a relação sinal-ruído através do transdutor de recepção.

4.3. Construção de bobinas para imagem de cabeça

O magneto do TORM 005 (Hitachi) gera um campo estático em direção axial relativa às bobinas principais. Esta característica impõe que as bobinas de radiofrequência tenham seu campo orientado transversalmente em relação ao do magneto.

Diversas são as geometrias de bobinas de RF que podem ser utilizadas em ressonância magnética. Em geral, procura-se aquelas que podem oferecer boa relação sinal-ruído com uma homogeneidade de campo que satisfaça as necessidades da aplicação desejada (tipicamente 10% de variação em um volume útil de 1/3 do volume da bobina) (*Mansfield* [7]). Para campos magnéticos baixos (<0.3Tesla), tipos comuns são: bobinas tipo sela, elipses cruzadas, par de Helmholtz, solenóide e algumas variações em torno destas geometrias.

A imposição de campo transversal com acesso axial ao transdutor limita a utilização de uma geometria comprovadamente boa em termos de relação sinal-ruído: o solenóide. O trabalho de *Hoult* [2] mostra que este produz uma relação sinal-ruído cerca de 2,5 vezes superior à de uma bobina tipo sela com volume equivalente.

4.3.1. Descrição das bobinas estudadas

Bobinas tipo sela

Esta bobina apresenta um traçado de fios que percorrem a superfície de um cilindro, de forma a produzir um campo perpendicular ao seu eixo de acesso. Estudada em diversos trabalhos (*Hoult* [2], *Ginsberg* [9], *Tsuboi* [10]), ela apresenta boas características de homogeneidade de campo. A figura 4.3 mostra a geometria ótima para uma bobina tipo sela.

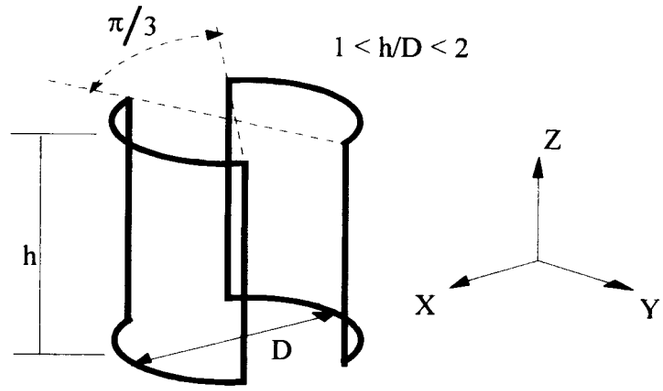


Figura 4.3 - Geometria que fornece a melhor homogeneidade de campo para uma bobina tipo sela.

Com base nesta geometria, construíram-se algumas bobinas nas quais foi alterado o número de espiras: quatro espiras de tubo de cobre com 5mm de diâmetro; sete espiras de fio esmaltado de 4mm de diâmetro; onze espiras de fio esmaltado de 3mm de diâmetro; quinze espiras com fio esmaltado de 2mm de diâmetro. Elas foram montadas em um suporte cilíndrico de PVC com 25cm de diâmetro e comprimento mantido num valor médio de 25cm (h=D). As bobinas de 11 e 15 espiras já apresentam uma deformação em relação a geometria ideal, mostrada na figura 4.3.

Bobina tipo Helmholtz modificada para cabeça

Este modelo consiste basicamente de duas bobinas independentes enroladas sobre forma de PVC com 25cm de diâmetro. Um fio esmaltado de 4mm de diâmetro é enrolado como um solenóide curto de 60mm de comprimento e dez espiras. Os centros dos dois enrolamentos são mantidos a uma distância de cerca de 12cm, aproximando um par de Helmholtz com as espiras afastadas.

Observando a possibilidade de acesso transversal neste par de bobinas, e procurando manter um enrolamento semelhante ao de um solenóide na região do encéfalo, foi alterada a distribuição de espiras sobre o PVC e a bobina teve sua forma circular ovalizada, de maneira a adaptar-se à cabeça humana adulta, ficando uma metade na parte anterior e a outra, na posterior da cabeça. A maior deformação na geometria da bobina ocorre na região onde deve ficar o pescoço, isto é necessário para manter o conforto da pessoa. A figura 4.4 mostra a geometria final da bobina de Helmholtz modificada

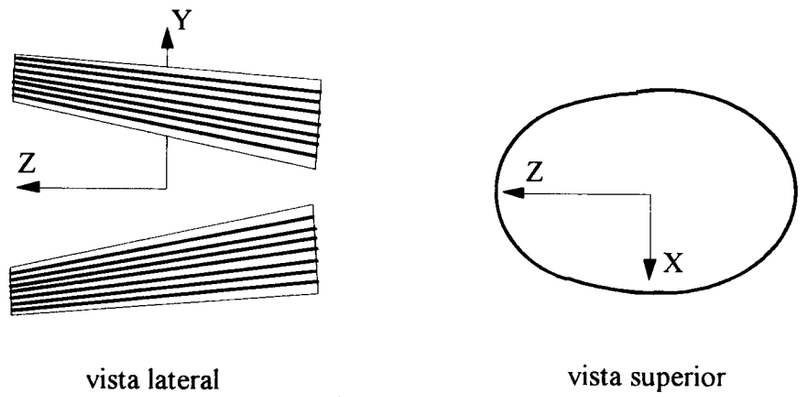


Figura 4.4 - Geometria da bobina de Helmholtz modificada para alojar uma cabeça humana em acesso axial.

Modelo *Quasi*-solenoidal

Este tipo surgiu como uma extensão melhorada do anterior, aproximando melhor um solenóide na região encefálica. Procurando uma melhoria nos parâmetros elétricos da bobina, o condutor foi substituído por tubo de cobre com 5mm de diâmetro; as espiras foram afastadas e passaram a ocupar todo o espaço central entre os enrolamentos da bobina, formando quase um solenóide. As partes posterior e anterior foram articuladas para facilitar o acesso da pessoa e, na região onde deve ficar o pescoço, foi mantida a deformação do enrolamento. A figura 4.5 mostra seu desenho.

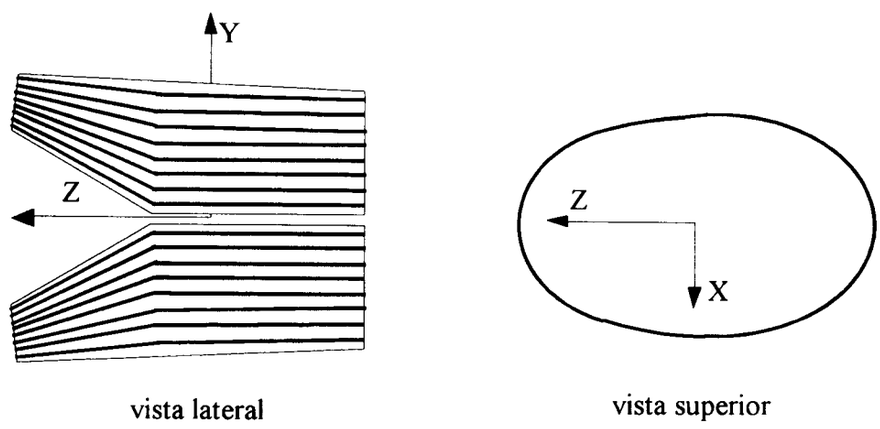


Figura 4.5 - Desenho da bobina *Quasi*-solenoidal.

4.3.2. Parâmetros elétricos e campo magnético das bobinas de cabeça

Indutância e fator de qualidade

Estes dois valores são fundamentais para a execução do circuito de acoplamento e para a determinação experimental do valor da resistência da bobina. Para determinar estes dois parâmetros, foi utilizado o medidor de fator de qualidade da Hewlett-Packard (*Q-meter* HP260A) que mede diretamente o Q da bobina, na frequência de operação, e fornece o valor do capacitor que ressoa com ela nesta frequência, determinando-se assim a indutância.

Alternativamente, pode-se medir o fator de qualidade como ilustrado na figura 3.13, tomando-se cuidado com o capacitor utilizado em paralelo com a bobina, pois este pode apresentar perdas significativas e provocar imprecisão na medida. Neste caso, o capacitor deve ser de placas com dielétrico de ar, que seguramente terá um fator de qualidade da ordem de 10^4.

Determinação da auto-ressonância da bobina

Este valor fornece a informação da magnitude da capacitância parasita presente na bobina. Ela faz aumentar a sensibilidade do circuito ressonante com a mudança do objeto no seu interior , caso este valor parasita seja comparável aos valores dos capacitores do circuito de sintonia. Também contribui para o aumento das perdas dielétricas em amostras condutoras e reduz a sensibilidade. A medida deste parâmetro foi feita usando-se o medidor vetorial de impedâncias, um HP 4193A.

Campo magnético da bobina

Este parâmetro define basicamente a eficiência de conversão de corrente em intensidade de campo em uma bobina ($\mathbf{B_1}$) e, de acordo com o princípio da reciprocidade (equação 4.1), a sensibilidade do detector é proporcional a $\mathbf{B_1}$.

A distribuição deste campo dentro da região de interesse também é um parâmetro importante na qualidade do detector, pois influencia diretamente a uniformidade do brilho na imagem, caso a bobina seja de detecção, e, caso a bobina seja usada como transmissora, a influência dá-se na uniformidade de excitação da amostra.

O diagrama da figura 4.6 mostra como foi medido o campo das bobinas, através de uma sonda de campo, com a corrente na bobina tendo sido determinada por uma sonda de corrente acoplada ao seu terminal.

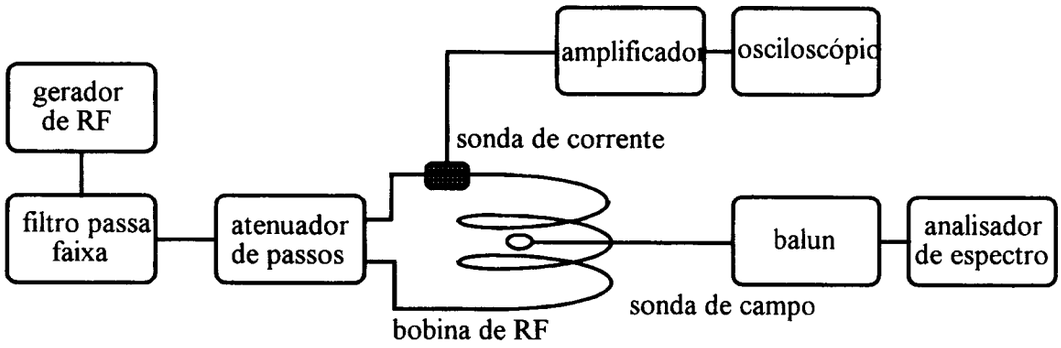


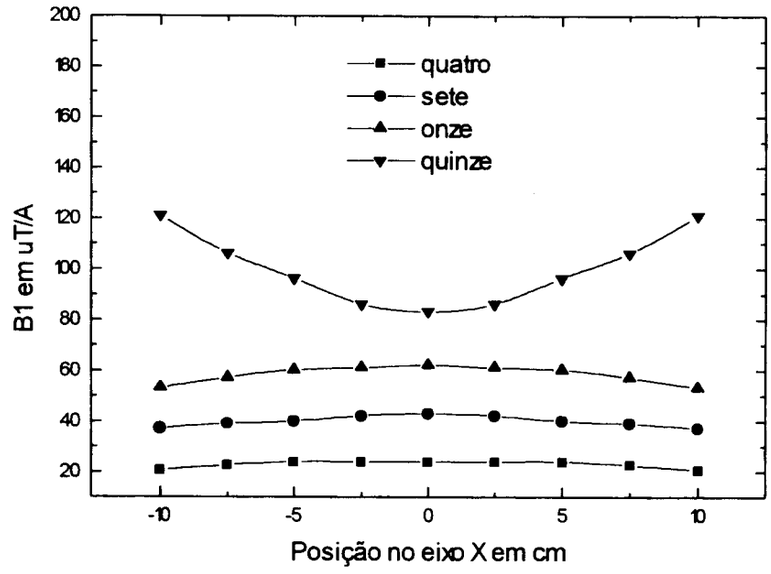
Figura 4.6 - Diagrama do processo de medida do campo gerado por uma bobina em função da corrente aplicada a ela.

Resultados dos parâmetros elétricos e de campo das bobinas

Utilizando-se dos métodos descritos, os valores para as bobinas estudadas estão mostrados na tabela 4.1 e a intensidade dos campos de RF ao longo dos eixos principais das bobinas são mostrados nas figuras 4.7 , 4.8 e 4.9.

Tabela 4.1 - Valores dos parâmetros elétricos e do campo central das bobinas

	Indutância (μH)	Fator de qualidade (livre)	Frequência de auto-ressonância (MHz)	Campo magnético central B_1 (μT/A)
Sela 4 espiras	20	450	8,5	24
Sela 7 espiras	58	580	5,9	43
Sela 11 espiras	120	210	3,2	62
Sela 15 espiras	205	180	2,9	83
Helmholtz modificada	105	550	3,8	79
***Quasi*-solenóide**	81	640	4,9	97



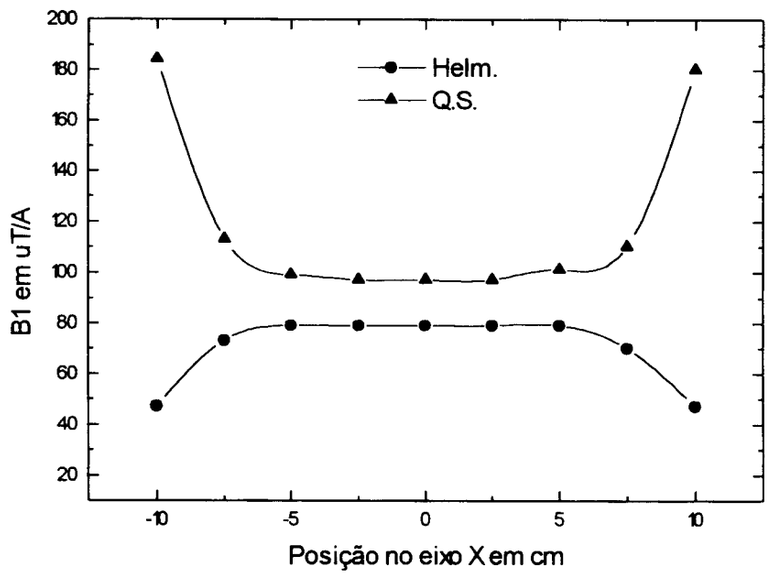


Figura 4.7 - Gráficos do valor do campo de RF em função da posição no eixo X das bobinas de acordo com desenhos anteriores (figuras 4.3, 4.4, 4.5). Acima os valores para as bobinas tipo sela e abaixo para a Helmholtz modificada (Helm.) e para a *Quasi*-solenoidal (Q.S.).

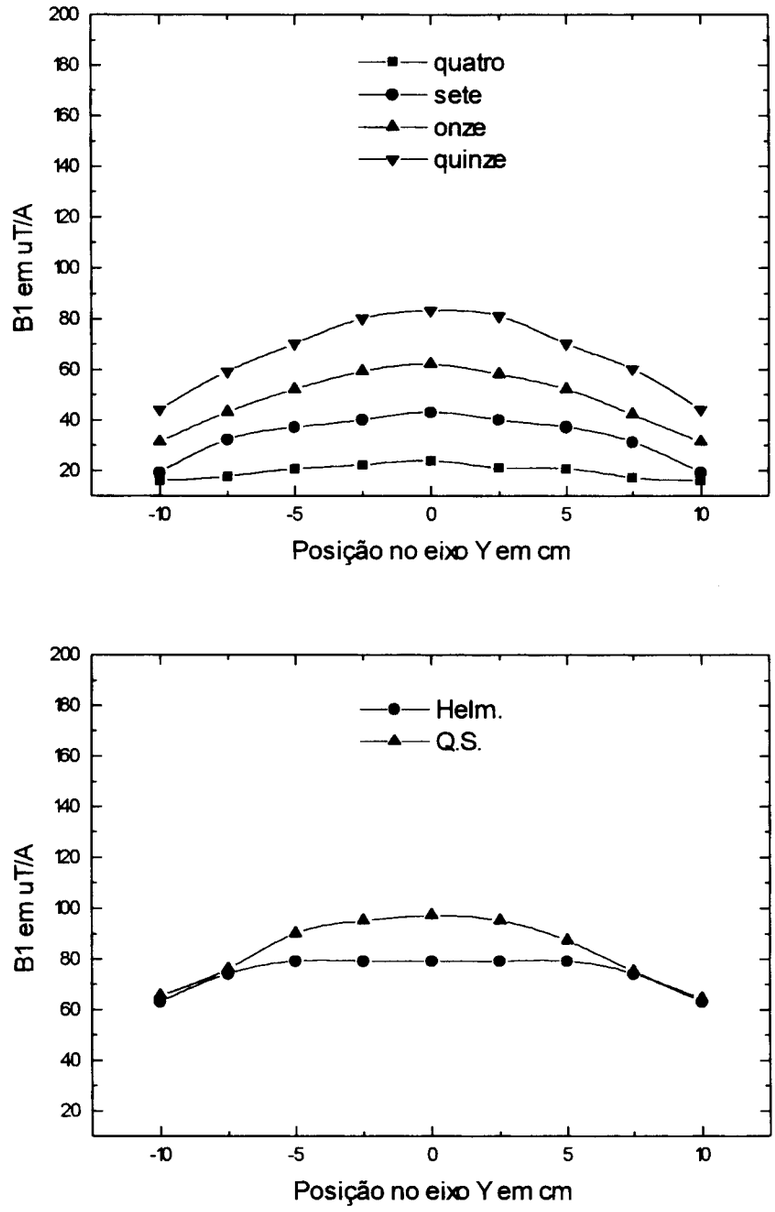


Figura 4.8 - Gráficos do valor do campo de RF em função da posição no eixo Y das bobinas de acordo com desenhos anteriores (figuras 4.3, 4.4, 4.5). Acima, os valores para as bobinas tipo sela e abaixo, para a Helmholtz modificada (Helm.) e para a *Quasi*-solenoidal (Q.S.).

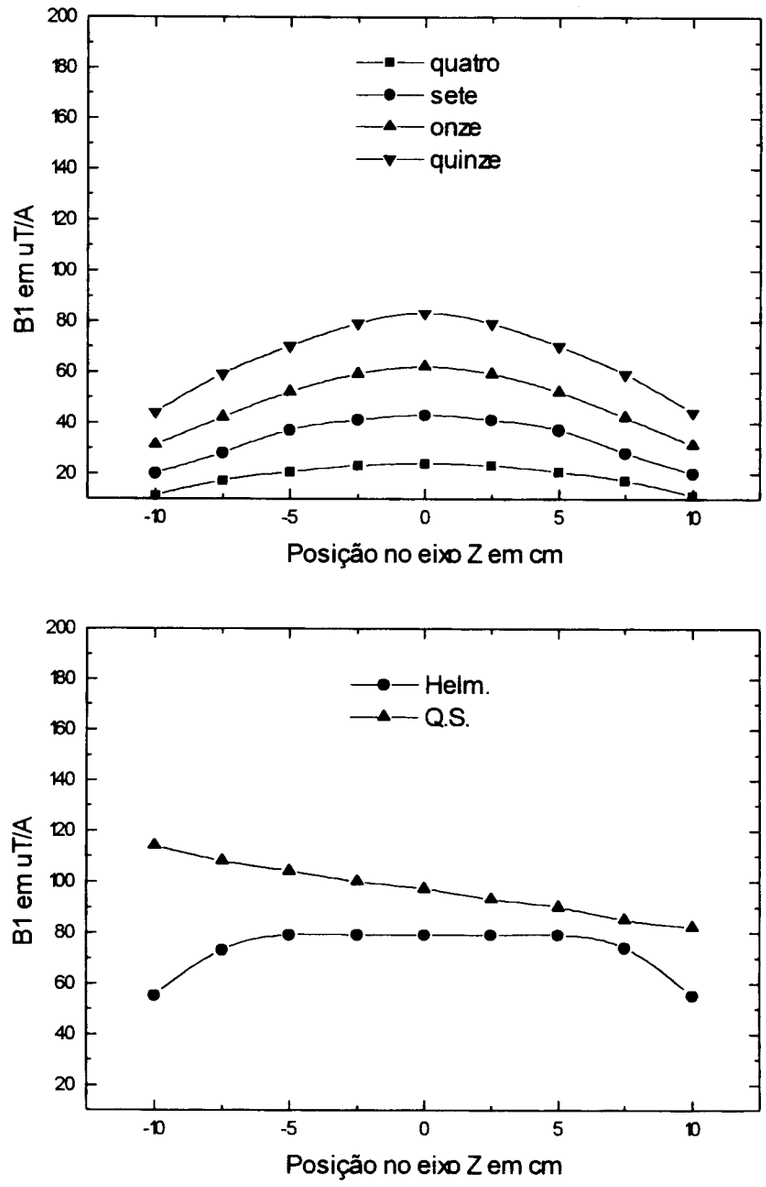


Figura 4.9 - Gráficos do valor do campo de RF em função da posição no eixo Z das bobinas de acordo com desenhos anteriores (figuras 4.3, 4.4, 4.5). Acima, os valores para as bobinas tipo sela e abaixo, para a Helmholtz modificada (Helm.) e para a *Quasi*-solenoidal (Q.S.).

A observação dos gráficos anteriores mostra a superioridade do modelo *Quasi*-solenoidal em termos de valor de campo magnético absoluto. Em especial no eixo **Z**, na região entre 0 e -10cm, o campo é maior do que em qualquer outro tipo de bobina, o que significa uma maior sensibilidade na região onde se localiza o encéfalo, e isto é de particular importância para exames de cabeça.

4.3.3. Medida da relação sinal-ruído nas bobinas

A relação sinal-ruído de cada uma das bobinas é obtida utilizando-se uma imagem de um *phanton* cúbico de 100mm de lado e preenchido com uma solução de sulfato de cobre em água destilada à dez milimolares. A bobina de cabeça é usada como receptora de sinal. Com o *phanton* colocado em seu interior e posicionada no isocentro do magneto, ela é acoplada para 50Ω em 2,35MHz.

A imagem para medida da relação sinal-ruído utiliza uma sequência de pulsos tradicional conhecida por *spin-eco* (SE)*, onde os parâmetros utilizados são os seguintes:

- Uma fatia de espessura 10mm em direção transversal.
- Tempo de repetição de um segundo (1000ms).
- Tempo ao eco 45 ms.
- Campo de visão de 250 x 250mm.
- Matriz de aquisição de 256 pontos na leitura por 128 pontos na fase.
- Largura de faixa de frequências 8KHz (*dwell time* de 125μs).
- Duas aquisições.

Após a aquisição da imagem, ela é analisada no programa de visualização NMRImage 1.23# para computadores Apple Macintosh®.

Sobre a imagem, são selecionadas duas regiões quadradas de no mínimo 50 x 50 pontos, uma sobre o objeto e a outra fora do objeto, mas dentro do campo de visão. Nestas regiões são medidos o valor médio e o desvio padrão dos pontos. A relação sinal-ruído é determinada pela variação no valor médio dos pontos que ocorre sobre a imagem devido ao ruído presente (*Knowles* [11]) de acordo com a equação 4.12:

$$SNR = \frac{\overline{S} - \overline{R}}{\sigma_S} \tag{4.12}$$

onde $\overline{S}$ é o valor médio do sinal sobre o objeto, $\overline{R}$ é o valor médio do ruído de fundo e σ_S é o desvio padrão do sinal sobre o objeto.

---

*Conjunto de programas e rotinas desenvolvidas para AN9100, AP500 e μVAX por Mateus José Martins e Alberto Tannús.

#Programa de visualização de imagens de domínio público desenvolvido pelo NIH (National Institutes of Healths).

A tabela 4.2 mostra o valor da relação sinal-ruído medida em cada bobina, assim como o valor característico $B_1/\sqrt{R}$ de cada uma, e também a variação percentual relativa à bobina tipo sela de quatro espiras.

Tabela 4.2 - Tabela de valores para relação sinal-ruído

	SNR (Imagem)	Δ%	$B_1/\sqrt{R}$ (μT/A/√Ω)	Δ%
Sela 4 espiras[a,b]	7,4	valor referência	29,3	valor referência
Sela 7 espiras[a,b]	9,5	+28%	35,5	+21%
Sela 11 espiras[b]	5,5	-35%	20,2	-31,6%
Sela 15 espiras[b]	4,8	-25%	21,4	-27,0%
Helmholtz modificada[b]	12,9	+74%	47,0	+60%
***Quasi*-solenóide[b]**	18,2	+146%	70,9	+142%

[a] Circuito de acoplamento capacitivo balanceado
[b] Circuito de acoplamento indutivo

4.3.4. Configuração final e resultados da bobina de cabeça

O desempenho da bobina chamada de *Quasi*-solenóide é superior aos demais tipos estudados. O transdutor final reúne: esta bobina, um circuito de acoplamento indutivo com capacitor em série e um circuito para desacoplamento de potência de transmissão. Com este conjunto, procura-se reunir todos os melhores circuitos estudados no capítulo 3 para se obter um transdutor que ofereça boa relação sinal-ruído, pouco desvio de frequência de ressonância quando se muda o paciente, facilidade de uso para o operador da máquina e conforto para o paciente.

O circuito elétrico final do transdutor para imagens de cabeça é mostrado na figura 4.10.

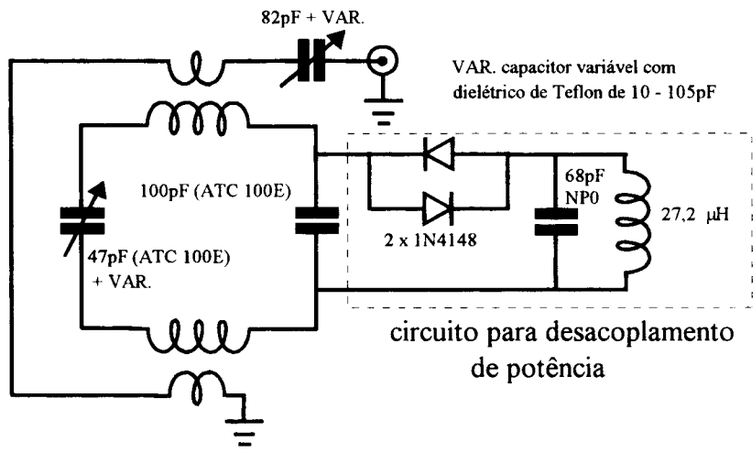


Figura 4.10 - Diagrama elétrico do circuito do transdutor para imagens de cabeça por RMN.

Todo o circuito foi montado solidário à bobina de cabeça e fixado em uma base de poliuretano, moldada para adaptar-se com facilidade à cama do aparelho de RMN. A foto 4.1 mostra a configuração final do transdutor para imagem de cabeça.

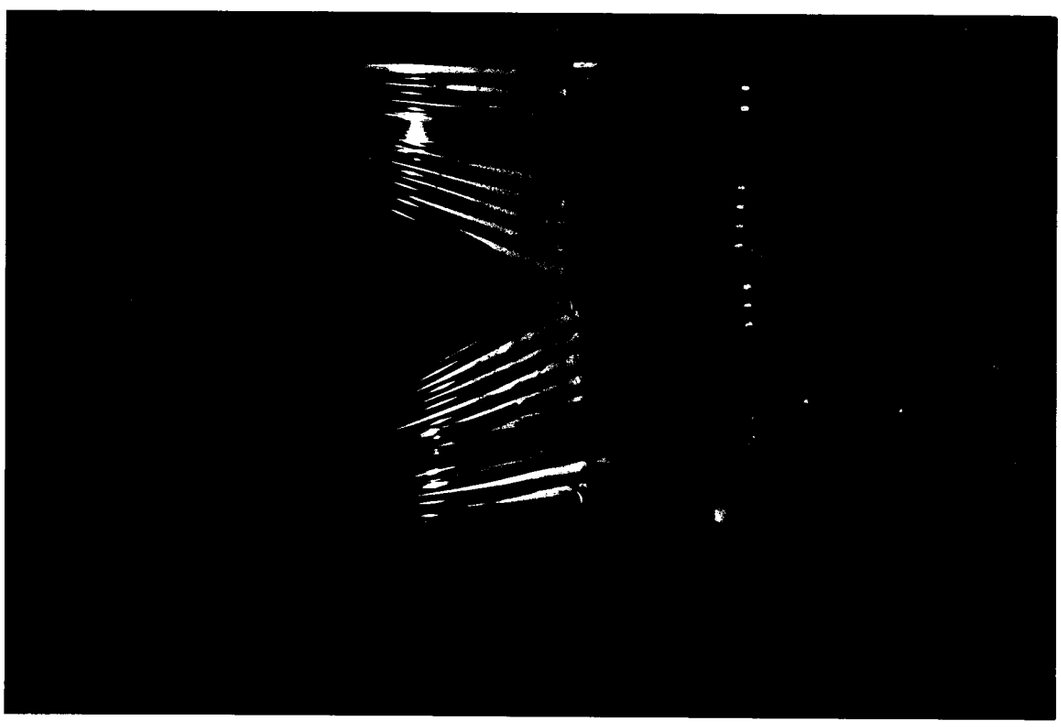


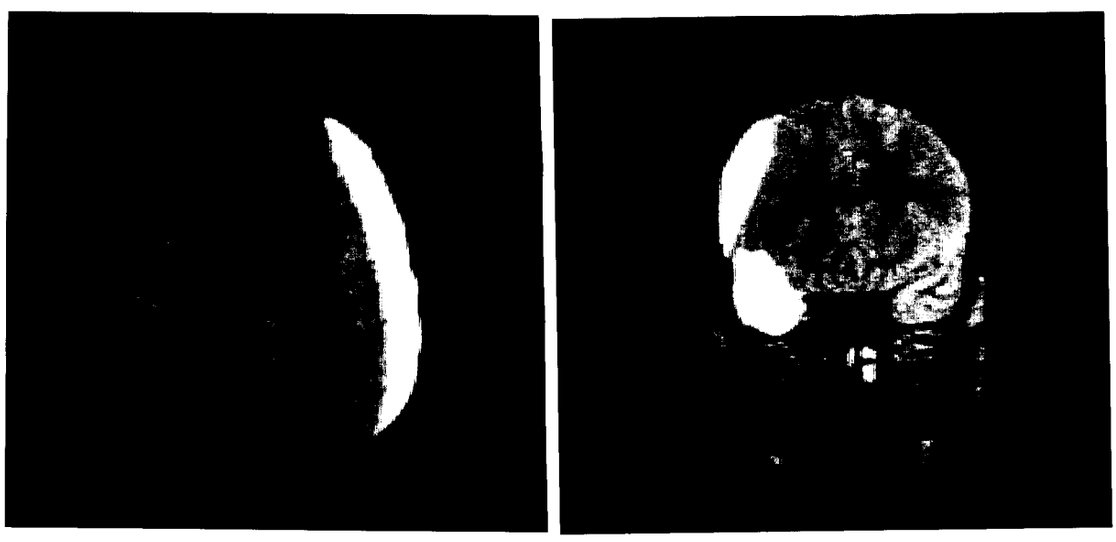
Foto 4.1 - Foto do transdutor para imagem de cabeça por RMN. Observa-se na parte traseira do transdutor um dos capacitores de ajuste e a caixa de cobre que contém o circuito para desacoplamento de potência de transmissão. As duas tiras presentes são os dois enrolamentos de acoplamento indutivo.

Com esta configuração, foi executada uma série de medidas para estabelecer as características do transdutor. Elas envolvem a determinação do fator de qualidade e o desvio de frequência provocados pela inclusão de uma pessoa no transdutor, previamente sintonizado em vazio, e conectado ao pré-amplificador. O processo de medida usado é ilustrado na figura 3.13 e os resultados estão mostrados na tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Valores de desvio de frequência e de fator de mérito

	Peso (Kg)	**Altura (m)**	**Fator de qualidade**	**Desvio de frequência (KHz)**
Voluntário A	47	1,54	220	-3,2
Voluntário B	97	1,71	195	-7,0
Voluntário C	69	1,75	215	-3,7

A melhoria da relação sinal-ruído das imagens do TORM 005 permitiu o início de trabalhos com voluntários portadores de patologias cerebrais e sob o acompanhamento médico já foram obtidos diversos diagnósticos, alguns dos quais estão mostrados nas figuras que seguem.



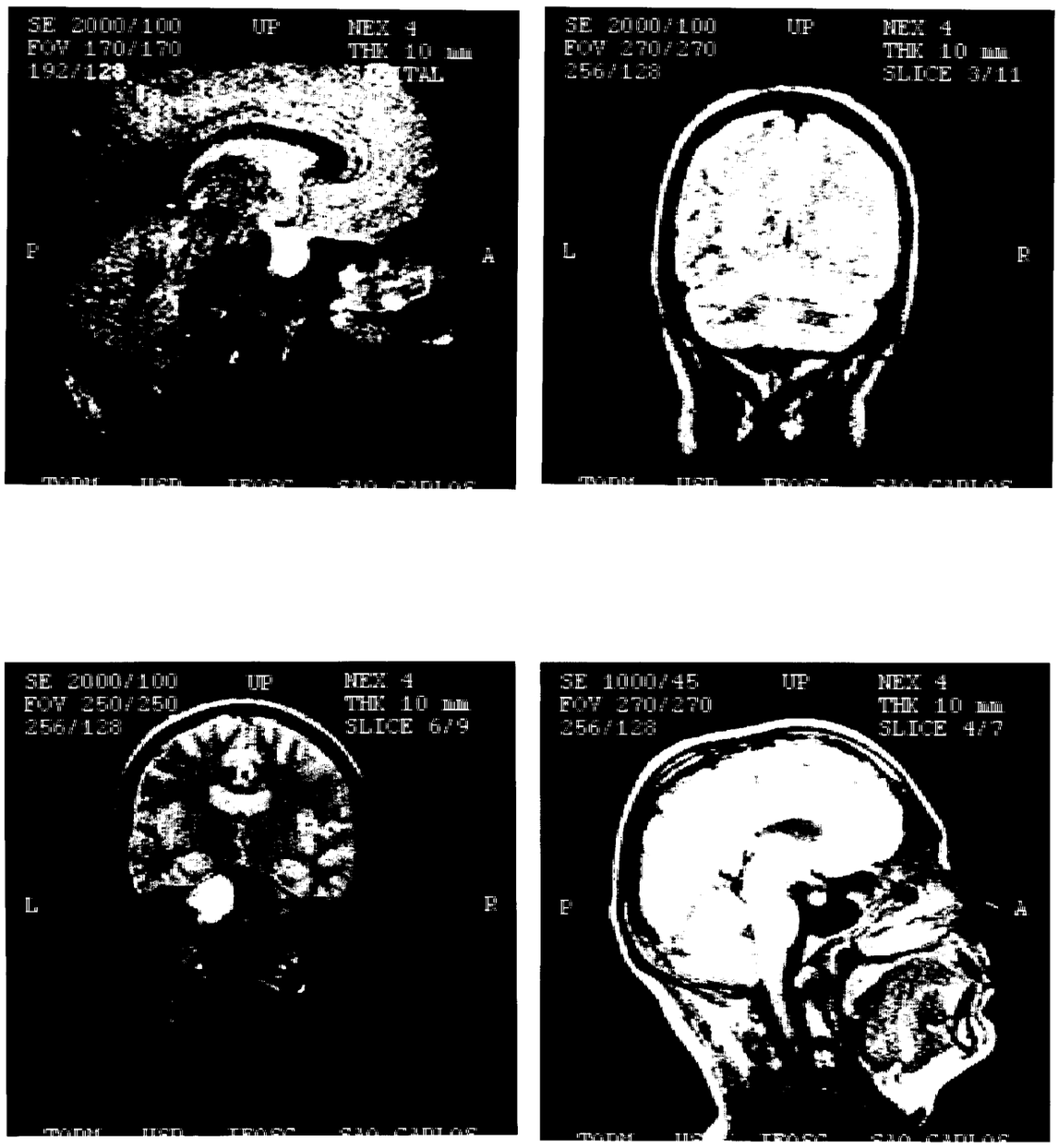


Figura 4.11 - Imagens de impressora térmica de diversos exames obtidos no TORM 005 com o uso do transdutor *Quasi*-solenoidal.

4.4. Bobinas para coluna lombar e tíbia

A experiência adquirida na elaboração das bobinas para imagem de cabeça facilitou o desenvolvimento de outros tipos de bobinas para imagens em diferentes regiões do corpo. Dentre estes tipos, a bobina de coluna lombar e a bobina para tíbia já apresentaram resultados práticos do ponto de vista clínico.

Estes dois tipos de bobinas são dedicados apenas à recepção dos sinais de RMN e suas geometrias foram estudadas de forma a melhorar os compromissos de campo de visão (FOV), relação sinal-ruído, carga do paciente, e facilidade de adaptação anatômica em diferentes pessoas. Estes modelos já utilizam em suas concepções iniciais, sistemas de sintonia balanceados com capacitor em série, com os enrolamentos e circuitos para desacoplamento de potência durante a transmissão.

As fotos adiante mostram as bobinas de coluna lombar (foto 4.2) e a bobina para tíbia (foto 4.3). Estes são protótipos operacionais e algumas imagens obtidas com estas bobinas são mostradas nas figuras 4.12 e 4.13, respectivamente.

Foto 4.2 - Transdutor para imagem de coluna lombar.

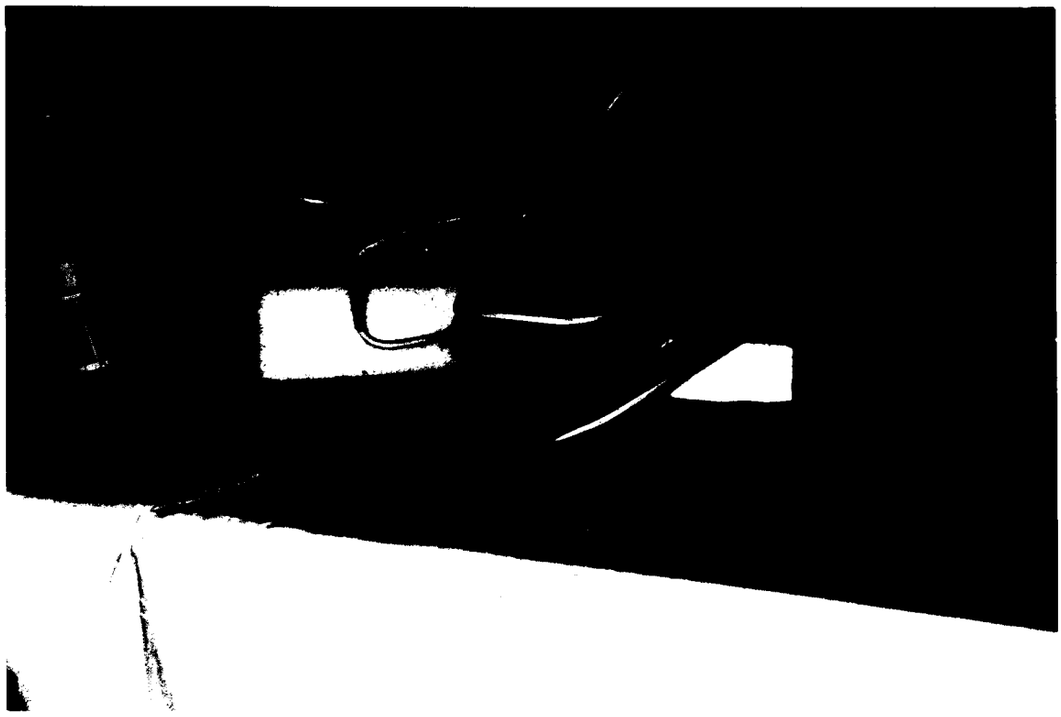


Foto 4.3 - Transdutor para imagem da tíbia.

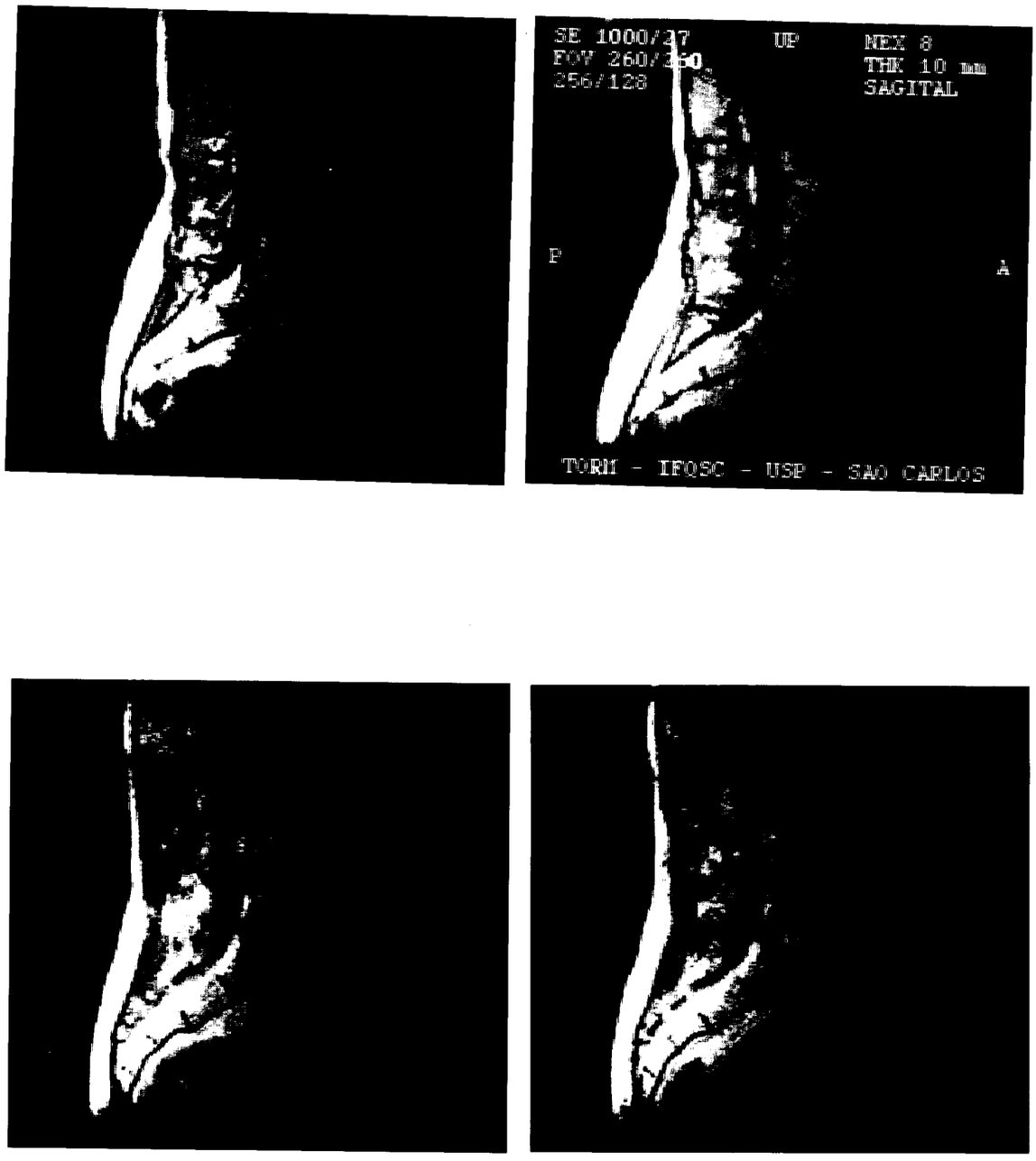


Figura 4.12 - Imagens em corte sagital obtidas com a bobina de coluna lombar mostrada na foto 4.2.

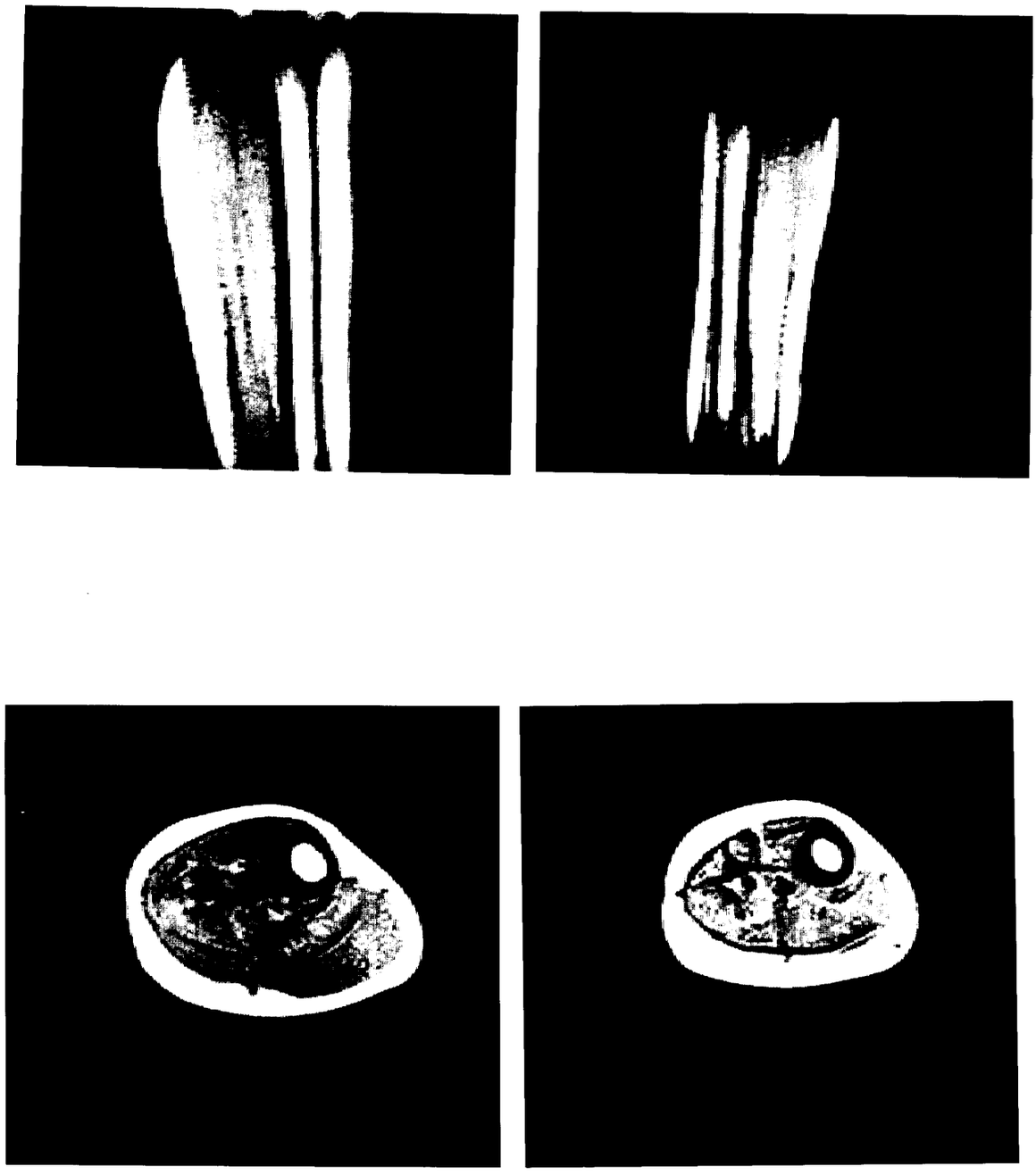


Figura 4.13 - Imagens em corte transversal e oblíquo sobre a tíbia obtidas com a bobina mostrada na foto 4.3.

Referências bibliográficas do capítulo 4

[1] F. E. Terman, *Radio Engineers' Handbook*, McGraw-Hill Book Company, 1943.

[2] D. I. Hoult , R. E. Richards, *The Signal to Noise Ratio of the Nuclear Magnetic Resonance Experiment,* Journal of Magnetic Resonance, 24, 71-85, 1976.

[3] W. C. Johnson, *Linhas de transmissão e circuitos*, Guanabara Dois, 1980.

[4] H. W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, John Wiley & Sons, 1976.

[5] W. J. Fleming, B. S. M. C. Galvão, *Projetos de Alta Frequência e Antenas auxiliados por microcomputador*, McGraw-Hill, 1987.

[6] H. D. W. Hill, R. E. Richards, *Limits of Measurement in Magnetic Resonance*, Journal of Physics E, Series 2, Vol. 1, 977-983, 1968.

[7] P. Mansfield, P. G. Morris, *NMR Imaging in Biomedicine*, Academic Press, 1982.

[8] W. H. Hayt, *Eletromagnetismo*, LTC, Livros Técnicos e Científicos Editora, terceira edição, 1983.

[9] D. M. Ginsberg, M. J. Melchner, *Optimum Geometry of Saddle Shaped Coils for Generating a Uniform Magnetic Field*, The Review of Scientific Instruments, Vol. 11, No. 1, 122-123, 1970.

[10] H. Tsuboi, H. Tanaka, T. Misaki, M. Fujita, *Electromagnetic field analysis of RF Antenna for MRI*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 24, No. 6, 2591-2593, November 1988.

[11] R. J. R. Knowles, J. A. Markisz, *Routine Quality Assurance for MRI*, In: *MRI: Acceptance testing and quality control,* Proceedings of an AAPM Symposium, April 6-8, 1988. Medical Physics Publishing Corp. Madison, Wisconsin.

Conclusão

Com o objetivo inicial de melhorar a relação sinal-ruído, a reprodutibilidade de resultados e a confiabilidade de operação dos transdutores do TORM 005, este trabalho abordou diversos tópicos relativos à instrumentação básica para a captação do sinal de RMN, assim como o ambiente eletromagnético em que ela se encontra.

As interferências eletromagnéticas tiveram uma sensível diminuição, devido às modificações executadas na blindagem e na filtragem dos condutores mais críticos. Estas alterações, apesar de serem soluções de baixo custo, produziram resultados satisfatórios.

O desenvolvimento de uma nova geometria de bobina para imagens de cabeça permitiu aumentar a eficiência na transdução do sinal de RMN em sinal elétrico, o que, juntamente com a diminuição das interferências sobre o sistema, permitiu uma melhora significativa na relação sinal-ruído do conjunto.

A implementação do circuito de desacoplamento entre bobinas transmissora e receptora permite que o usuário da máquina tenha mais facilidade no uso do transdutor, dispensando a tarefa de mantê-las em desacoplamento geométrico e tornando o procedimento de sintonia das mesmas independente de suas posições relativas. O circuito de proteção garante a integridade do receptor durante os pulsos de RF, independentemente do transdutor utilizado ou da sintonia do mesmo. Essas características permitem o uso de circuitos transdutores distintos sem que haja a necessidade de alterações no aparelho, proporcionando grande flexibilidade ao sistema de recepção.

A utilização de circuitos de acoplamento (sintonia) balanceados permitiram a redução das perdas no transdutor devido à presença do paciente, garantindo a manutenção da qualidade elétrica da bobina de recepção, o que faz com que sua a sintonia mantenha-se estável, facilitando a utilização do aparelho.

A inclusão destas melhorias no TORM 005 permite atualmente uma melhor qualidade da imagem, maior facilidade de uso dos transdutores e melhor reprodutibilidade de resultados.

Mudanças feitas no *software*, que facilitaram a interface usuário-máquina e o desenvolvimento de técnicas para a obtenção de imagem por RMN, que foram trabalhos

executados por outras pessoas ligadas diretamente com o projeto TORM, juntamente com as melhorias descritas anteriormente fizeram do TORM 005 um aparelho versátil e apto a operar em rotina clínica.

Com a colaboração de voluntários, devidamente acompanhados por um médico, foram executados diversos exames clínicos e obtidos resultados positivos de vários tipos de patologias das quais algumas foram apresentadas no final do capítulo 4. Estes resultados vêm comprovar a capacidade diagnóstica da máquina, que é o objetivo comum de todos os trabalhos realizados no setor de imagens do grupo de ressonância magnética.

Com o propósito de dar continuidade à melhoria do sistema de captação de sinais do TORM 005, serão desenvolvidos transdutores para imagem da coluna cervical, do abdomen e das articulações, assim como, implementar sistemas de bobinas com operação em quadratura de fase o que contribuirá para um aumento na relação sinal-ruído.

O embasamento teórico e a experiência adquiridos com a realização deste trabalho garantiu um aprendizado sólido que permite a utilização destes conceitos em outras frequências, ou campos magnéticos mais altos que 500 Gauss, tanto em aplicações com imagens como em espectroscopia por RMN.

Apêndice I

O princípio da reciprocidade

Considerando dois circuitos genéricos 1 e 2, onde circulam respectivamente as correntes I_1 e I_2, a lei de Faraday garante que a contribuição para tensão no circuito 1 devido a corrente que circula no circuito 2 é:

$$\varepsilon_1 = -\frac{d}{dt}\Phi_{21} \tag{I.1}$$

onde ε_1 é a tensão induzida no circuito 1 devido à corrente que circula em 2, Φ_{21} é o fluxo de campo produzido pelo circuito 2, que é concatenado pelo circuito 1.

Para circuitos estacionários em meio linear, as indutâncias mútuas são (*Krauss* [1]):

$$M_{12} = \frac{\Phi_{12}}{I_1} = M_{21} = \frac{\Phi_{21}}{I_2} \tag{I.2}$$

Logo:

$$\Phi_{21} = \frac{I_2}{I_1}\Phi_{12} \tag{I.3}$$

O fluxo do circuito 1 sobre o 2 é dado por:

$$\Phi_{12} = \int_{S2} \vec{B}_1 \cdot \hat{n} dS_2 \tag{I.4}$$

Fazendo o circuito 2 pequeno o suficiente para que $\mathbf{B_1}$ possa ser considerado constante em toda a superfície S_2, pode-se escrever que:

$$\Phi_{12} = \vec{B}_1 \cdot \hat{n} S_2 \tag{I.5}$$

e portanto

$$\Phi_{21} = \frac{I_2}{I_1}\vec{B}_1 \cdot \hat{n}S_2 \tag{I.6}$$

O momento magnético do circuito 2 é:

$$\vec{m}_2 = I_2 S_2 \hat{n} \tag{I.7}$$

que, substituindo em I.6, resulta:

$$\Phi_{21} = \frac{\vec{B}_1}{I_1} \cdot \vec{m}_2 \tag{I.8}$$

E agora pode-se escrever I.1 como sendo

$$\varepsilon_1 = -\frac{d}{dt}\left(\frac{\vec{B}_1}{I_1} \cdot \vec{m}_2\right) \tag{I.9}$$

que é a expressão resultante do princípio da reciprocidade aplicada à um momento magnético pontual.

Referências:

[1] J. D. Krauss, K. R. Carver, *Eletromagnetismo*, Guanabara Dois, segunda edição, 1978.

Apêndice II

Influência dos parâmetros da sequência *spin-eco* na relação sinal-ruído da imagem.

Esta sequência é utilizada no TORM 005 para fazer imagens clínicas e de testes de desempenho e qualidade.

A figura A2.1 mostra o diagrama de temporização para os diversos canais utilizados na sequência que permitem adquirir imagens em duas dimensões.

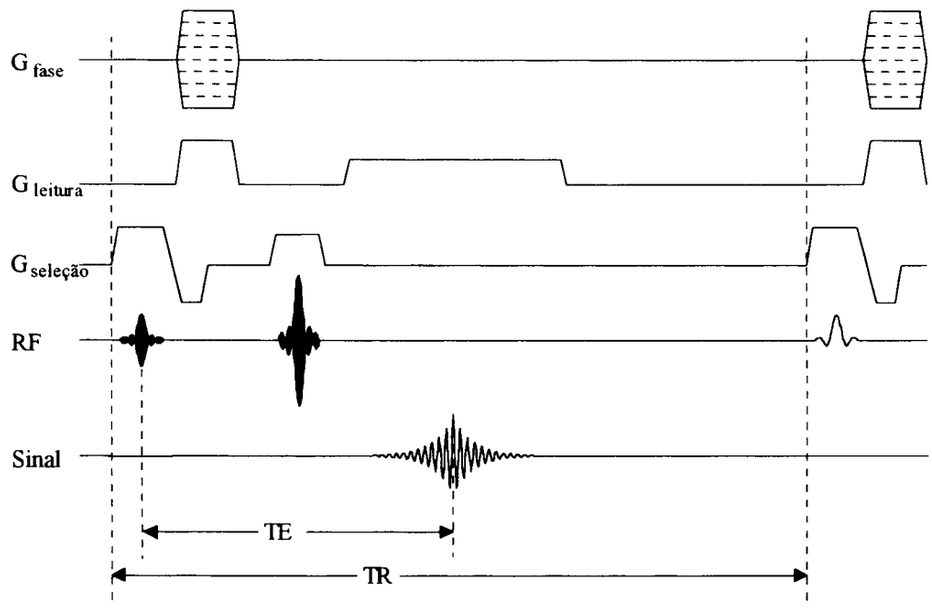


Figura A2.1

O TORM 005 tem esta sequência implementada como um conjunto de programas que recebem parâmetros definidos pelo operador do sistema de forma a executar a imagem desejada. São eles:

Nome da imagem
Tempo de repetição (TR).
Tempo ao eco (TE).
Período de amostragem (dwell-time).
Separação entre os centros dos planos selecionados (interslice).
Espessura do plano selecionado.
Número de planos.
Orientação dos planos selecionados.
Direção para a codificação de fase.
Ângulo de inclinação do plano.
Número de médias.
Campo de visão na direção de leitura.
Campo de visão na direção de codificação de fase.
Número de pontos na direção de leitura.
Número de pontos na direção de fase.

Os parâmetros sublinhados afetam a relação sinal-ruído da imagem, e como isso ocorre está resumido abaixo.

Tempo de repetição (TR)

Tempo entre duas excitações consecutivas do mesmo plano.

O tempo de repetição quando é longo, maior que cinco vezes o T_1 da amostra por exemplo, permite que a magnetização longitudinal recupere-se totalmente (99,3% do valor inicial). A excitação seguinte fará com que esta magnetização esteja no plano transversal induzindo maior sinal na bobina detectora.

Mantendo-se os demais parâmetros da sequência inalterados, o aumento do tempo de repetição favorece o aumento na relação sinal-ruído até o ponto em que entre duas excitações consecutivas toda a magnetização longitudinal esteja recuperada.

O aumento no tempo de repetição faz com que o tempo total do experimento aumente e reduz o contraste entre tecidos devido ao tempo de relaxação longitudinal.

Tempo ao eco (TE)

É o tempo entre o pulso de excitação e o ponto em que os spins recuperam a coerência de fase que foi perdida devido a aplicação do gradiente de preparação na direção de leitura (equação 1.36).

A magnetização transversal tem um decaimento exponencial com constante de tempo característica T_2. Como a amplitude do sinal induzido depende da intensidade desta magnetização, um tempo ao eco curto contribui para que a indução do sinal seja maior, pois houve pouca relaxação transversal, e consequentemente para uma melhor relação sinal-ruído. A redução do tempo ao eco contribui para uma diminuição do contraste devido ao tempo de relaxação transversal.

É importante observar que o tempo ao eco mínimo que se pode obter depende da implementação da sequência de pulsos onde parâmetros como a duração dos pulsos de gradiente, de radiofrequência e o tempo de aquisição são importantes (figura A2.1).

Número de médias.

Equivale ao número de vezes que uma linha no espaço *K* é somada com as amostragens anteriores dela.

O sinal de RMN mantém coerência de frequência e fase se os gradientes de campo permanecem iguais entre duas aquisições. Esta coerência faz com que o sinal aumente de forma linear com o número de vezes que é amostrado e somado ao anterior.

O ruído branco tem característica aleatória e não mantém correlação com o sinal, dessa forma o acúmulo do ruído em soma simples faz com que este cresça com a raiz quadrada do número de vezes que é somado.

Como resultado o aumento na relação sinal-ruído é proporcional à raiz quadrada do número de somas (médias) que são executadas. Porém, o tempo para completar a aquisição do sinal aumenta com o número de médias.

Espessura da fatia.

A espessura da fatia implica diretamente no volume de material e consequentemente na intensidade da magnetização (Lei de Curie, equação 1.2).

O valor da magnetização determina diretamente a intensidade do sinal induzido, e portanto uma fatia mais grossa permite uma melhor relação sinal-ruído, porém, a resolução do plano selecionado fica prejudicada.

Período de amostragem, campo de visão e número de pontos.

O objetivo para se fazer uma imagem é resolver detalhes da estrutura interna do objeto observado. No capítulo 1 o domínio onde a imagem é representada foi chamado de campo de visão (FOV - *Field of View*). Para que a imagem possa ser bem representada este campo deve ter um tamanho maior ou no mínimo igual à maior dimensão do plano do objeto que se deseja observar.

Utilizando-se a condição de ótima resolução dada pela equação 1.29 (capítulo 1) pode-se escrever que:

$$x = \frac{FOV}{N} = \frac{1}{\gamma \cdot G \cdot N \cdot \delta t} = \frac{1}{N \cdot \delta K} = \frac{1}{K_{MAX}} \qquad \text{II.1}$$

onde N é o número de pontos, G é o gradiente, δt é o período de amostragem (dwell-time) e δx é a mínima dimensão que pode ser resolvida e que determina a resolução.

Para que a resolução aumente (δx diminua) o gradiente, G, ou o tempo de total de amostragem (N δt) deve aumentar.

No primeiro caso, o aumento do gradiente de campo faz com que a largura de faixa de frequências ocupada pelo objeto aumente (equação 1.42), e uma vez que o objeto

deve ter dimensão máxima igual à do campo de visão a largura de faixa para a aquisição do sinal de RMN também deve aumentar, e consequentemente o nível de ruído cresce, conforme mostra a equação 1.43. Entretanto, este gradiente de campo não pode ser feito arbitrariamente pequeno, pois existe a condição imposta pela equação 1.26 que mostra a dependência com a homogeneidade do campo estático.

No segundo caso em que o tempo de amostragem do sinal deve ser maior, ocorre que a parte final do sinal amostrado passa a contribuir mais com ruído do que com sinal ($N\delta t > t_i$ na figura 1.10 do capítulo 1).

Observando-se as duas considerações anteriores conclui-se que um aumento na resolução resulta numa diminuição da relação sinal-ruído da imagem, pois em ambos os casos o nível de sinal não foi alterado uma vez que a amostra é a mesma.