



COORDINACIÓN DE SERVICIOS
DOCUMENTALES - BIBLIOTECA

Casa abierta al tiempo

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA *Iztapalapa*

**DIVISIÓN DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA
POSGRADO EN INGENIERÍA BIOMÉDICA**

**Desarrollo de antenas superficiales
de radiofrecuencia para imagenología
por resonancia magnética**

Tesis que presenta:
Richard Amador Baheza

227463

Comunicación de resultados para la obtención del grado de:
Maestro en Ciencias (Ingeniería Biomédica)
Abril de 2001

Alfredo Rodríguez

Asesor:

Dr. Alfredo Rodríguez González
UAM-I

Sinodales:

Emilio Sacristán Rock
Dr. Emilio Sacristán Rock
UAM-I

Oscar Yañez Suárez
M en I Oscar Yañez Suárez
UAM-I

Maria Garza de Jinich
Dra. María Garza de Jinich
UNAM

11/27/11

DEDICADO A MI MADRE:

M^a ANGELA BAEZA P.

Agradecimientos

El presente trabajo de tesis requirió de grandes esfuerzos, de conocimiento, apoyo moral y económico. Por lo que el fin de este mensaje es agradecer a todas las personas que de alguna manera intervinieron en el desarrollo del presente trabajo. De antemano ofrezco disculpas a las personas que no alcance a mencionar, pero es que son tantas que sólo mencionaré las que recuerdo ahora:

Al Dr. Alfredo Rodríguez G. Por la sugerencia del tema, así como por la orientación en este proyecto.

Al Dr. Julián Sánchez Cortázar. Director médico del Hospital ABC (American British Cowdray Medical Center) de la Ciudad de México. Por el apoyo y respaldo en este proyecto.

Al Dr. Rafael Rojas y al Dr. Fernando Barrios por sus sugerencias.

Al Departamento de Imagenología del Hospital ABC, en especial al T.R. Gerardo Reynoso, por las atenciones brindadas.

Al Ing. Fermín San Vicente de General Electric -Sistemas Médicos- México.

Al CONACyT, por su apoyo económico durante el curso de la Maestría.

A mis compañeros Ernesto, Jesús, Raquel, Bety, Norma, Sandra, Raymundo, Joaquín, Manuel, Hermes y José gracias por su compañía, apoyo, sinceridad y aprecio.

Índice

- Capítulo 1. Introducción 1
- Capítulo 2. Principios de la imagenología por resonancia magnética (IRM) 5
 - 2.1 Introducción 5
 - 2.2 Estructura atómica 6
 - 2.2.1 Momento angular del electrón 8
 - 2.2.2 Momento angular nuclear 9
 - 2.3 Momento magnético del átomo 10
 - 2.3.1 Momento magnético del dipolo del electrón 11
 - 2.3.2 Momento magnético del dipolo del núcleo 11
 - 2.4 Movimiento de precesión 12
 - 2.5 La Ecuación de Larmor 13
 - 2.6 Vector de magnetización 16
 - 2.6.1 Magnitud del vector de magnetización 18
 - 2.7 Pulsos de excitación de radio frecuencia 21
 - 2.8 Marco de referencia rotatorio 25
 - 2.9 Las Ecuaciones de Bloch 28
 - 2.9.1 Vector de magnetización en condiciones de excitación 29
 - 2.9.2 Relajación y precesión libre del vector de magnetización 33
 - 2.9.3 Detección de la señal FID 36
 - 2.10 Codificación del campo gradiente para definir la posición:
imágenes unidimensionales 38
 - 2.11 El concepto del espacio k 44
 - 2.12 Muestreo bidimensional de una señal de RM 46
- Capítulo 3. Sistemas de IRM del Hospital ABC 51
 - 3.1 Introducción 51
 - 3.2 Instrumentación de un equipo de resonancia magnética
para producir imágenes 52
 - 3.2.1 Imán 52
 - 3.2.2 Antenas compensadoras 54
 - 3.2.3 Bobinas gradientes 55
 - 3.2.4 Antenas de radio frecuencia 56
 - 3.2.5 Unidad de control 57
 - 3.3 Unidad de resonancia magnética del Hospital ABC 58
- Capítulo 4 Antenas de radio frecuencia 60
 - 4.1 Introducción 60
 - 4.2 Antenas de volumen y superficie 60
 - 4.2.1 Antena de espira simple 61
 - 4.2.2 Antena par Helmholtz 61
 - 4.2.3 Solenoide 63

4.2.4	Antena en forma de silla de montar	63
4.2.5	Arreglo en fase	64
4.1.6	Antena Peres (Petal Resonator)	66
4.2	Elementos de las antenas de RF	67
4.2.1	Impedancia	68
4.2.2	Inductor	68
4.2.3	Capacitor	69
4.3	Frecuencia de resonancia de antenas de radio frecuencia	70
Capítulo 5	Diseño y construcción de antenas superficiales de radio frecuencia	72
5.1	Introducción	72
5.2	Cálculo de inductancia de antenas superficiales de radio frecuencia	73
5.2.1	Inductancia de antenas circulares	73
5.2.2	Inductancia de antenas cuadradas	78
5.3	Programa de cálculo de la inductancia de antenas superficiales (PCIAS)	84
5.3.1	Simulación del ampo magnético encerrado en la superficie de una antena circular	85
5.3.2	Simulación del campo magnético encerrado en la superficie de una antena cuadrada	86
5.3.3	Cálculo de la inductancia de antenas superficiales circulares y cuadradas	87
5.3.4	Corrida del programa de calculo de la inductancia de antenas superficiales	88
5.4	Diseño de antenas superficiales cuadradas y circulares de radio frecuencia	92
5.5	Construcción de antenas superficiales cuadradas y circulares de radiofrecuencia	95
5.6	Caracterización de los prototipos de antenas superficiales	99
Capítulo 6	Resultados	103
6.1	Introducción	103
6.2	Mediciones experimentales de la inductancia	103
6.3	Imágenes obtenidas con antena circular	106
Capítulo 7	Conclusiones y discusión	111
Apéndice I		113
Apéndice II		119
Apéndice III		123
Referencias		125

Capítulo 1 Introducción

La resonancia magnética nuclear (RMN) constituye una herramienta muy importante en el estudio de propiedades físicas y químicas a escala molecular. Algunas ramas de la RMN como la imagenología (IRM) y la espectroscopía (ERM) han venido incrementando su uso y valor dentro de la medicina (cardiología, neurología, etc), la biología, la mecánica de fluidos, la fisiología [1.2]. La IRM debe su prestigio a la habilidad de producir imágenes de órganos internos y estructuras de seres humanos vivos de forma relativamente no dañina en comparación con otras técnicas [1.3]. Este procedimiento para generar imágenes ha revolucionado la radiología diagnóstica gracias a su capacidad de producir imágenes con una calidad sin precedente y seguridad para el paciente [1.4].

Otra característica muy importante de la IRM es su capacidad de proveernos imágenes con un contraste entre distintos tejidos suaves de manera natural [1.1]. El contraste se produce gracias a la diferencia de duración de los procesos de relajación de los espines del agua [1.3]. Esta inherente flexibilidad permite su aplicación en muchas tareas clínicas, a parte de la imagenología anatómica estática. Por ejemplo, la IRM es una herramienta muy poderosa para cuantificar flujo sanguíneo en el sistema cardiovascular [1.7-1.10], con el objeto de caracterizar la hemodinámica que eventualmente pueda ser usada con fines de diagnóstico temprano para algunas enfermedades del sistema cardiovascular. Esto significa que es posible realizar estudios del funcionamiento del corazón, por mencionar un caso en especial [1.7-1.10].

La importancia de la IRM ha dado origen a una constante investigación para mejorar el proceso de adquisición y post-procesamiento de las imágenes, consiguiendo avances importantes en la mejora del hardware utilizado en los resonadores [1.11], los cuales han permitido un extraordinario rango de sofisticadas secuencias de RM. Los avances en el hardware permiten imanes superconductores que requieren de poco mantenimiento y poseen excelente homogeneidad. La optimización en el diseño de gradientes permite antenas que proveen un excelente campo para la codificación espacial, se ha reducido su

diámetro y poseen tecnología que minimiza los efectos de las corrientes espurias. En el sistema de cómputo han ocurrido los mayores avances, actualmente se cuenta con el hardware de cómputo confiable, capaz y con el comportamiento demandado por las secuencias de imagenología. En el sistema de radio frecuencia (RF) los avances en la electrónica digital proveen electrónica de RF con características de bajo ruido, alta precisión y estabilidad. El uso de antenas superficiales se ha incrementado con la disponibilidad de antenas de arreglo de fase. No obstante la forma de diseñar y construir las antenas superficiales sigue casi intacta, aún depende mucho del conocimiento empírico, del ensayo y error. Esto se debe en gran medida a lo tedioso y complicado de la matemática en que se incurre al analizar el comportamiento del campo magnético en la zona *reactiva cercana al campo* de las antenas.

La función principal de las antenas en un sistema de IRM es, básicamente, la de estimular una región del tejido y/o capturar la respuesta del tejido a este estímulo. El estudio de la forma en que se obtiene esta respuesta del tejido sería una gran herramienta en el diseño de antenas, pues indicaría como conseguir una lectura más uniforme y por consiguiente una respuesta más uniforme (imagen).

No existe un método para diseñar y construir antenas superficiales de radio frecuencia, todo se hace por ensayo y error, por esta razón es necesario realizar un estudio profundo de las antenas de radiofrecuencia, que se base en un análisis detallado de la zona *reactiva cercana al campo*, que permita obtener una caracterización que pueda ser utilizada para mejorar el diseño y construcción de las antenas.

En este trabajo se lleva a cabo el diseño, construcción y prueba de antenas superficiales de RF para IRM basándose en un análisis de antenas utilizadas ampliamente como lo son las circulares y cuadradas. Para facilitar el análisis de las antenas cuadradas y circulares diseñamos programas con una interfase gráfica que permiten obtener parámetros como la inductancia y la forma del campo magnético en la superficie encerrada por la antena.

Los resultados obtenidos en el análisis anterior se emplean para diseñar y construir antenas superficiales circulares y cuadradas. En la construcción se emplean lámina de cobre, dispositivos electrónicos como capacitores y trimmers e instrumentos de medición como analizadores de red y multímetros. En este proceso también se miden y comparan valores teóricos y prácticos de la inductancia.

En la fase final probamos las antenas en un sistema IRM de 1.5 T, modelo Signa LX de General Electric Medical System, ubicado en el Departamento de Imagenología del Hospital ABC (American British Cowdray Medical Center), donde se obtuvieron imágenes con diferentes parámetros como tiempo de repetición, tiempo de eco, distancia entre rebanadas, etc. También se reportan en diferentes cortes: axiales, transversales y coronales.

La distribución de este trabajo de tesis se lleva a cabo de la siguiente manera: en el Capítulo 1 se da una breve introducción de la imagenología por resonancia magnética (IRM), también se muestran los objetivos generales y particulares. En el Capítulo 2 se profundiza en los principios de la IRM y se describen, cuantitativa y cualitativamente, los fenómenos involucrados en este proceso. En el Capítulo 3 se muestran los elementos principales de un sistema de imagenología y se describe brevemente la unidad IRM Signa LX de 1.5 T de Sistemas Médicos General Electric-México, donde se realizaron las pruebas reportadas en esta tesis, ubicada en el Hospital ABC (American British Cowdray Medical Center), de la Ciudad de México. En el Capítulo 4 se mencionan algunos ejemplos de antenas superficiales de radiofrecuencia, sus ventajas y desventajas, así como los elementos de los que se constituyen y las condiciones que deben cumplir éstos para obtener una frecuencia de resonancia en especial. En el Capítulo 5 se plantea un método para obtener el valor de la inductancia basado en las ecuaciones de Maxwell, se desarrolla un software con una interfase gráfica que da solución a las ecuaciones obtenidas en el método propuesto. Con ayuda del software "programa para el cálculo de la inductancia de antenas superficiales" PCIAS, se diseñan y construyen dos prototipos, una antena circular y una cuadrada, para ser empleados en un sistema de 1.5 T. En el Capítulo 6 se muestra una comparación del valor de la inductancia teórica, y experimental de varias antenas construidas y se muestran las imágenes obtenidas con los prototipos. En el Capítulo 7 se comentan los resultados, se

plantean las conclusiones y se proponen los nuevos experimentos para futuras investigaciones.

Objetivo General.

- ☐ Diseñar, construir y probar antenas superficiales de radiofrecuencia para ser empleadas en imagenología y espectroscopía por resonancia magnética.

Particulares

- ☐ Diseño
 - Diseñar antenas superficiales cuadradas y circulares para ser usadas en un sistema clínico de 1.5 Tesla, cuya frecuencia de resonancia es de 63.875 MHz para protones de hidrógeno.
 - Obtener la inductancia de las antenas en función de sus dimensiones geométricas.
 - Desarrollar un método para obtener la inductancia.
 - Elaborar un programa para automatizar el uso del método de obtención de la inductancia de las antenas.
 - Calcular el valor de la capacitancia a partir del valor de la inductancia para obtener una frecuencia de resonancia de 63 MHz.
- ☐ Experimentación
 - Construir antenas superficiales cuadradas y circulares.
 - Construir varias antenas superficiales cuadradas y circulares empleando el método de diseño antes mencionado.
 - Medir el valor de la inductancia, impedancia y frecuencia de resonancia de las antenas.
 - Comparar los resultados teóricos v.s. experimentales.
- ☐ Prueba
 - Probar las antenas construidas en un sistema de 1.5 Tesla fabricado por General Electric Medical System.
 - Obtener imágenes con diversos T1 y T2 para:
 - a) antena circular.
 - b) antena cuadrada.
 - Comparar los resultados de ambas antenas.



Capítulo 2 Principios de la imagenología por resonancia magnética nuclear (IRM)

2.1 Introducción

La resonancia magnética nuclear (RMN) es una herramienta que permite investigar las propiedades químicas y físicas de la materia a nivel molecular. La RMN fue observada por primera vez en los Estados Unidos en 1946 por Bloch, Hansen y Packard [1.12] e independientemente por Purcell, Pound y Torrey [1.13]. Como su nombre lo indica la RMN se compone de la combinación de tres factores: el núcleo del átomo, el momento magnético y la frecuencia de resonancia.

El principio físico en el que se basa esta técnica es el hecho de que los átomos con momento nuclear mayor que cero (ésta es la parte NUCLEAR) al ser cargas eléctricas en movimiento, se comportan, con ciertas restricciones, como un pequeño imán (la parte MAGNÉTICA). Este núcleo, al ser colocado en un campo magnético mayor y constante, primero se alinea, como lo hacen las brújulas en el campo magnético de la Tierra, luego presenta un movimiento de oscilación característico llamado precesión. Cuando la frecuencia natural de la precesión corresponde con la frecuencia de una señal de radio frecuencia externa que incide en el material, la energía es absorbida de la onda electromagnética por el núcleo. Esta absorción selectiva de energía es conocida como resonancia (la parte RESONANCIA). La energía absorbida depende del tipo del núcleo, por lo que al medir dicha energía es posible saber de que núcleo se trata.

En resumen la RMN mide los momentos magnéticos nucleares. El comportamiento magnético de núcleos específicos se ve afectado por el ambiente químico inmediato, por lo que las mediciones hechas con RMN proveen información acerca de la estructura molecular de líquidos y sólidos. Aprovechando esta característica en 1973, Lauterbur, Damadian [1.14] y Mansfield [1.5] obtuvieron la primer imagen bidimensional de RMN. Cerca de los 80's las técnicas de RMN empezaron a ser usadas en medicina para visualizar tejidos

suaves del cuerpo. Esta aplicación de la RMN, llamada imagenología por resonancia magnética (IRM), es relativamente libre de riesgos y ofrece una alternativa no invasiva de generar imágenes de rebanadas delgadas del cuerpo por medio de la medición de momentos magnéticos nucleares del núcleo de hidrógeno, común en los líquidos y lípidos (grasas) del cuerpo. Las imágenes de RMN son sensibles a la diferencia entre tejidos normales y tejidos muertos o dañados. La IRM provee imágenes, con relativo alto-contraste, que pueden mostrar tumores, sangrado de tejidos, entre otros. Esta técnica no presenta riesgos a la salud, pero no puede ser usado en individuos con marcapasos o con implantes de metal, de cierto tipo, en el cuerpo.

2.2 Estructura atómica

Como se menciona en el principio del capítulo los átomos desempeñan un papel muy importante en la técnica de IRM, en especial el momento angular nuclear, por lo cual es necesario mencionar algunos hechos y principios que rigen la mecánica cuántica. Los átomos se constituyen de un núcleo y una región donde orbitan los electrones. El núcleo contiene neutrones y protones, conocidos también como nucleones. Los protones poseen una carga positiva, los electrones una carga negativa y los neutrones no poseen carga.

EL número atómico es la suma de los protones en el núcleo; el número de masa es la suma de protones y neutrones. Se dice que el átomo es eléctricamente estable si el número de electrones orbitando el núcleo es igual al número de protones, y es inestable si el átomo posee exceso o déficit de electrones, un átomo eléctricamente inestable se conoce también como ión.

Los átomos presentan movimientos de rotación y translación, parecidos al de los planetas. Los electrones giran en su propio eje, como lo hace la tierra, también orbitan el núcleo en un movimiento de rotación, como lo hace la tierra orbitando el sol, de acuerdo al modelo clásico e incompleto del núcleo atómico, como se muestra en la Fig. 2.1.

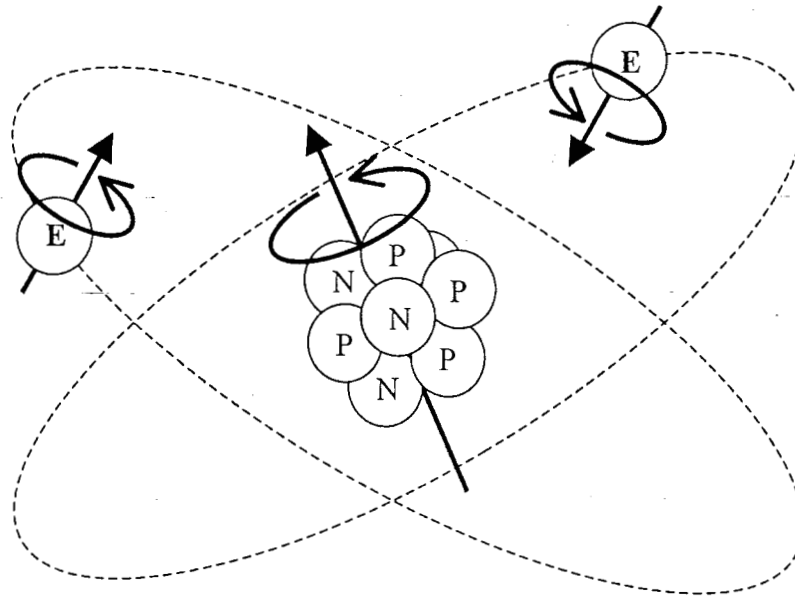


Figura 2.1 Modelo clásico e incompleto del núcleo atómico.

En la mecánica newtoniana los movimientos de rotación y translación se oponen a las fuerzas que tienden a cambiar su estado de movimiento, la medición de esas fuerzas de resistencia es el momento angular mecánico. El momento angular mecánico es una cantidad vectorial, de modo que posee dirección y sentido, que depende de la masa y de las dimensiones del objeto que rota, así como de las dimensiones de la órbita que realiza. De la misma forma los elementos del átomo poseen también momentos llamados momento angular orbital y momento angular de giro o espín, sin embargo éstos se rigen con leyes de la mecánica cuántica.

En el átomo los momentos angulares son los siguientes: momento angular orbital del electrón, momento angular de giro del electrón y momento angular nuclear.

2.2.1 Momento angular del electrón

Es importante mencionar que el momento angular del electrón no se ve involucrado en la RMN, sin embargo analizarlo es de ayuda para comprender mejor el momento angular nuclear. Como se mencionó, los electrones en el átomo poseen dos movimientos orbital y de rotación, por lo que poseen dos momentos angulares. El momento angular orbital del electrón depende de la órbita del electrón respecto al núcleo y el momento angular de giro es una propiedad intrínseca del electrón. El momento angular total del electrón es una combinación de los momentos angulares orbitales y de giro, y el valor del momento angular de giro de un electrón es el mismo para todos los electrones del cosmos.

Dos electrones interactuando existen siempre en el nivel de energía mas bajo, éste ocurre cuando el momento angular de giro esta en direcciones opuestas, como se puede observar en la Fig. 2.2.



Figura 2.2 Electrones en estado bajo de energía, en direcciones opuestas.

La configuración del menor estado de energía entre dos electrones es llamada apareamiento de electrones o “spin-pairing”, estos dos electrones girando en direcciones opuestas son llamados “spin-up” y “spin-down”. En las estructuras atómicas los electrones siempre estarán en pares, un spin-up y un spin-down, con lo que el momento angular de giro para un par spin-up y spin-down es cero.



En este momento puede intuirse porqué no influyen los electrones en RMN, esto se debe a que no poseen un momento angular de giro, también es de esperarse que los núcleos que contribuyen deben poseer un momento angular nuclear de giro diferente de cero.

2.2.2 Momento angular nuclear

Los protones y neutrones al girar en el núcleo poseen un momento angular orbital que varía según la distancia del nucleón al eje de rotación del núcleo. Al igual que los electrones, los neutrones y protones poseen un momento angular de giro, tienen niveles de energía spin-down y spin-up, se aparean entre ellos produciendo una cancelación de sus momentos angulares de giro (no se aparean neutrones con protones).

De lo anterior se puede observar que el momento angular nuclear está determinado por el momento angular orbital de nucleones y por el momento angular de giro de los nucleones no apareados. La suma de estos momentos se resume a un solo factor, I , conocido como giro nuclear o espín nuclear.

El valor máximo para el momento angular nuclear es $I\hbar$, donde \hbar es $h/2\pi$ y h es la constante de Planck. El valor de I normalmente es cero, múltiplos de $\frac{1}{2}$ o números enteros. I se calcula de acuerdo a los siguientes casos:

- Si el número de masa es impar, I es un múltiplo de $\frac{1}{2}$, existe un nucleón sin aparear.
- Si el número de masa y el número atómico son pares, I es cero, no existen nucleones sin aparear.
- Si el número de masa es par, pero el número atómico es impar, I es un número entero (1, 2, 3, 4 ó 5), dos o más nucleones sin aparear.

En la Tabla siguiente, 2.1, se puede observar como se aplican estas reglas para saber cual de los siguientes elementos puede ser útil en la RMN.

Elemento	Número atómico Z	Número de masa A	Espín nuclear I
^1H	1	1	$\frac{1}{2}$
^2H	1	2	1
^{12}C	6	12	0
^{13}C	6	13	$\frac{1}{2}$

Tabla 2.1 Ejemplos del cálculo de I para varios núcleos.

Los núcleos que poseen un I diferente de Cero son núcleos que realizaran el movimiento de precesión al ser colocados en un campo magnético, condición necesaria para la RMN, estos núcleos se conocen como núcleos activos. Para poder aclarar como es que estos núcleos se alinean en un campo magnético, y realizan movimiento de precesión, es necesario analizar el comportamiento magnético de los elementos del átomo, principalmente del núcleo.

2.3 Momento magnético del átomo

Como es de esperarse, el protón y electrón, al ser cargas en movimiento generan campos magnéticos en sus vecindades, por lo que se comportan como pequeños imanes. Para calcular que tan rápido se alinean estos pequeños imanes en un campo magnético es necesario introducir el concepto de momento magnético del dipolo (MMD), el cual es una propiedad de un imán, o todo aquello que se comporte como tal. Pues bien el MMD mide precisamente esto, qué tan rápido se alinea un imán al ser colocado en un campo magnético. El MMD es una cantidad vectorial y se localiza en el eje de rotación, con la misma dirección que el momento angular. Si el MMD es positivo el sentido es el mismo que el del momento angular, y si es negativo, el sentido es opuesto al del momento angular. De la misma forma que se calculó primero el momento angular del electrón, para facilitar el cálculo del momento angular nuclear, ahora se va a obtener el MMD del electrón y luego el MMD del núcleo.



2.3.1 Momento magnético del dipolo del electrón

Los electrones orbitando el núcleo se convierten en flujo de electrones, sin embargo este flujo depende de la posición del electrón, para el caso en que el electrón se encuentre en la órbita más baja (nivel k), el MMD es conocido como “el magnetón de Bohr” (μ_B). El valor de μ_B es 9.27×10^{-24} J/Tesla. Para los casos en que se localice el electrón en orbitas mas lejanas al núcleo (L =2, M =3, etc) el MMD de electrón se calcula multiplicando μ_B por el número de nivel en el que se encuentra.

2.3.2 Momento magnético del dipolo del núcleo

Del mismo modo que se creó el magnetón de Bohr para el electrón, se estableció el magnetón nuclear (μ_N), como unidad para expresar el MMD de los Nucleones. El valor del $\mu_N = 5.05 \times 10^{-27}$ J/T.

Los protones al orbitar el eje de rotación del núcleo son cargas en movimiento y poseen MMD, conocido como MMD del protón μ_p , cuyo valor expresado en unidades de μ_N es $2.7928 \mu_N$. Aunque los neutrones no poseen carga, si poseen un MMD del neutrón (μ_n), que es de valor negativo, y es $-1.9128 \mu_N$.

EL MMD del núcleo depende del número de nucleones, así como de la forma en que se encuentran ubicados, sin embargo el MMD nuclear no es una simple suma de los MMD de los nucleones, razón por la cual los valores MMD para cada Núcleo deben ser medidos en el laboratorio. En la Tabla 2.2 se muestran los valores del espín nuclear de elementos importantes para RMN.

Elemento	MMD ($\times \mu_N$)	Espín nuclear I
^1H	2.79	$\frac{1}{2}$
^2H	0.85	1
^{12}C	-	0
^{13}C	0.70	$\frac{1}{2}$

Tabla 2.2 Espín nuclear de elementos importantes en RMN.

2.4 Movimiento de precesión

Los núcleos que poseen I diferente de cero, al ser puestos en un campo magnético grande y constante, tratarán de alinearse hasta quedar en la dirección del campo. Sin embargo para partículas tan pequeñas no es posible alinearse exactamente, como lo haría un imán de tamaño normal en un campo magnético. Lo anterior se debe a que en la mecánica cuántica existen niveles en los que sólo es posible la alineación. Por ejemplo si un núcleo posee $I = \frac{1}{2}$, solo conseguirá alinearse en 2 posiciones, ver Fig. 2.3.

Las dos posiciones poseen valores de energía diferentes. La orientación, en sentido del campo, es un estado de menor energía, la posición en sentido opuesto al campo, tiene un estado ligeramente mayor de energía. El número de núcleos en el estado de menor energía es apenas mayor que los núcleos en estado de mayor energía. La diferencia de poblaciones entre los dos estados se calcula con la ecuación de Boltzman, como se verá en la Sección 2.6.1 Aunque la diferencia es apenas perceptible, es ésta la que contribuye en la RMN.

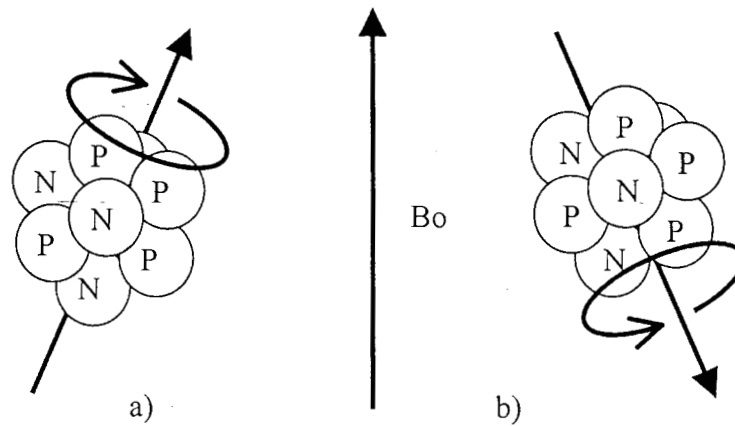


Figura 2.3 Niveles de energía posibles para $I=1/2$, a) Menor y b) Mayor.

A pesar de que en un material, los núcleos se encuentran acomodados en forma aleatoria, con sus MMD nucleares apuntando en todas direcciones, al colocar este material en un campo B_0 constante, los núcleos que se comportan como imanes, se alinean lo más posible con la dirección del campo. Pero en aquellos que poseen $I = 1/2$ el núcleo tomará 2 posiciones y continuará tratando de colocarse exactamente en la misma dirección del campo, debido a un pequeño torque perpendicular al momento angular nuclear, para compensar este torque el núcleo comienza a girar formando un cono, tomando como eje de rotación la dirección del campo B_0 , como se ve en la Fig. 2.4. Este movimiento, tan mencionado, se conoce como precesión.

2.5 La ecuación de Larmor

Para describir cuantitativamente el movimiento es necesario saber a que frecuencia precesan los núcleos, es decir, el número de vueltas que da el núcleo por segundo, teniendo como eje de rotación la dirección del campo magnético B_0 , es necesario poner ésta en

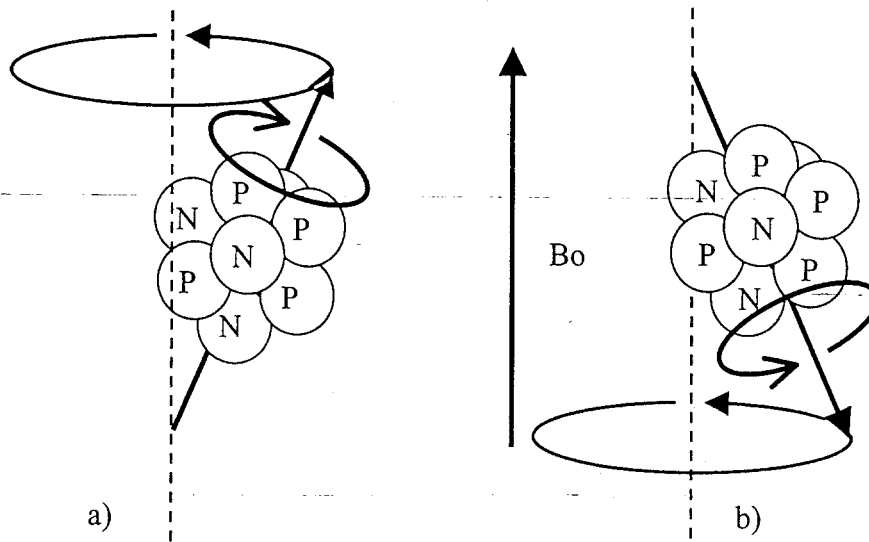


Figura 2.4 Movimiento de precesión para núcleos con $I=1/2$. a) Estado de menor energía y b) Estado de mayor energía.

función de las características de los núcleos. La ecuación que realiza esto se conoce como la ecuación de Larmor y es la siguiente:

$$\nu = \frac{MDM}{Ih} B_0 \quad (2.1)$$

donde:

- ν es la frecuencia de Larmor,
- MDM el momento dipolar magnético,
- I el giro angular nuclear o espín nuclear,
- B_0 el campo magnético externo y
- h es la constante de Planck (6.6×10^{-34} J/s).

Para resumir esta ecuación es muy común utilizar el cociente giromagnético, cuyo valor es:

$$\gamma = \frac{MDM}{Ih} \quad (2.2)$$

Donde,

γ , es el cociente giromagnético,

MMD el momento dipolar magnético,

I el giro angular nuclear o espín nuclear y

\hbar es $h/2\pi$.

De manera que la ecuación se resume ahora a:

$$f = \frac{\gamma B_0}{2\pi} \quad (2.3)$$

donde

f es la frecuencia de Larmor,

γ es el cociente giromagnético y

B_0 , el campo magnético externo.

Empleando las Ecs. 2.1 y 2.2 se puede obtener la frecuencia de Larmor y el cociente giromagnético de los elementos mostrados en las Tablas 2.1 y 2.2, los resultados se muestran en la Tabla 2.3 siguiente:

Elemento	Cociente giromagnético (10^7 Hz/T)	Frecuencia De Larmor Para $B_0 = 1.5$ T (MHz)
^1H	26.8	63.87
^2H	4.1	9.78
^{12}C	-	-
^{13}C	6.7	16.05

Tabla 2.3 Valores del cociente giromagnético y frecuencia de Larmor, con $B_0 = 1.5$ T, de núcleos empleados en RMN

2.6 Vector de magnetización

En una muestra de tejido existen muchos núcleos activos, que al ser colocados en un campo magnético constante pueden tomar dos estados de energía, un poco más de la mitad ésta con un nivel de energía menor y un poco menos de la mitad se encuentra en un nivel de energía mayor. Cada uno de estos núcleos activos posee un MMD y un momento angular, ambos vectores paralelos. Al sumar todos los MMD de los núcleos se obtendrá un vector de magnetización de la red, que es conocido como vector de magnetización (VM), que se comportará como un imán que tiene un momento angular de giro.

Para calcular el VM, se suman vectorialmente los MMD de cada núcleo, la magnitud de cada MMD es igual, pero las direcciones y sentidos no, ver Fig. 2.5(a), Se propone un plano espacial en R^3 . En la Fig. 2.5 solo se muestra el vector de algunos núcleos, por simplicidad. El campo B_0 tiene la dirección del eje Z.

Las proyecciones del plano X-Z se muestran en la Fig. 2.5(b), como se mencionó antes los núcleos con orientación hacia arriba (bajo nivel de energía) son un poco más de la mitad de los núcleos totales, razón por la cual hay un vector resultante VM en el eje Z. En el eje X las proyecciones positivas y negativas tienden a ser iguales por lo que el vector resultante en el eje X tiende a ser cero.

Las proyecciones del plano Y-Z se muestran en la Fig. 2.5(c). De la misma forma que en el plano X-Y, los núcleos con orientación hacia arriba (bajo nivel de energía) son un poco más de la mitad de los núcleos totales, razón por la cual hay un vector resultante VM en el eje Z. En el eje Y la suma de las proyecciones positivas y negativas tienden a ser cero. El valor de VM en los planos X-Z y Y-Z es el mismo.

Las proyecciones del plano X-Y se muestran en la Fig. 2.5(d). En el eje Y la suma de las proyecciones positivas y negativas tienden a ser cero, lo mismo que en el eje X, por lo que se observa que no hay componentes de VM en estos dos ejes.

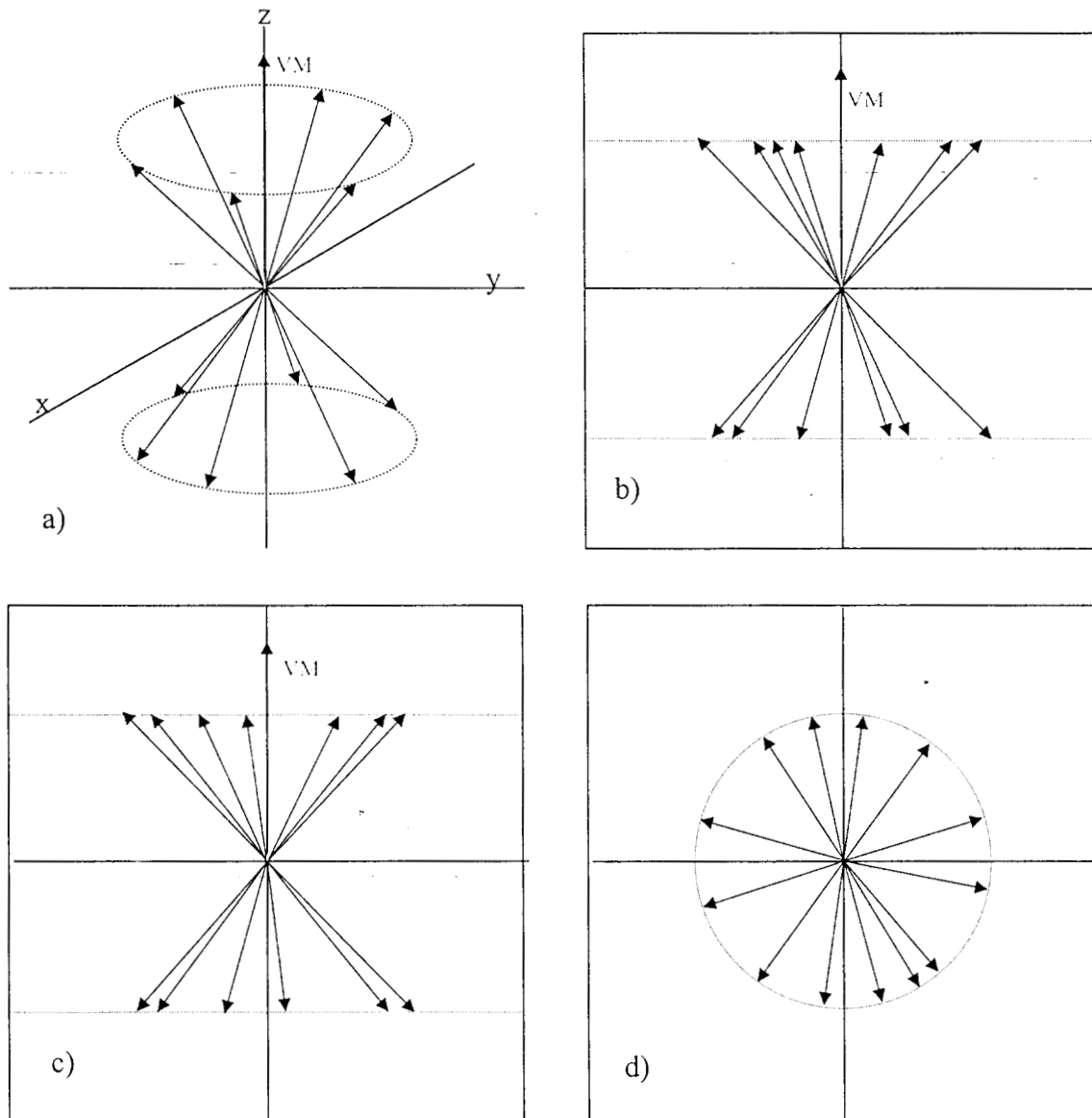


Figura 2.5 Formación del vector de magnetización, a) espacio R^3 , b) espacio X-Z, c) espacio Y-Z y d) espacio X-Y.

El valor total de VM se muestra en la Fig. 2.5(a) en rojo. Aunque el tamaño de VM es mucho mayor que el MMD del núcleo, este ejemplo muestra cómo se origina éste. VM se comporta como un imán que posee momento angular, no realiza precesión porque es necesario un momento angular de giro y un torque perpendicular al momento angular. VM

tiene el momento angular de giro, pero no tiene el torque, porque tiene la misma dirección que B_0 . Sin el movimiento de precesión de VM es imposible medir el momento angular de giro de VM, por lo que es necesario mover VM de la dirección de B_0 y entonces medir esa precesión.

2.6.1 Magnitud del vector de magnetización

Para describir cuantitativamente el vector de magnetización, VM, se considera $\bar{\mu}_n$ como el momento magnético del n-ésimo espín nuclear, entonces

$$\bar{M} = \sum_{n=1}^{N_s} \bar{\mu}_n \quad (2.4)$$

donde N_s es el número total de espines de la muestra.

Para el caso en el que el espín es el hidrógeno (H^1), $\bar{\mu}_n$ toma una de las dos orientaciones con respecto al eje Z, para un tiempo dado. Espines con orientaciones diferentes tienen niveles de energía diferentes para interactuar con B_0 , con lo que

$$E \uparrow = -\frac{1}{2} \gamma \hbar B_0 \quad (2.5)$$

$$E \downarrow = \frac{1}{2} \gamma \hbar B_0 \quad (2.6)$$

donde $E \uparrow$ es el estado de baja energía con los espines apuntando hacia arriba y $E \downarrow$ es el estado de alta energía con los espines apuntando hacia abajo. La diferencia de energía es por lo tanto.

$$\Delta E = E \downarrow - E \uparrow = \gamma \hbar B_0 \quad (2.7)$$



La diferencia de poblaciones entre los dos estados se calcula con la ecuación de Boltzman, en la que

$$\frac{N_{\uparrow}}{N_{\downarrow}} = e^{\frac{\Delta E}{KT_s}} \quad (2.8)$$

donde N_{\uparrow} es el número de espines que apuntan hacia arriba,
 N_{\downarrow} es el número de espines que apuntan hacia abajo,
 T_s es la temperatura absoluta, y
 K es la constante de Boltzman 1.38^{-23} J/K.

si se supone $\Delta E \ll KT_s$.

$$e^{\frac{\Delta E}{KT_s}} \approx 1 + \gamma \frac{\hbar B_0}{KT_s} \quad (2.9)$$

Por lo que

$$\frac{N_{\uparrow}}{N_{\downarrow}} \approx 1 + \gamma \frac{\hbar B_0}{KT_s} \quad (2.10)$$

Considerando $2N_{\downarrow} \approx N_s$, se obtiene

$$N_{\uparrow} - N_{\downarrow} \approx N_s \frac{\gamma \hbar B_0}{2KT_s} \quad (2.11)$$

donde N_s es el número total de espines de la muestra. De la Ec. (2.11) se observa una pequeña diferencia en la población de espines, ligeramente mayor para los espines en

estado de menor energía, apuntando hacia arriba. Por ejemplo si se considera el Sistema de IRM que usaremos en esta trabajo (modelo Signa LX de General Electric Medical System), se tienen los siguientes valores:

$$\gamma = 42.58 \times 10^6 \text{ Hz/T}$$

$$\hbar = 6.6 \times 10^{-34} \text{ Js}$$

$$T_s = 300 \text{ K}$$

$$K = 1.38 \times 10^{-23} \text{ JK}$$

$$B_0 = 1.5 \text{ T}$$

Sustituyendo los valores en la Ec. (2.11) se tiene

$$\frac{N \uparrow - N \downarrow}{N_s} \approx \frac{(42.58 \times 10^6)(6.6 \times 10^{-34})(1.5)}{(2)(1.38 \times 10^{-23})(300)} = 5 \times 10^{-6}$$

de lo anterior se observa que para un millón de espines sólo 5 de ellos contribuyen para la formación del vector de magnetización.

Para obtener el tamaño del VM de desarrolla en los componentes la Ec. (2.4) con lo que

$$\vec{M} = M_x \vec{i} + M_y \vec{j} + M_z \vec{k} \quad (2.12)$$

$$\vec{M} = \left(\sum_{n=1}^{N_s} \mu_{x,n} \right) \vec{i} + \left(\sum_{n=1}^{N_s} \mu_{y,n} \right) \vec{j} + \left(\sum_{n=1}^{N_s} \mu_{z,n} \right) \vec{k} \quad (2.13)$$

donde los primeros dos términos tienden a cero ver Fig. 2.5(d), en lo que respecta al tercero las orientaciones de los espines indican lo siguiente

$$\vec{M} = \left(\sum_{n=1}^{N \uparrow} \frac{1}{2} \gamma \hbar - \sum_{n=1}^{N \downarrow} \frac{1}{2} \gamma \hbar \right) \vec{k} = \frac{1}{2} (N \uparrow - N \downarrow) \gamma \hbar \vec{k} \quad (2.14)$$



de la ecuación anterior se aprecia que VM está a lo largo del eje Z y su magnitud es la siguiente

$$M_z = M = \frac{\gamma^2 \hbar^2 B_0 N_s}{4KT_s} \quad (2.15)$$

Para calcular el valor de VM con un sistema de IRM de 1.5T y una antena de 7.5 cm de radio y utilizando agua como muestra, se procede de la siguiente forma: supongamos que la antena engloba una muestra en forma de un cilindro de 10 cm de radio y 5 cm de altura. El número de núcleos activos de hidrógeno en el cilindro es aproximadamente 20.9×10^{25} , sustituyendo en la Ec. (2.15)

se tiene

$$M = \frac{(42.58 \times 10^6)^2 (6.6 \times 10^{-34})^2 (1.5)(20.9 \times 10^{25})}{(4)(1.38 \times 10^{-23})(300)} = 15 \mu\text{T}$$

2.7 Pulsos de excitación de radiofrecuencia

Los componentes transversales del vector de magnetización (\vec{M}_x y \vec{M}_y) tienden a cero, debido a su orientación aleatoria. Si se lograra hacer procesar los núcleos de hidrógeno en fase se lograría establecer la condición de resonancia.

Para conseguir que los espines en el campo magnético precesen en fase es necesario la aplicación de energía en los espines. Dicha energía proviene de un campo magnético oscilante denotado por $\vec{B}_1(t)$. La condición de resonancia ocurre cuando $\vec{B}_1(t)$ rota en la misma forma como precesan los espines. La energía de una radiación electromagnética que posee una frecuencia ω_{rf} es

$$E_{rf} = \hbar \omega_{rf} \quad (2.16)$$

para inducir una transición coherente de un estado bajo a un estado alto de energía, la energía radiada debe ser igual a la diferencia de energía entre los dos estados ΔE de los espines, esto es

$$\hbar\omega_{rf} = \Delta E = \gamma\hbar B_0 \quad (2.17)$$

lo que indica que

$$\omega_{rf} = \omega_0 \quad (2.18)$$

de esta forma al cumplirse la Ec. (2.18) se satisface la condición de resonancia.

Un pulso de radiofrecuencia (RF) es la aplicación del campo $\vec{B}_1(t)$, durante un período corto de tiempo y cuya frecuencia, ω_{rf} , esta dentro de un rango de RF. Una forma común de $\vec{B}_1(t)$ es

$$\vec{B}_1(t) = 2B_1^e(t)\cos(\omega_{rf}t + \phi)\vec{i} \quad (2.19)$$

donde $B_1^e(t)$ es función pulso envolvente,

ω_{rf} es la frecuencia de excitación de la portadora y

ϕ es la fase del ángulo inicial.

este campo se conoce como polarizado linealmente porque oscila linealmente en el eje x. El campo $\vec{B}_1(t)$ se puede descomponer en dos campos polarizados que rotan de manera circular en direcciones opuestas, esto es

$$\vec{B}_1(t) = B_1^e(t)[\cos(\omega_{rf}t + \phi)\vec{i} - \text{sen}(\omega_{rf}t + \phi)\vec{j}] + B_1^e(t)[\cos(\omega_{rf}t + \phi)\vec{i} + \text{sen}(\omega_{rf}t + \phi)\vec{j}] \quad (2.20)$$

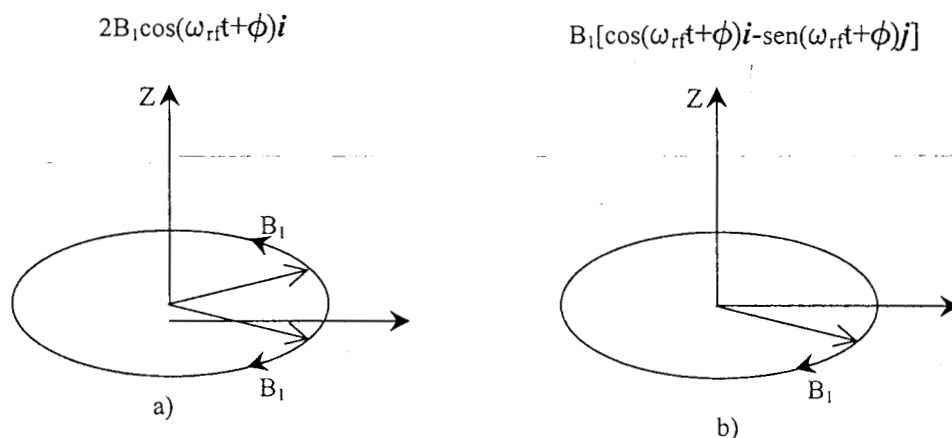


Figura 2.6 Campos polarizados. a)lineal y b)circular

Los campos al encontrarse en direcciones opuestas, ver Fig. 2.6(a), no ejercen efectos considerables en un sistema de espines aun con ω_{rf} cercana a la frecuencia de Larmor. Por lo que el $\vec{B}_1(t)$ necesario es circular, ver Fig. 2.6 (b), cuya forma matemática es:

$$\vec{B}_1(t) = B_1^e(t) [\cos(\omega_{rf}t + \varphi)\vec{i} - \text{sen}(\omega_{rf}t + \varphi)\vec{j}] \quad (2.21)$$

cuyas componentes en x y y son

$$B_{1,x} = B_1^e(t) \cos(\omega_{rf}t + \varphi)\vec{i} \quad (2.22)$$

$$B_{1,y} = -B_1^e(t) \text{sen}(\omega_{rf}t + \varphi)\vec{j} \quad (2.23)$$

Muchos Sistemas de IRM modernos utilizan antenas de RF cuadradas par generar este campo polarizado circularmente de manera directa, con la ventaja de un bajo desplazamiento de potencia. Por simplicidad $\vec{B}_1(t)$ puede escribirse como:

$$\bar{B}_1(t) = B_{1,x}(t) + iB_{1,y}(t) = B_1^e(t)e^{-i(\omega_{rf}t + \phi)} \quad (2.24)$$

En resumen, un pulso de RF genera oscilación $\bar{B}_1(t)$ perpendicular al campo. El parámetro principal que caracteriza al pulso incluye: a) la función envolvente $B_1^e(t)$, b) la frecuencia de excitación de la portadora y c) la fase ϕ . Como ϕ es constante, no tiene un efecto significativo, por lo que se asume cero. ω_{rf} es constante para todos los pulsos y se determina por la condición de resonancia.

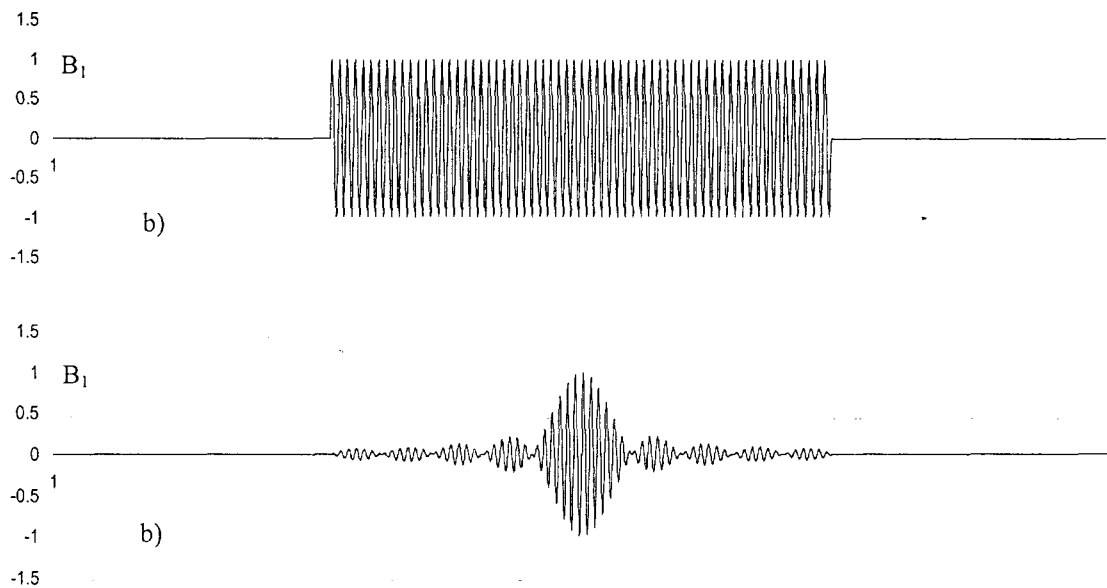


Figura 2.7 Pulsos de RF con $\tau_s = 1\mu\text{s}$ y $\omega_{sf} = 63.87\text{ MHz}$.
a) Envolvente rectangular y b) envolvente Sinc

La función envolvente es el corazón de un pulso, determina la forma y duración del pulso y por lo tanto la propiedad de excitación. De hecho muchos pulsos son nombrados basados solamente en la característica de esta función. Por ejemplo una función empleada comúnmente es el pulso rectangular, ver Fig. 2.7(a), definido como

$$B_1^e(t) = B_1 \Pi \left(\begin{array}{c} t - \frac{\tau_p}{2} \\ \tau_p \end{array} \right) = \begin{cases} \text{para } 0 < t < \tau_p \\ \text{en caso contrario} \end{cases} \quad (2.25)$$

donde τ_p es el ancho del pulso. Otro pulso popular es el que utiliza la función Sinc, ver Fig. 2.7 B) como envolvente, cuya ecuación es:

$$B_1^e(t) = B_1 \operatorname{sinc} \left[\pi f_w \left(t - \frac{\tau_p}{2} \right) \right] = \begin{cases} B_1 & \text{para } 0 < t < \tau_p \\ 0 & \text{en caso contrario} \end{cases} \quad (2.26)$$

Para describir el efecto de un pulso RF en un sistema son necesarias 2 herramientas, el marco de referencia rotatorio y la ecuaciones de Bloch.

2.8 Marco de referencia rotatorio.

Un marco de referencia rotatorio (MRR), es un sistema coordinado cuyo plano transversal está rotando en el sentido de las manecillas del reloj con una frecuencia angular ω . Para distinguir este plano de uno convencional se usará x' , y' y z' que denotan los 3 ejes de este sistema y los correspondientes \vec{i}' , \vec{j}' y \vec{k}' como sus vectores unitarios. Matemáticamente este marco se relaciona con el marco estacionario por la siguiente transformación.

$$\begin{cases} \vec{i}' \Leftrightarrow \cos(\omega t) \vec{i} - \operatorname{sen}(\omega t) \vec{j} \\ \vec{j}' \Leftrightarrow \operatorname{sen}(\omega t) \vec{i} + \cos(\omega t) \vec{j} \\ \vec{k}' \Leftrightarrow \vec{k} \end{cases} \quad (2.27)$$

Cuando $\omega = \omega_{rf} = \omega_0$ el MRR es conocido como marco de referencia de Larmor o marco de referencia de RF. La ventaja de utilizar este MRR radica en la simplificación que aporta en la descripción del efecto de excitación de un pulso RF. A continuación se presentan importantes relaciones asociadas con esta transformación.

Las derivadas en el tiempo de los vectores son :

$$\begin{cases} \frac{d\vec{i}'}{dt} = \vec{\omega} \times \vec{i}' \\ \frac{d\vec{j}'}{dt} = \vec{\omega} \times \vec{j}' \\ \frac{d\vec{k}'}{dt} = \vec{\omega} \times \vec{k}' \end{cases} \quad (2.28)$$

donde $\vec{\omega} = -\omega\vec{k}$. La relación entre el VM y el VM' se establece en las siguientes ecuaciones:

$$\vec{M} = M_x\vec{i} + M_y\vec{j} + M_z\vec{k} \quad (2.29)$$

$$\vec{M}_{rot} = M_x\vec{i}' + M_y\vec{j}' + M_z\vec{k}' \quad (2.30)$$

Si $\vec{M} = \vec{M}_{rot}$ se tiene

$$\begin{bmatrix} M_{x'} \\ M_{y'} \\ M_{z'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\text{sen}\omega t & 0 \\ \text{sen}\omega t & \cos\omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

de forma similar se tiene

$$\vec{B}_1 = \vec{B}_{1,x}\vec{i} + \vec{B}_{1,y}\vec{j} \quad (2.32)$$

y

$$\vec{B}_{1,rot} = \vec{B}_{1,x}\vec{i}' + \vec{B}_{1,y}\vec{j}' \quad (2.33)$$

por lo tanto

$$\begin{bmatrix} B_{1,x'} \\ B_{1,y'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\text{sen}\omega t \\ \text{sen}\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{1,x} \\ B_{1,y} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$



donde las ecuaciones (2.31) y (2.34) indican como pasar el VM y B_1 entre el marco de referencia estacionario y el rotatorio. La regla de transformación puede ser escrita en forma compleja, específicamente

$$M_{x'y'} = M_{xy} e^{i\alpha t} \quad (2.35)$$

donde $M_{xy} = M_x + iM_y$ y $M_{x'y'} = M_{x'} + iM_{y'}$, de la misma manera

$$B_{1,rot}(t) = B_1(t) e^{i\alpha t} \quad (2.36)$$

donde $B_1 = B_{1,x} + iB_{1,y}$ y $B_{1,rot} = B_{1,x'} + iB_{1,y'}$, también se tiene que

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \frac{dM_x}{dt} \vec{i} + \frac{dM_y}{dt} \vec{j} + \frac{dM_z}{dt} \vec{k} \quad (2.37)$$

$$\frac{\partial \vec{M}_{rot}}{\partial t} = \frac{dM_{x'}}{dt} \vec{i}' + \frac{dM_{y'}}{dt} \vec{j}' + \frac{dM_{z'}}{dt} \vec{k}' \quad (2.38)$$

entonces

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \frac{\partial \vec{M}_{rot}}{\partial t} + \vec{\omega} \times \vec{M}_{rot} \quad (2.39)$$

como se observa en las ecuaciones (2.38) y (2.39), $\frac{d\vec{M}}{dt}$ es la razón de cambio de \vec{M} (VM), observada en el marco de referencia estacionario, mientras $\frac{\partial \vec{M}_{rot}}{\partial t}$ es la razón de cambio de \vec{M} como se observa en el marco de referencia rotatorio, finalmente

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \frac{d\vec{M}_{rot}}{dt} \neq \frac{\partial \vec{M}_{rot}}{\partial t} \quad (2.40)$$

2.9 Las ecuaciones de Bloch

El comportamiento a través del tiempo de VM en presencia de un campo $B_1(t)$ se describe cuantitativamente por la ecuación de Bloch que en el contexto de IRM toma la siguiente forma

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \gamma \vec{M} \times \vec{B} - \frac{M_x \vec{i} + M_y \vec{j}}{T_2} - \frac{(M_z - M_z^0) \vec{k}}{T_1} \quad (2.41)$$

donde M_z^0 es el valor en equilibrio térmico de \vec{M} en presencia solamente de \vec{B}_0 , que se puede calcular de la Ec. (2.15). T_1 y T_2 son constantes de tiempo que caracterizan el proceso de relajación de un sistema de espines, después de haber sido perturbado de su estado de equilibrio térmico.

Si la duración de un pulso de RF es corta en comparación con T_1 y T_2 , la ecuación de Bloch toma la siguiente forma

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \gamma \vec{M} \times \vec{B} \quad (2.42)$$

la cual es idéntica a la ecuación de movimiento de precesión de los espines. Ahora se expresará la ecuación en el MRR, sustituyendo la Ec. (2.39) en la Ec. (2.42) se tiene

$$\frac{\partial \vec{M}_{rot}}{\partial t} = \gamma \vec{M}_{rot} \times \vec{B}_{rot} - \vec{\omega} \times \vec{M}_{rot} = \gamma \vec{M}_{rot} \times \left(\vec{B}_{rot} + \frac{\vec{\omega}}{\gamma} \right) \quad (2.43)$$

puede escribirse esta ecuación como



$$\frac{\partial \vec{M}_{rot}}{\partial t} = \gamma \vec{M}_{rot} \times \vec{B}_{eff} \quad (2.44)$$

donde

$$\vec{B}_{eff} = \left(\vec{B}_{rot} + \frac{\vec{\omega}}{\gamma} \right) \quad (2.45)$$

es el campo efectivo que el VM experimenta, teniendo como marco de referencia el rotatorio. El cociente $\frac{\vec{\omega}}{\gamma}$ representa un campo ficticio para simplificar el comportamiento de \vec{M}_{rot} .

La Ec. (2.41) puede expresarse en términos del MRR como sigue

$$\frac{d\vec{M}_{rot}}{dt} = \gamma \vec{M}_{rot} \times \vec{B}_{eff} - \frac{M_x \vec{i}' + M_y \vec{j}'}{T_2} - \frac{(M_z - M_z^0) \vec{k}'}{T_1} \quad (2.46)$$

2.9.1 Vector de magnetización en condiciones de excitación

Ahora se verán los efectos de un pulso de RF en un sistema de espines, examinando el comportamiento de VM respecto al tiempo durante el periodo de excitación. Primero se considera el caso en el que el sistema tiene una sola frecuencia de resonancia, es decir $\omega_o = \gamma B_o$. Por simplicidad se asumirá que la fase inicial ϕ es cero para un pulso en general definido en la Ec. (2.21), empleando la regla de transformación de la Ec. (2.34) se tiene

$$\vec{B}_{rot} = B_1^e(t) \vec{i}' \quad (2.47)$$

El campo efectivo que los núcleos observan en el MRR es

$$\vec{B}_{eff} = B_o \vec{k}' + B_1^e(t) \vec{i}' + \frac{\omega_{rf}}{\gamma} = \left(B_o - \frac{\omega_{rf}}{\gamma} \right) \vec{k}' + B_1^e(t) \vec{i}' \quad (2.48)$$

si ahora se emplea la condición de resonancia $\omega_{rf} = \omega_o = \gamma B_o$, se puede apreciar que

$$\vec{B}_{eff} = B_1^e(t) \vec{i}' \quad (2.49)$$

sustituyendo el resultado anterior en la Ec. de Bloch (2.44) se tiene

$$\frac{\partial \vec{M}_{rot}}{\partial t} = \gamma \vec{M}_{rot} \times B_1^e(t) \vec{i}' \quad (2.50)$$

que representa el movimiento del vector de magnetización VM. En forma escalar toma la forma

$$\begin{cases} \frac{dM_{x'}}{dt} = 0 \\ \frac{dM_{y'}}{dt} = \gamma B_1^e(t) M_{z'} \\ \frac{dM_{z'}}{dt} = -\gamma B_1^e(t) M_{y'} \end{cases} \quad (2.51)$$

Una solución a la ecuación anterior, bajo los condiciones iniciales $M_{x'}(0) = M_{y'}(0) = 0$ y $M_{z'}(0) = M_z^0$ es la siguiente

$$\begin{cases} M_{x'}(t) = 0 \\ M_{y'}(t) = M_z^0 \text{sen} \left(\int \gamma B_1^e(t) dt \right), 0 \leq t \leq \tau_p \\ M_{z'}(t) = M_z^0 \cos \left(\int \gamma B_1^e(t) dt \right) \end{cases} \quad (2.52)$$

estas ecuaciones indican el efecto de la excitación del campo \vec{B}_1 como se observa en el MRR, la precesión del VM alrededor del eje x' , lo cual no es una sorpresa ya que el campo efectivo \vec{B}_{eff} apunta a lo largo de x' .

Si el pulso de RF es

$$B_1^e(t) = B_1 \Pi \left(\begin{array}{c} t - \frac{\tau_p}{2} \\ \tau_p \end{array} \right) \quad (2.53)$$

entonces (2.52) se convierte en

$$\begin{cases} M_{x'}(t) = 0 \\ M_{y'}(t) = M_z^0 \text{sen}(\omega_1 t), 0 \leq t \leq \tau_p \\ M_{z'}(t) = M_z^0 \text{cos}(\omega_1 t) \end{cases} \quad (2.54)$$

donde $\omega_1 = \gamma B_1$. Se observa que el VM precesa alrededor de x' con una frecuencia angular.

$$\vec{\omega}_1 = \gamma \vec{B}_1 \quad (2.55)$$

La precesión de VM alrededor del campo B_1 se conoce como precesión forzada ver Fig. 2.8. Como resultado de esta precesión el VM forma un ángulo con el eje z' , creando una componente $\vec{M}_{x'y'}$. El ángulo de inclinación α es definido como un pequeño ángulo entre \vec{M} y el eje z' .

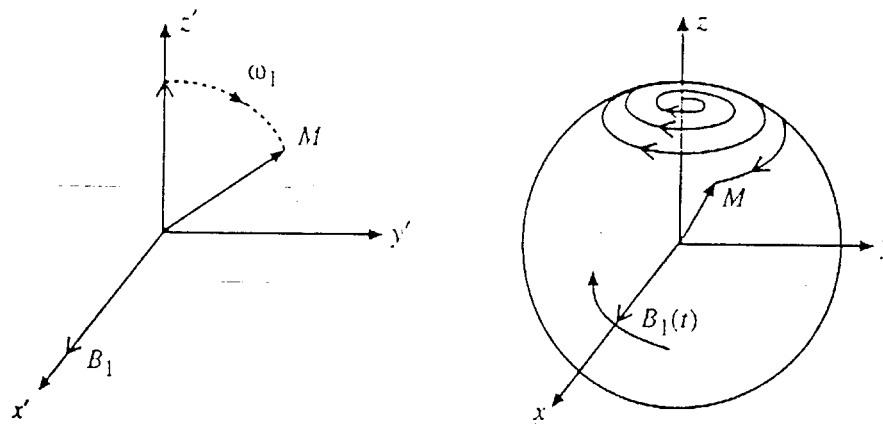


Figura 2.8 Desplazamiento del vector de magnetización en presencia de un campo rotatorio de RF como se verá en A)MRR, y B)Marco de referencia estático

El ángulo final de inclinación α puede obtenerse de la Ec. (2.52), siendo su valor:

$$\alpha = \int_0^{\tau_p} \omega_1(t) dt = \int_0^{\tau_p} \gamma B_1^e(t) dt \quad (2.56)$$

para el caso en que se tiene un pulso rectangular se tiene

$$\alpha = \omega_1 \tau_p = \gamma B_1 \tau_p \quad (2.57)$$

de las ecuaciones (2.56) y (2.57) se observa que el ángulo de inclinación depende del campo $B_1(t)$ y de la duración de la excitación τ_p . Normalmente se ajusta el ancho del pulso según la frecuencia deseada y luego se hace variar la amplitud B_1 para obtener varios ángulos de inclinación.

Una observación importante es el hecho de que la forma de la envolvente no importa, mientras que el área bajo $B_1^e(t)$ sea la misma. En otras palabras para $B_1^e(t)$ diferentes, VM

viajará en diferentes trayectorias durante la excitación, pero llegará al mismo punto final si el área bajo $B_1^e(t)$ es la misma.

2.9.2 Relajación y precesión libre del vector de magnetización

Después de que un sistema de espines ha sido perturbado de su estado inicial de equilibrio térmico, por un pulso de RF, éste de acuerdo a las ecuaciones de termodinámica, retornará a su estado de equilibrio inicial. Esto se debe a que la fuerza externa es removida y el tiempo suficiente, para regresar ha transcurrido. Este proceso se caracteriza por la precesión de VM alrededor de B_0 , llamada precesión libre. La recuperación de la magnetización longitudinal M_z es llamada relajación longitudinal y la destrucción de la magnetización transversal, M_{xy} es llamada relajación transversal. Ambos procesos de relajación se describen por la existencia de campos magnéticos microscópicos dependientes del tiempo, que rodean el núcleo, como resultado de movimientos térmicos al azar en el objeto.

Las relajaciones transversal y longitudinal son descritas por procesos de primer orden: específicamente en el marco de referencia de Larmor se tiene

$$\begin{cases} \frac{dM_{z'}}{dt} = -\frac{M_{z'} - M_z^o}{T_1} \\ \frac{dM_{x'y'}}{dt} = -\frac{M_{x'y'}}{T_2} \end{cases} \quad (2.58)$$

Estas ecuaciones se derivan directamente de las ecuaciones de Bloch, ((2.46)), en la que los primeros términos desaparecen por $\vec{B}_{eff} = (B_o - \omega_o / \gamma)\vec{k}' = 0$.

Resolviendo la Ec. (2.58) se obtiene la evolución en el tiempo para la Magnetización transversal y longitudinal.

$$\begin{cases} M_{x'y'}(t) = M_{x'y'}(0)e^{-t/T_2} \\ M_z(t) = M_z^0(1 - e^{-t/T_1}) + M_z(0_+)e^{-t/T_1} \end{cases} \quad (2.59)$$

donde $M_{x'y'}(0_+)$ y $M_z(0_+)$ son las magnetizaciones en el plano transversal y el eje z, inmediatamente después de un pulso de RF, y M_z^0 es la magnetización longitudinal en el equilibrio térmico.

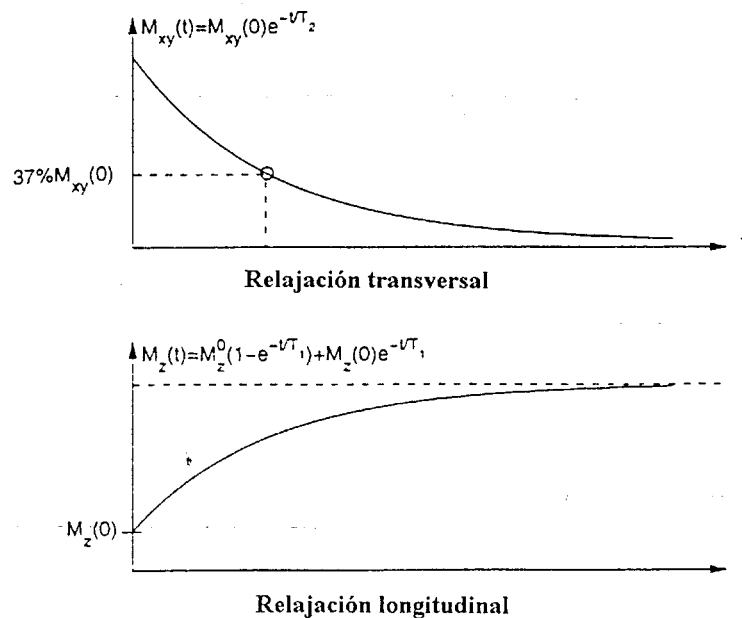


Figura 2.9 Curvas de relajación transversal, y longitudinal

El decaimiento de la magnetización transversal y la recuperación de la magnetización longitudinal después de un pulso RF siguen una función exponencial. Esta descripción exponencial, especialmente por la relajación transversal se aplica en sistemas con débil interacción espín-espín, como es el caso de espines que residen en moléculas en estado líquido. Para un sistema de espines dado, T_1 es siempre mayor que T_2 . Por ejemplo T_1 varía de 300 a 2000 ms, y T_2 es de 30 a 150 ms en tejidos Biológicos

El efecto combinado de la libre precesión y la relajación puede ser visto poniendo VM de regreso en el marco de referencia estático, aplicando la regla de transformación de la Ec. (2.35) en la Ec. (2.59) obtenemos

$$M_{xy}(t) = M_{xy}(0_+)e^{-t/T_2}e^{-i\omega_0 t} \quad (2.60)$$

$$M_z(t) = M_z^o(1 - e^{-t/T_1}) + M_z(o_+)e^{-t/T_1} \quad (2.61)$$

donde $M_{xy}(0_+) = M_{x'y'}(0_+)e^{-i\omega_0\tau_p}$ es la Magnetización transversal “inicial” observada en el sistema de detección. El tiempo de retardo es incluido porque se inicializa el tiempo a cero al final del pulso ($t=\tau_p$) para describir los efectos de relajación.

Las Ecs. (2.60) y la (2.61) dan una descripción exacta de cómo la magnetización transversal y longitudinal, evolucionan al término de un pulso de RF. Es claro en la Ec. (2.60) que el marco de referencia estático la evolución de la magnetización transversal se caracteriza por un decaimiento exponencial e^{-t/T_2} y una precesión $e^{-i\omega_0 t}$, alrededor de B_0 . El periodo de la precesión libre es independiente de T_2 . Para tejidos biológicos, T_2 es del orden de decenas de milisegundos, en los cuales es posible la detección de señales RM. Cabe mencionar que la magnitud de VM al regresar al eje z no se conserva, debido a la presencia del proceso de relajación, ver Fig. 2.10. Este comportamiento es diferente durante el periodo de excitación, cuando VM desciende del eje z, con amplitud constante.

2.9.3 Detección de la señal FID

Para poder detectar la señal proveniente del tejido se emplea el principio de inducción descrita por la ley de Faraday. Básicamente se coloca una antena cerca del vector de magnetización, las variaciones del mismo durante la precesión libre, inducen un campo

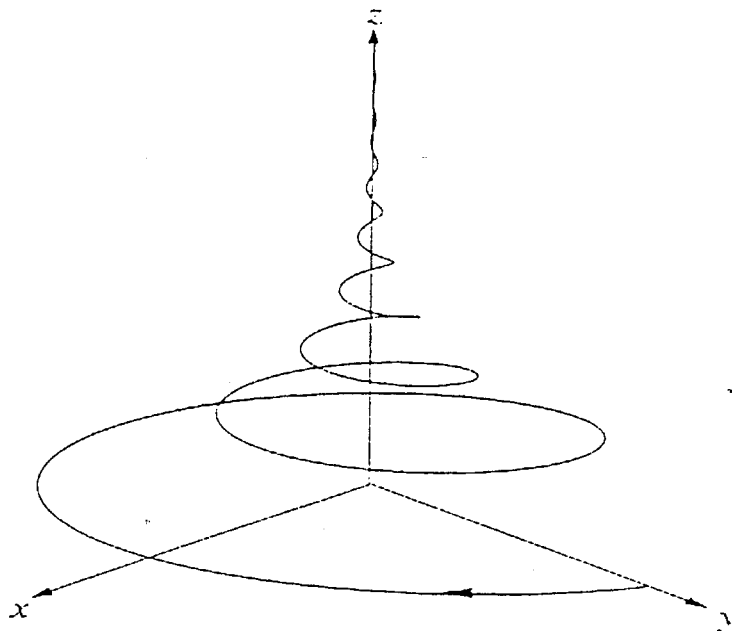


Figura 2.10. Desplazamiento del vector de magnetización durante el periodo de libre precesión como se observa en el marco de referencia estático.

magnético en la antena, este campo inducido se presenta en forma de fuerza electromotriz (voltaje). La forma de la señal que se induce en la antena es definida por la señal FID (decaimiento libre inducido).

La señal FID crece después de la acción de un pulso de RF, la parte libre se refiere al hecho de que la señal es generada por la libre precesión de VM alrededor de B_0 . Inducción indica que la señal fue generada basada en la Ley de Faraday de la inducción y el decaimiento marca el hecho de que la amplitud de la señal decrece con el tiempo.



Una señal FID resulta de un pulso α y toma la siguiente forma.

$$S(t) = \text{sen}(\alpha) \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\omega) e^{t/T_2(\omega)} e^{-i\omega t} dt \quad (2.62)$$

Como se observa en la ecuación anterior la función de densidad espectral $\rho(\omega)$ determina la característica de una señal FID. Por ejemplo, la FID de un sistema de espines con una sola componente espectral a una frecuencia ω_0 puede ser expresada como

$$S(t) = M_z^0 \text{sen}(\alpha) e^{t/T_2(\omega)} e^{-i\omega t} \quad t \geq 0 \quad (2.63)$$

Dos parámetros básicos de una señal FID son su amplitud y su decaimiento. No obstante la distribución de los sistemas de espines. La FID busca su máxima amplitud en $t=0$, cuyo valor está dado por

$$A_f = \text{sen}(\alpha) \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\omega) d\omega = M_z^0 \text{sen} \alpha \quad (2.64)$$

en donde la amplitud de un FID depende del ángulo de inclinación α y el valor de VM en condiciones de equilibrio.

La razón de caída de una señal FID está fuertemente ligada a la distribución espectral. En el caso de una sola componente espectral, la señal FID tiene un decaimiento característico T_2 , como se ve en la Fig. 2.11(a), esta situación ocurre cuando el campo magnético aplicado a la muestra es perfectamente homogéneo.

Al no presentarse homogeneidad en el campo, surgirán grupos de espines con diferentes frecuencias de resonancia, conocidos como isocromatos. Esta situación propicia que la FID

decaiga a una razón mas rápida, como en la Fig. 2.11(b) donde se presentan tres isocromatos y en la Fig. 2.11(c) una presencia continua de muchos isocromatos.

2.10 Codificación del campo gradiente para definir la posición: imágenes unidimensionales

En presencia de un campo magnético, la magnetización macroscópica $M(r)$ es proporcional a la densidad de nucleones, $\rho_H(r)$. Esa magnetización genera las señales de RM que sirven para construir una imagen. La clave está en el procedimiento de la lectura de señales de $M(r)$ en una codificación espacial de la posición nuclear, que está basada en la frecuencia de precesión dependiente del campo magnético dado por la ecuación de Larmor (Ec. (2.3)).

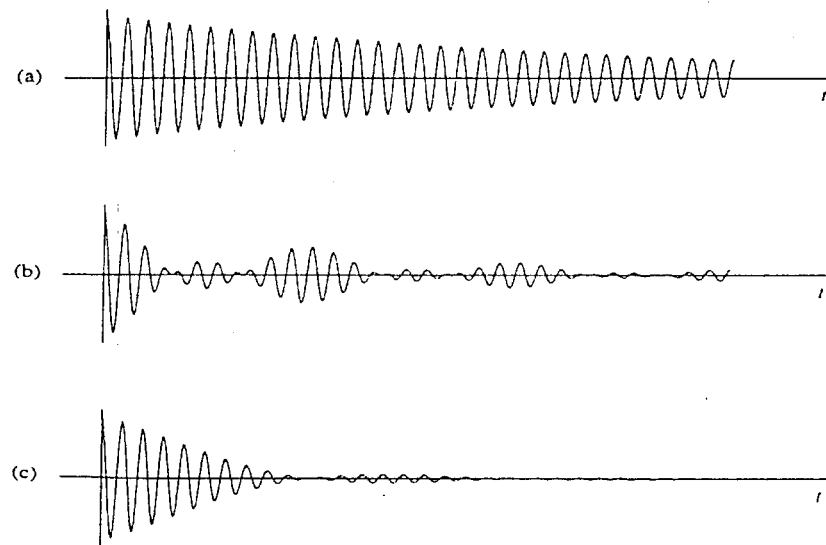


Figura 2.11 Señales FID simuladas para un sistema con a) un isocromático, b) tres isocromáticos y c) muchos isocromáticos.

La dependencia espacial del campo magnético la produce el campo estático homogéneo B_0 (el cual está en dirección z) más una variación lineal paralela a él, que en este caso es un gradiente (variación del campo magnético a lo largo de un eje) de amplitud constante.

$G_x = \partial \bar{B}_z(r) / \partial x$, entonces

$$B(r) = B_0 + G_x x \quad (2.65)$$

$$\omega(r) = \gamma(B_0 + G_x x) \quad (2.66)$$

Como la dependencia espacial de ω dada, es usada para mapear un espectro de señales, la distribución de nucleones se entenderá con un pequeño ejemplo.

Se realiza una proceso de resonancia magnética teniendo como muestra tres tubos con diferentes cantidades de agua (Q1, Q2 y Q3), y por lo tanto de protones. Espaciados a lo largo del eje x, sujetos a un gradiente de campo magnético G_x , cuya intensidad varia linealmente en la dirección del eje x ver Fig. 2.12(a). Después de excitar con pulsos de RF a la frecuencia de Larmor del hidrógeno, los núcleos comenzarán a precesar a diferentes frecuencias, generando una señal $s(t)$ para cada uno, ver Fig. 2.12(b). La señal FID detectada en la antena será la suma de las tres señales FID de cada tubo, ver Fig. 2.12(c).

La señal resultante puede ser separada en frecuencias mediante el empleo de la transformada de Fourier. El resultado es un espectro en frecuencia capaz de revelarnos las posiciones de los tres tubos, así como sus respectivas cantidades de agua, ver Fig. 2.12(d).

Si en lugar de los tres tubos tuviésemos un objeto lineal en una magnetización de equilibrio $M_0(x)$. Entonces después de cada pulso de RF, el momento magnético transverso de un elemento de volumen dx , localizado en la posición x está dado por:

$$dm(x,t) = M_0(x) e^{i\omega(x)t} e^{-\frac{t}{T_2}} dx \quad (2.67)$$

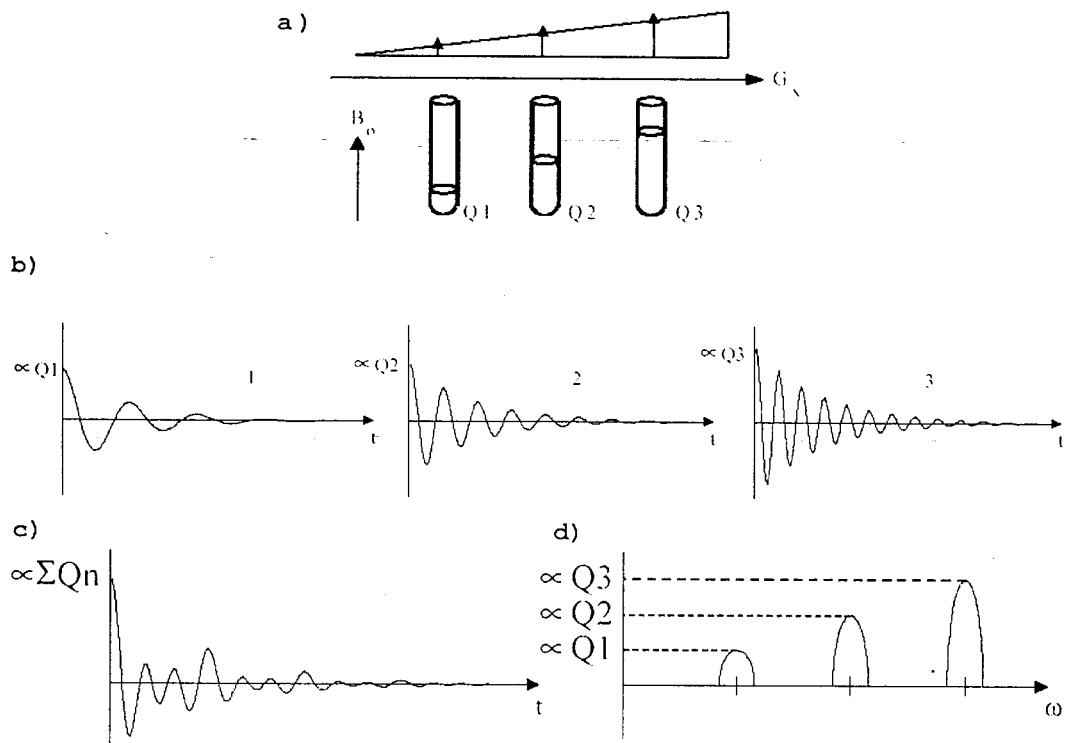


Figura 2.11 a) Tubos de agua expuestos a un gradiente G_x , con diferentes frecuencias de precesión, b) Señales FID de cada tubo, c) Suma de señales FID, d) Transformada de Fourier que indica componentes en frecuencia e intensidad, es decir posición y cantidad de protones en cada tubo.

La señal resultante viene dada por la contribución de todos los elementos $dm(x,t)$, integrando la Ec. (2.67) se deduce que

$$S(t) \propto \int_x M_0(x) e^{i\gamma(H_0 + G_x)t} e^{-\frac{t}{T_2}} dx \quad (2.68)$$

Puesto que $M_0(x)$ es nulo fuera del objeto, podemos extender los límites de la integral hasta infinito llevando el factor de oscilación $e^{i\omega_0 t}$, tenemos:



$$S(t) \propto e^{i\omega_0 t} \int_{-\infty}^{\infty} M_0(x) e^{i\gamma G_x t} e^{-\frac{t}{T_2}} dx \quad (2.69)$$

227463

Esta es una señal de radiofrecuencia modulada a la frecuencia de Larmor, donde la información de la distribución espacial de los espines viene oculta. Introduciendo una nueva variable $k(t) = \gamma G t$ se tiene:

$$S(k(t)) \propto e^{\gamma G T_2} \int_{-\infty}^{\infty} M_0(x) e^{ik(t)x} dx \quad (2.70)$$

Ignorando los factores de proporcionalidad, se escribe a $S(k(t))$ como producto de dos funciones:

$$W(k(t)) = e^{\gamma G T_2} \quad (2.71)$$

y

$$G(k(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} M_0(x) e^{ik(t)x} dx \quad (2.72)$$

donde k depende de t .

La ecuación siguiente, (Ec. (2.73)) muestra que la “imagen” que se tiene dado un $M_0(x)$, está relacionada con $G(k)$ por medio de la transformada de Fourier. Usando el teorema de convolución, la transformada de Fourier de $S(k)$ puede ser escrita como:

$$\mathfrak{F}\{S(k)\} = \mathfrak{F}\{W(k)G(k)\} = \mathfrak{F}\{W(k)\} \otimes \{G(k)\} \quad (2.73)$$

o

$$\mathfrak{F}\{S(k)\} = P(x) \otimes M_0(x) \quad (2.74)$$

Para un decaimiento exponencial T_2 , $P(x) = \mathfrak{F}\{W(k)\}$ está dado por:

$$P(x) \propto \frac{1}{1 + (\gamma G T_2)^2 x^2} \quad (2.75)$$

Esta función es la llamada “Point Spread Function” (PSF) y es característica de la muestra. En este caso es una función Lorentziana dependiente de x , con un semi-ancho Δx :

$$\Delta x = \frac{1}{\gamma G T_2} \quad (2.76)$$

En más de una dimensión la codificación de la imagen es más compleja. La razón es que la frecuencia espacial codificada obtenida por la ecuación de Larmor está basada en la existencia de un campo magnético $B(x)$, con un valor diferente para cada punto en un objeto unidimensional. En dos o tres dimensiones se codifica cada dimensión a un tiempo determinado haciendo variar B_0 a lo largo de una dirección, por ejemplo, variar el campo a lo largo de un eje x , y después a lo largo del eje y . Esto implica que el campo es una función de tiempo y espacio $B_0(r, t)$ y, en general, todo el proceso de codificación envuelve una serie de variaciones del campo magnético para producir un arreglo de información de dos o tres dimensiones. La solución es permitir la presencia de gradientes que varíen, ya sea la amplitud o la dirección del campo, en el tiempo de $G(t)$, con la siguiente componente:

$$\begin{cases} k_x = -\gamma G_x \tau \\ k_y = -\gamma G_y \tau \\ k_z = -\gamma G_z \tau \end{cases} \quad (2.77)$$

Estos gradientes son generados por antenas diseñadas especialmente para producir campos paralelos a B_0 , variando a lo largo de los tres ejes como se ilustra en la Fig. (2.12).

Se tiene entonces:

$$B(r,t) = B_0 + rG(t) \quad (2.78)$$

cuya frecuencia es:

$$\omega(r,t) = \omega_0 + \gamma rG(t) \quad (2.79)$$

Puesto que ω es ahora una función de r y t , la fase $\Theta(r,t)$ acumulada por un voxel dado de magnetización $M(r)$ a un tiempo t después de la excitación es:

$$\Theta(r,t) = \int_0^t \omega(r,t') dt' = \omega_0 t + r\gamma \int_0^t G(t') dt' \quad (2.80)$$

y redefiniendo k por una expresión más general:

$$k(t) = \gamma \int_0^t G(t') dt' \quad (2.81)$$

se obtiene de la Ec. (2.81), en un sistema que está rotando:

$$\Theta(r,t) = rk(t) \quad (2.82)$$

la cual permite, repitiendo la secuencia de pasos de (2.68) a (2.79) escribir para una señal demodulada:

$$S(k(t)) \cong \int M_0(r) e^{irk(t)} dv \quad (2.83)$$

Esto significa que nuestra imagen es otra vez una transformada compleja de Fourier de $S(k)$ y la condición $\gamma GT_2^* \gg k_{\max}$ es usada.

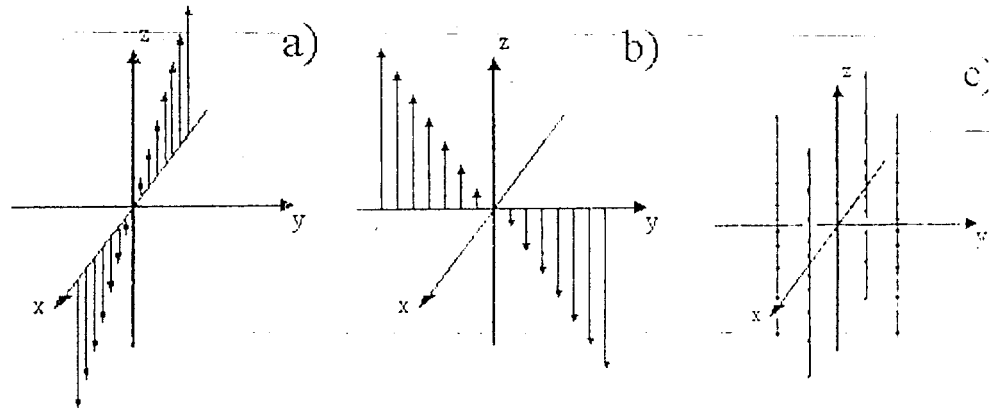


Figura 2.12 Gradientes de campos magnéticos a lo largo de los tres ejes espaciales.

2.11 El concepto del espacio k

Para obtener una imagen es necesario conocer la función $S(k)$, sobre el dominio del espacio fase. El valor máximo de k en cada dirección en el espacio k da la resolución en la correspondiente dirección del *espacio real*.

Uno solamente puede conocer en la lectura de $S(k)$ valores discretos de k , dentro de un dominio y el uso del algoritmos de la transformada rápida de Fourier (TRF) discreta para obtener valores de $M(r)$ a valores discretos de r . Para usar estos algoritmos las muestras de $S(k)$ deben ser obtenidas en un barrido “cartesiano” regular con valores equiespaciados de $k(t)$.

La metodología principal del estudio de adquisición de señales se refiere a un barrido “cartesiano” regular. La colección sucesiva de valores de $k(t)$ define trayectorias en el



espacio k . Análogamente es posible pensar del término $\gamma G(t)$ como una velocidad en el espacio k . Es el gradiente de funciones $G(t)$ que define la dirección instantáneamente y la razón de cambio de $k(t)$ y de ahí se obtiene la señal $S(k)$.

El último paso de la generación de una imagen está en el procesamiento de la información que se ha guardado en el espacio k , a la cual se le realiza una transformada de Fourier para crear la imagen. El primer paso consiste en el almacenamiento apropiado de la información en el espacio k . La magnitud de los gradientes controlan el acomodamiento de la información en el espacio k .

La información de las señales adquirida con los pequeños gradientes será colocada cerca del centro del espacio k , mientras que los datos adquiridos con un gradiente grande serán colocados lejos del centro del espacio k . Justamente manipulando la magnitud de los gradientes que se aplican mientras adquirimos la información de las señales, podemos controlar la resolución y contraste de la imagen.

Hay dos gradientes que influyen directamente en la calidad de la imagen. -gradiente de frecuencia y el gradiente de la fase codificada- (el tercer gradiente controla la localización, orientación, y grosor del corte en cuestión).

El llenado de la información en el espacio k se realiza de la siguiente manera, ver Fig. 2.13, la línea a es llenada cuando la fase codificada es grande y positiva. La línea b es llenada cuando la fase codificada es cero. La línea c es llenada cuando la amplitud de la fase codificada es grande pero negativa. $+G_f$ indica la máxima frecuencia espacial positiva. $-G_f$ la mínima frecuencia espacial negativa, a lo largo del eje de frecuencias codificadas; $+G_p$ y $-G_p$ son las frecuencias espaciales máxima y mínima a lo largo del eje de fases codificadas.

Un espacio k grande indicaría una imagen con alta resolución mientras que un espacio k lleno sólo en su parte central indicaría una imagen de resolución pobre. Es importante notar que llenar un espacio k grande requiere tiempo. El incremento del tamaño y número de líneas del espacio k , disminuye el tamaño de cada elemento de la imagen. Puesto que sólo

hay un número finito de átomos de hidrógeno por unidad de volumen, al reducir el tamaño del voxel reducimos el número de átomos contenidos en el mismo, por lo que habrá una reducción de la señal y por lo tanto habrá una reducción del CSR.

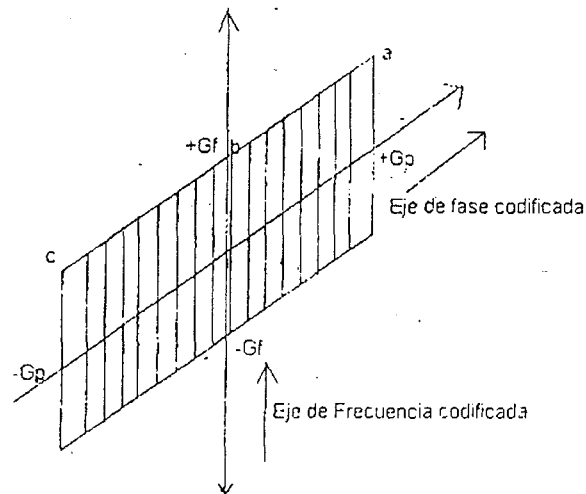


Figura 2.13 Llenado del Espacio k.

Por otro lado, la longitud de cada línea es proporcional al producto de la magnitud del gradiente y su duración. Al incrementar los gradientes se producen esfuerzos en los amplificadores lo que puede producir inhomogeneidades en el campo magnético.

2.12 Muestreo bidimensional de una señal de resonancia magnética

Aunque es posible generar imágenes volumétricas por RM, se requiere de un largo barrido suponiendo que un corte transversal, axial o coronal de un objeto puede ser seleccionado por la excitación de los núcleos de la muestra. Como explicaremos después, la selección del corte consiste en la aplicación de un pulso suficientemente largo en presencia de un campo

magnético.

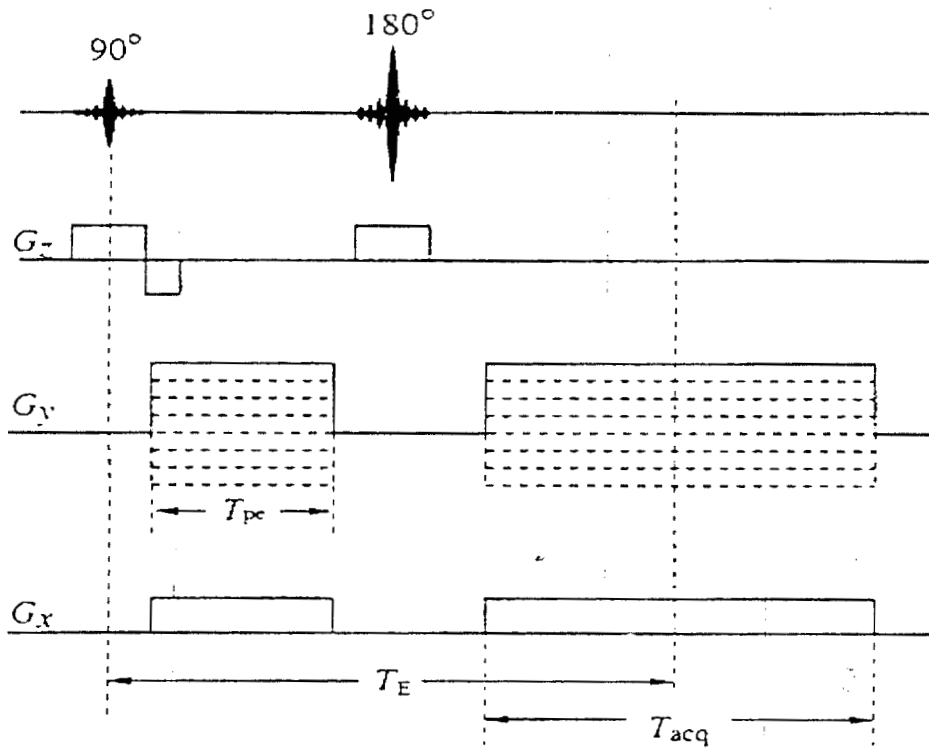


Figura 2.14. Secuencia de imagen bidimensional con codificación de frecuencia en el eje x, y codificación de fase en el eje y.

El método más común para obtener imágenes 2D en IRM, se conoce como eco espín bidimensional por transformada de Fourier directa. En la Fig. (2.14) se muestra la secuencia de eventos, específicamente en la n -ésima excitación $G_y = n\Delta G_y$ se aplica en el intervalo $t_0 < t < t_0 + T_{pe}$ para la codificación en fase, la cual es adquirida con la presencia de la codificación en frecuencia con el gradiente G_x . En la Fig. (2.15) su correspondiente descripción como una trayectoria en el espacio k .

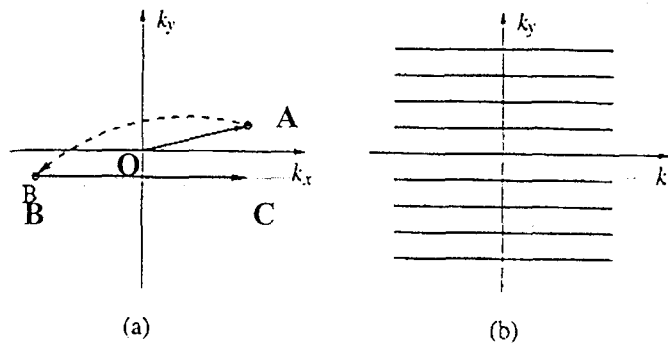


Figura 2.15. Mapeo del espacio k . a) Trayectoria en el espacio k durante un ciclo de excitación. b) Mapeo en el espacio k de un conjunto de señales espín eco codificadas en fase.

Justo después de los pulsos de excitación, todos los espines del corte (transversal, axial o coronal) que se eligieron son rotados al plano transversal y precesan coherentemente.

La condición después de la excitación está ilustrada en la Fig. (2.15) para un instante t_0 , que corresponde al punto de origen O en el espacio k de la Fig. (2.15 (a)). En este punto la magnetización de cada voxel empieza a evolucionar en presencia de la aplicación de la frecuencia codificada en el gradiente G_x , y el gradiente de la fase codificada G_y . Esta evolución que continúa por un tiempo τ , se representa en la Fig. (2.15 (a)) por el segmento OA .

Ahora si se aplica un pulso π a un tiempo $t_a = \tau$, este pulso rota al vector de magnetización de cada voxel a 180° tomando el punto a , al borde del dominio del espacio k hacia su posición conjugada b . En este punto el vector k tiene las componentes:

$$\begin{cases} k_y = -\gamma G_y \tau \\ k_x = -\gamma G_x \tau \end{cases} \quad (2.84)$$

cada voxel de magnetización tiene una fase acumulada $rk_{yB} = \gamma G_y \tau - \gamma G_x \tau$, que da una fase inicial, para la precesión siguiente. Este proceso es conocido como el periodo de codificación de la fase.

Hasta que $t=t_b$ se tiene un periodo de expulsión, nótese que sólo el gradiente G_x es aplicado. Esto corresponde a la segunda trayectoria, segmento bc , donde la señal $S(k(t))$ es recolectada. Aquí k tiene las siguientes componentes:

$$\begin{cases} k_x = -\gamma G_x \tau + \gamma G_x (t - \tau) \\ k_y = -\gamma G_y \tau \end{cases} \quad (2.85)$$

por lo tanto, la fase dependiente del vector de magnetización para un voxel (x,y) está dado por:

$$yk_y + xk_x(t) \quad (2.86)$$

o

$$-\gamma G_y \tau - \gamma G_x \tau + \gamma G_x (t - \tau) \quad (2.87)$$

Cada voxel, que contiene un conjunto de momentos magnéticos contribuirá a la señal:

$$S(t) = M_T(x, y) e^{-i(-\gamma G_y \tau - \gamma G_x \tau + \gamma G_x (t - \tau))} \quad (2.88)$$

la señal de todos los voxels del corte seleccionado será la señal eco:

$$S(t) = \int_{xy} M_T(x, y) e^{-i(-\gamma G_y \tau - \gamma G_x \tau + \gamma G_x (t - \tau))} dx dy \quad (2.89)$$

Se puede ver de la Ec. (2.89) que el eco máximo será a $t=2\tau$, cuando todos los espines se encuentran a la misma fase, independientemente de su posición en x . Esto corresponde a la máxima condición de coherencia dada por $k_x=0$ a un k_y dada y ocurre al centro de bc , ver Fig. 2.15.

La recolección de $S(t)$ en el período de expulsión significa que $S(k_x, k_y)$ a una constante k_y está dada por la amplitud de la fase, siendo codificada por el gradiente G_y . La recolección de la señal está a lo largo de la línea horizontal del espacio k .

Líneas adicionales paralelas a k_x son generadas por una nueva selección de pulsos que exciten seguidos por el mismo procedimiento usando la misma G_x y un nuevo valor de G_y . Esto generará una condición de desfase nueva e inicial para el voxel, la cual depende solamente de su posición a lo largo del eje y .

Este procedimiento es repetido m veces cubriendo el intervalo $[-G_{y\max}, G_{y\max}]$, muestreando n veces la señal eco en cada ciclo de expulsión. De esta forma se obtiene un arreglo de datos dado por $S(k)$ sobre la región seleccionada del espacio k , el arreglo viene dado por:

$$S(k_x, k_y) = S(\gamma G_x t, \gamma G_y t) = \int_{x,y} M(x, y) e^{-i\gamma G_y y t} e^{i\gamma G_x x t} dx dy \quad (2.90)$$

La distribución bidimensional de magnetización $M(x, y)$ se obtiene entonces por una TRF (Transformada Rápida de Fourier) bidimensional de la señal $S(k_x, k_y)$, cuyo módulo es usado para controlar la intensidad del pixel en el despliegue de la imagen, produciendo así la imagen final del corte seleccionado.

En la Fig. 2.15(a) mostramos el camino por el cual un voxel individualmente pasa por los tres pasos descritos anteriormente, en la Fig. 2.15(b) se muestra el camino seguido por un conjunto de señales espín-eco codificadas en fase.

Capítulo 3 Sistemas de IRM del Hospital ABC

3.1 Introducción

227463

Para producir imágenes médicas por resonancia magnética se deben completar varios procesos. Estos procesos incluyen una alineación nuclear de los átomos de la muestra (en este caso la muestra es un paciente), pulsos de radio frecuencia que exciten los núcleos, la recepción de la emisión de la señal por los núcleos, codificación espacial de las señales recibidas y finalmente el proceso de la formación de las imágenes de estructuras anatómicas. El hardware (Fig. (3.1)) requerido para completar tales procesos es:

- 1) un imán,
- 2) sistema de gradientes,
- 3) adquisición y procesamiento de imágenes, y
- 4) sistema de cómputo.

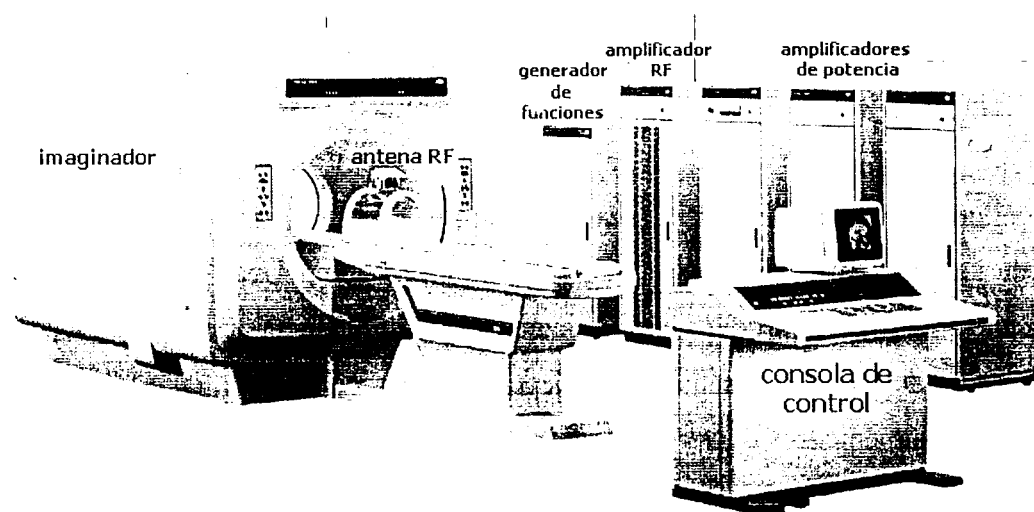


Figura 3.1 Sistema de IRM de uso clínico.

El proceso para la obtención de imágenes se realiza de la siguiente manera: primeramente, el imán produce un campo magnético B_0 respecto del cual se alinean los núcleos paralelamente al campo B_0 , en un estado de alta o baja energía. Una vez alineados los núcleos es necesario la aplicación de un campo homogéneo, por lo que se requiere de un sistema de compensación, puesto que no existe experimentalmente un imán que genere un campo magnético completamente homogéneo. Una fuente produce pulsos de RF que excitan los núcleos. Este sistema de RF requiere de un transmisor y de un receptor. Las antenas gradientes de campo magnético determinan la posición espacial de las señales de RF. Una vez obtenida la señal de RM es necesario cambiarla de un formato FID a un espectro por medio de la Transformada de Fourier. Este proceso ocurre por medio de un procesador de arreglos. La computadora permitirá al operador introducir parámetros que se puedan variar, tales como los tiempos de repetición, tiempos ecos que están directamente relacionados con T_1 y T_2 respectivamente. Finalmente, la traducción matemática permite la formación de imágenes.

3.2 Instrumentación de un equipo de resonancia magnética para producir imágenes

3.2.1 Imán

La mayor parte de los sistemas de resonancia magnética clínicos operan con intensidades de campo magnético entre 0.3 T (Tesla) hasta 2 T. También existen sistemas que van de 0.1 T hasta 22 T, estos últimos se utilizan en investigación empleando animales como muestra. La magnitud del campo magnético no es uniforme en todo el imán. La homogeneidad dentro de un imán está expresada en partes por millón (ppm). Una inhomogeneidad de 1 ppm en un campo de 1 T produce un campo que va de 10000 a 10000.01 gauss, esto genera una presencia de isocramatos que nada tienen que ver con el contraste de los tejidos. Existen principalmente tres tipos de imanes: permanentes, superconductores y resistivos.

Imanes permanentes. Las sustancias ferromagnéticas retienen el magnetismo después de haber sido expuestas a campos magnéticos que son usados en la producción de un imán

permanente. El material para producir el imán permanente son el aluminio, níquel y cobalto. Su desventaja radica en que necesita de una fuente externa, produce un pequeño flujo que va del polo sur al polo norte del imán y además, es excesivamente pesado, ver Fig. 3.2.

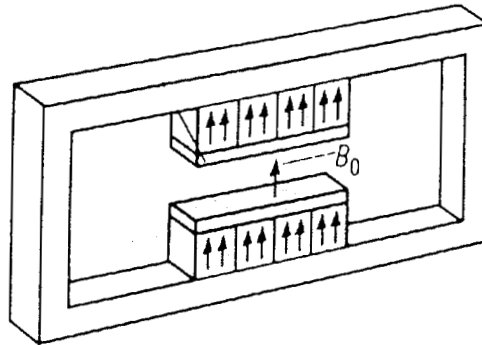


Figura 3.2 Imán Permanente.

Imanes superconductores. La resistencia del conductor por donde circula la corriente es mínima por lo que la disipación disminuye, ocasionando que la energía requerida para mantener el campo magnético también disminuya. Cuando se usan imanes superconductores para producir imágenes por RM, éstos producen campos homogéneos de magnitud alta que requieren de poca manutención. Su desventaja radica en que el costo es alto. Puede producir campos que van de 0.5 T a 4 T para IRM, para espectroscopia y estudios de alta resolución hay sistemas hasta de 22 T, ver Fig. 3.3.

Imanes Resistivos. Están contruidos de conductores de cobre o aluminio, tienen la ventaja de tener un costo bajo, aunque es muy costosa la fuente de alimentación, presentan cambios de temperatura originando inhomogeneidades en el campo magnético que producen, ver Fig. 3.4.

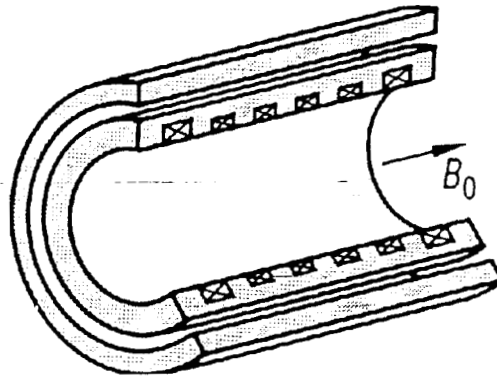


Figura 3.3 Imán Superconductor.

En la Tabla 3.1 se resumen las características principales de los imanes permanentes, resistivos y superconductores.

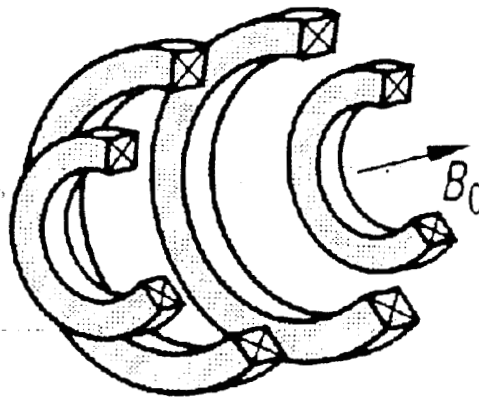


Figura 3.4. Imán Resistivo.

3.2.2 Antenas compensadoras

Debido a las limitaciones de diseño es imposible construir un imán que produzca un campo homogéneo perfecto. Para corregir estas inhomogeneidades, existen unas bobinas por las que fluye corriente, las cuales son colocadas dentro del interior del imán. Este proceso es

llamado de compensación, a los anillos extras de alambre se les conoce como bobinas de compensación. Para propósitos de formación de imágenes requerimos una inhomogeneidad no mayor a 10 ppm. Los procedimientos de espectroscopia requieren un campo magnético de homogeneidad de 1 ppm.

El sistema de compensación requiere una fuente de poder, la cual está separada de las demás fuentes alimentadoras del sistema.

Características	Superconductor	Resistivo	Permanente
Intensidad [Tesla]	Hasta 4 T [0.5, 1, 1.5, 2]	~ 0.3 T	Hasta 0.3 T
Dimensiones	1.8 di. x 2 m	1.5 di. X 1.6 m	4.2 x 2.5 x 2.3 m
Masa [toneladas]	~ 6	~ 2	~ 80
Consumo de energía	Muy pequeño	100 kW	Muy pequeño
Sistema de Enfriamiento	Criogénicos 0.5 He litros/hora	Agua	Ninguno
Estabilidad de campo	Muy buena	Depende del suministro de corriente	Muy buena
Volumen efectivo y homogeneidad de diámetro	15 ppm/50 cm de diámetro	40 ppm/40 cm de diámetro	40 ppm/40 cm de diámetro

Tabla 3.1 Comparación de diferentes tipos de imanes usados en sistemas clínicos.

3.2.3 Bobinas gradientes

El campo magnético de un solenoide es proporcional a la intensidad de corriente que pasa a través de un anillo de alambre, al número de vueltas del alambre, al tamaño de la vuelta, y a la separación entre anillo y anillo. Si los anillos están muy cerca uno del otro al comienzo del solenoide y terminan muy separados al final, el campo magnético será de mayor magnitud al principio que al final. Las bobinas gradientes proveen un gradiente de campo magnético en una cierta dirección, ver Fig. 3.5.

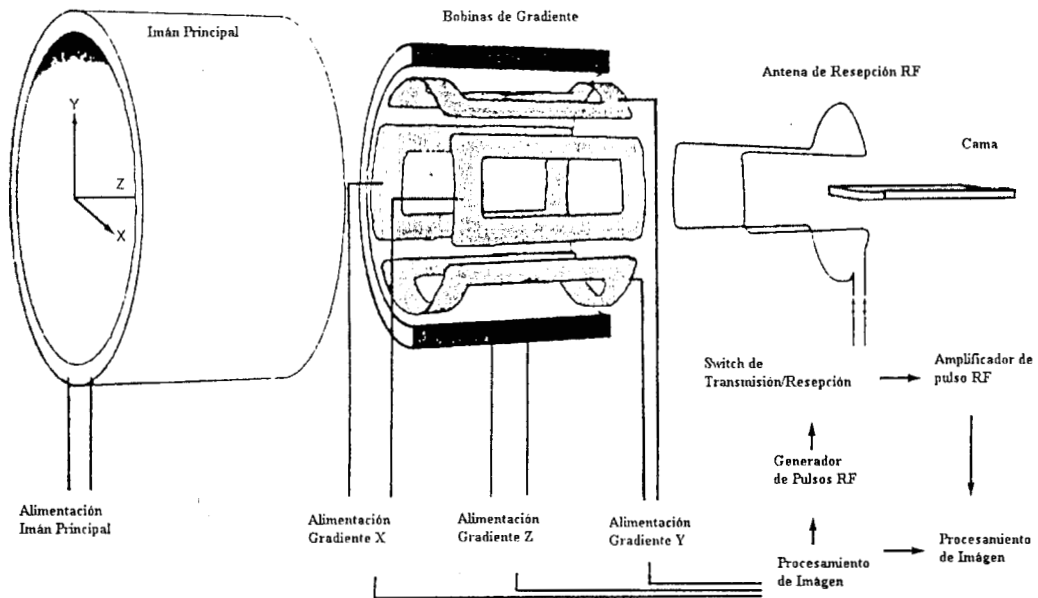


Figura 3.5 Elementos del Imán. Gradientes y Antenas.

Por la variación del campo magnético, los gradientes proporcionan información de posición dependiente de la variación de la frecuencia de señal y por lo tanto se usan para la selección de un corte (axial, transversal o sagital) de la muestra (paciente), la codificación de la frecuencia y la fase respectivamente.

3.2.4 Antenas de radio frecuencia

La energía requerida para hacer precesar a los núcleos, está expresada por la frecuencia calculada a partir de la Ec. de Larmor (2.3). La energía asociada a un pulso de radiofrecuencia es transmitida por una antena de RF que esté sintonizada a la frecuencia de Larmor. Una vez enviada la señal de RF, el núcleo responderá a esta frecuencia emitiendo a su vez otra señal, que será captada por otra antena, llamada antena de recepción, que esté sintonizada a la frecuencia de Larmor. Existen diferentes tipos de antenas: de volumen o superficiales. Puesto que en este trabajo estamos particularmente interesados en las antenas de recepción, en el capítulo cuatro hablaremos de las antenas de superficie de recepción.

3.2.5 Unidad de control

Las bobinas gradientes se conectan y desconectan de una forma rápida en tiempos precisos durante una secuencia de pulsos. Así pues las bobinas gradientes se manejan a través de la unidad de control de pulsos, ver Fig. 3.6.

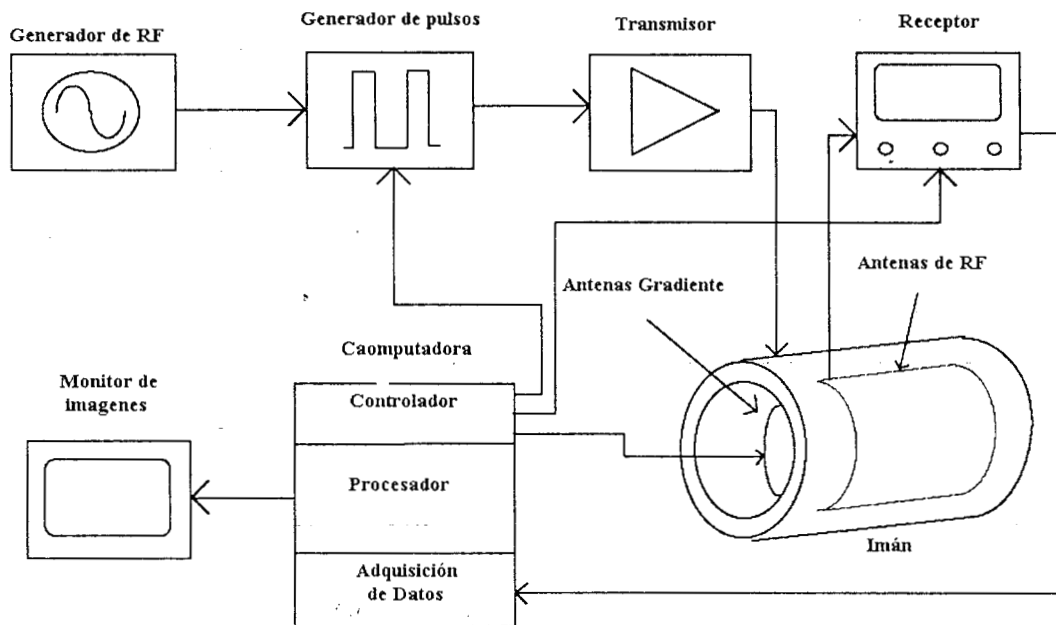


Figura 3.6. Diagrama a bloques de una unidad de control de pulsos.

La unidad de control de pulsos también es responsable de la coordinación de las antenas de recepción y transmisión de RF. Conecta la señal al sistema de cómputo que transformará la información de señal a imagen.

3.3 Unidad de resonancia magnética del Hospital ABC

La unidad de IRM donde se realizaron las pruebas reportadas en esta tesis, esta ubicada en el Hospital ABC (American British Cowdray Medical Center), de la Ciudad de México. Cuenta con un sistema de resonancia magnética Signa LX de 1.5 T de Sistema Médicos General Electric-México, perteneciente al Departamento de Imagenología, ver Fig. 3.7.

El sistema Signa está construido en base de varios subsistemas. Estos subsistemas incluyen un espacio de trabajo del operador, subsistema de manejo de gradientes, subsistema de RF, subsistema del imán, área del paciente, y el subsistema de generación de RF.

El trabajo de espacio del operador está integrado de dispositivos cuya función está colocada en un computadora génesis y una consola. El subsistema de manejo de gradientes consiste de un gabinete gradiente (seis o tres módulos), el gabinete y una bobina gradiente.

El subsistema de transmisión consiste de seis componentes: generador de pulsos, excitador DAC, un amplificador 20kW RE, un módulo de radio frecuencia, y un módulo de soporte.

El subsistema de recepción contiene tres componentes: un interruptor para cada antena, preamplificador y un receptor.

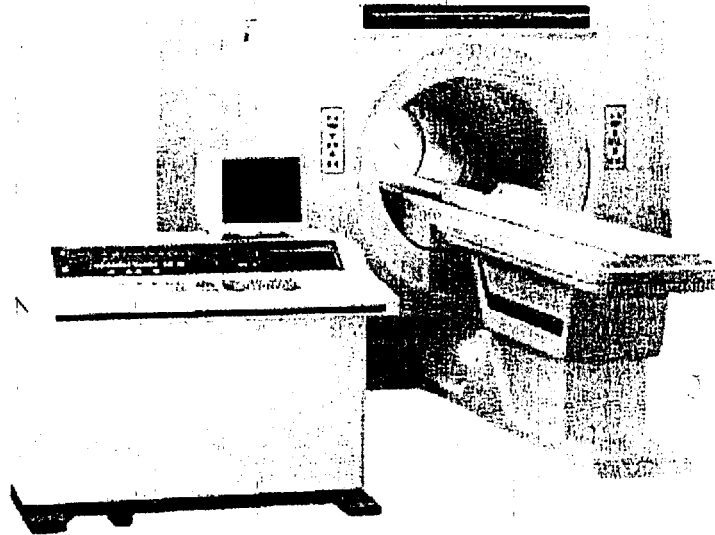


Figura 3.7. Unidad de resonancia magnética Signa LX de 1.5 T de General Electric Medical System.

El subsistema del imán contiene dos antenas: una antena cuerpo entero y una antena de cabeza. El subsistema de gradientes contiene una bobina gradiente y módulo de gradiente.

El imán es alimentado por una fuente de voltaje, la cual se usa sólo cuando cambia de magnitud el campo magnético. El campo magnético principal es producido por un imán superconductor (1.5 T) montado en un contenedor de helio líquido. El imán produce una homogeneidad de 3 ppm sobre un diámetro de 30 cm por 40 cm de largo. La unidad del imán/criostato contiene además del imán superconductor, seis imanes, y 18 bobinas compensadoras. El criostato es un termo largo lleno de helio líquido que mantiene al imán a una temperatura de 4.2 Kelvin con una alimentación de 0.2 litros por hora. Las bobinas compensadoras auxilian al imán principal a compensar las inhomogeneidades del campo.

Capítulo 4 Antenas de radiofrecuencia

4.1 Introducción

La función principal de las Antenas para IRM de Radio Frecuencia en un sistema de IRM es la de enviar el campo magnético oscilante B_1 al tejido, y/o recibir la señal emitida por el mismo después del pulso (FID). Generalmente y con el fin de optimizar sus funciones se diseñan ya sea para solamente enviar el pulso, en cuyo caso se llaman *antenas transmisoras*, o para recibir la señal FID, *antena receptora*. Cuando una antena cumple ambas funciones se llama *antena transceptora*.

La característica principal de estas antenas, y por lo que se llaman de Radio Frecuencia, es que están diseñadas para emitir o recibir señales electromagnéticas que se localizan en el intervalo en el que opera la radio frecuencia, la frecuencia a la que se sintoniza la antena es la misma que se obtiene de la ecuación de Larmor, Ec. (2.3).

Como se mencionó anteriormente al pasar una corriente a través de una aro de alambre, (antena o bobina), se genera un campo magnético en los alrededores. Este es el principio básico de las antenas de transmisión, la homogeneidad del campo dependerá de la forma de la antena, que generalmente son antenas de volumen. De manera similar al colocar una antena en la cercanía de un campo magnético oscilante se autoinducirá una fem, voltaje, que dará como resultado, mediante un debido procesamiento (Transformada de Fourier), la imagen de resonancia magnética.

4.2 Antenas de volumen y superficie

Por su forma las antenas de RF se dividen en dos tipos A) de volumen y B) superficiales.

- A) Antenas de Volumen. Normalmente son de tipo transceptoras, puesto que generan un campo uniforme con áreas relativamente grandes y con bajo coeficiente de señal

a ruido (SNR), también pueden obtenerse imágenes de áreas relativamente grandes y con un SNR uniforme. No obstante la imagen obtenida es de una calidad pobre. Ejemplo de estas antenas son la Jaula de pájaro, helmholtz y silla de caballo.

- B) Antenas de Superficie. Son utilizadas normalmente como receptoras, se mejora el RSN cuando se trabaja cerca de la superficie del tejido. Esto se logra ya que la antena puede estar más cerca de la señal del tejido, mientras el ruido permanece sin cambio, no obstante su área de sensibilidad se extiende solo en la superficie encerrada por la antena, y su profundidad al radio o lado. Ejemplos de estas antenas son las cuadradas, rectangulares y circulares, que son las que se diseñan y construyen en este trabajo de tesis.

A continuación se describirán brevemente algunos tipos de antenas de la literatura [1.15], cabe mencionar que en el presente trabajo se diseñan y construyen solamente antenas de recepción superficiales de RF, cuadradas y circulares.

4.2.1 Antena de espira simple

Este tipo de antenas superficiales consiste en un área encerrada por un conductor, la forma del área puede ser circular, rectangular o de cualquier forma, ver Fig. 4.1. La distribución del campo magnético es similar, en todos los casos anteriores, su área de sensibilidad se extiende solo en la superficie del área encerrada por la antena, y su profundidad al radio o lado. Una ventaja importante de estas antenas es que pueden colocarse muy cerca del tejido que se desee examinar sin mayor dificultad, otra característica es que pueden construirse del tamaño que se deseen y con la forma que se requiera, para adaptarse a la muestra.

4.2.2 Antena par Helmholtz

Se construyen a partir de dos anillos paralelos del mismo radio y separados una distancia d , como se observa en la Fig. 4.2. El campo magnético producido por esta antena es uniforme

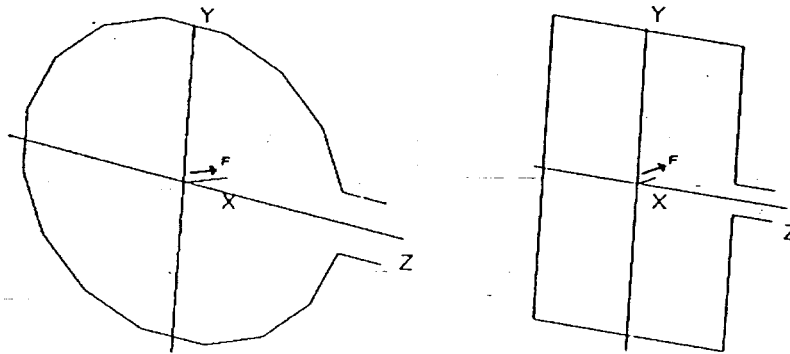


Figura 4.1 Antenas superficiales de espira simple.

en el área central entre ambo anillos. Debido a su simetría axial de su diseño es fácil calcular las condiciones para tener un máximo de homogeneidad del campo magnético. Una desventaja de este diseño es que la mayor parte de la homogeneidad se encuentra entre los anillos, dada la forma y el tamaño requerido es difícil introducirla dentro de los imanes. Una característica adicional se relaciona con la construcción de la antena, como se observa en la Fig. 4.2, se requiere de un cable adicional para conectar ambos anillos, ese cable rompe la simetría axial, afectando la distribución del campo.

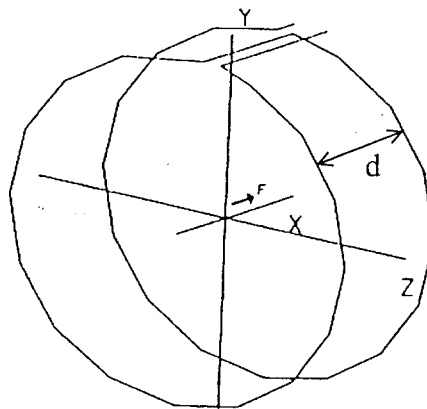


Figura 4.2 Antena de volumen par Helmholtz.



4.2.3 Solenoide

Uno de los métodos más populares para producir un campo magnético es el uso del solenoide, ver Fig. 4.3. El campo producido por un solenoide es definitivamente superior a una antena de una espira simple. La mejor configuración de una antena de solenoide es la que tenga de espaciamiento entre anillo y anillo de la mitad del diámetro del rizo. El número de espiras no debe ser muy grande pues provocaría la auto-inductancia y aumentaría la impedancia de la antena.

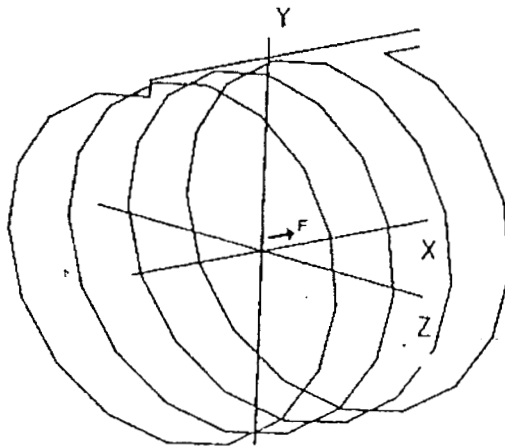


Figura 4.3 Antena de volumen tipo solenoide.

4.2.4 Antena en forma de silla de montar

Esta antena es la más popular en IRM debido a sus propiedades que lo hacen de fácil uso dentro de imanes de gran diámetro, cuando el campo B_0 está a lo largo del eje del cilindro, ver Fig. 4.4 . Las propiedades de la configuración de IRM requiere que tanto el

pulso RF de excitación como el de detección estén colocados en forma paralela al campo B_0 . Las antenas en forma de silla de montar, originan campos magnéticos con esta propiedad, lo que facilita el diseño de antenas de RF.

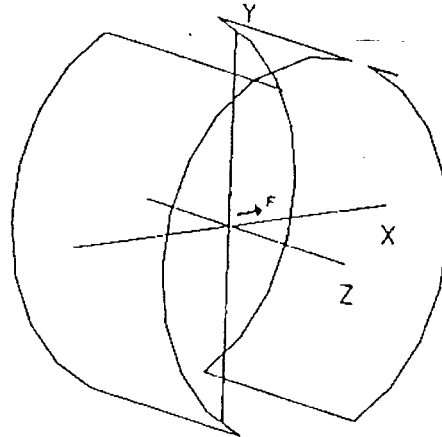


Figura 4.4 Antena de volumen tipo silla de montar.

4.2.5 Arreglo en fase

Las antenas superficiales tienen un alto CSR debido a su sensibilidad en pequeñas áreas, lo cual disminuye la cantidad de ruido que recibe de una muestra. Desafortunadamente, el campo de visión (FOV) está limitado por el tamaño de la región sensible. En imagenología clínica es deseable tener un FOV grande ya que a menudo no se tiene un conocimiento previo de la región de interés. Una solución simple es el uso de antenas grandes, las cuales tienen un bajo CSR, o mover una antena pequeña para cubrir el área de interés durante el estudio, lo que consumiría tiempo. Otra solución es el uso de antenas múltiples o de un arreglo de antenas (Fig. (4.5)), que ofrezcan una región sensitiva grande. Cada antena es conectada a un preamplificador independiente y a un receptor. Las salidas del canal de recepción son combinadas de manera óptima con una corrección de fase dependiente de la



posición donde fue recogida la señal. De esta forma se obtiene un alto CSR de antena superficial y un FOV grande usualmente asociado con antenas grandes. El arreglo de antenas es nombrado arreglo en fase RM. La mayor desventaja que tiene es el alto costo por los canales receptores adicionales.

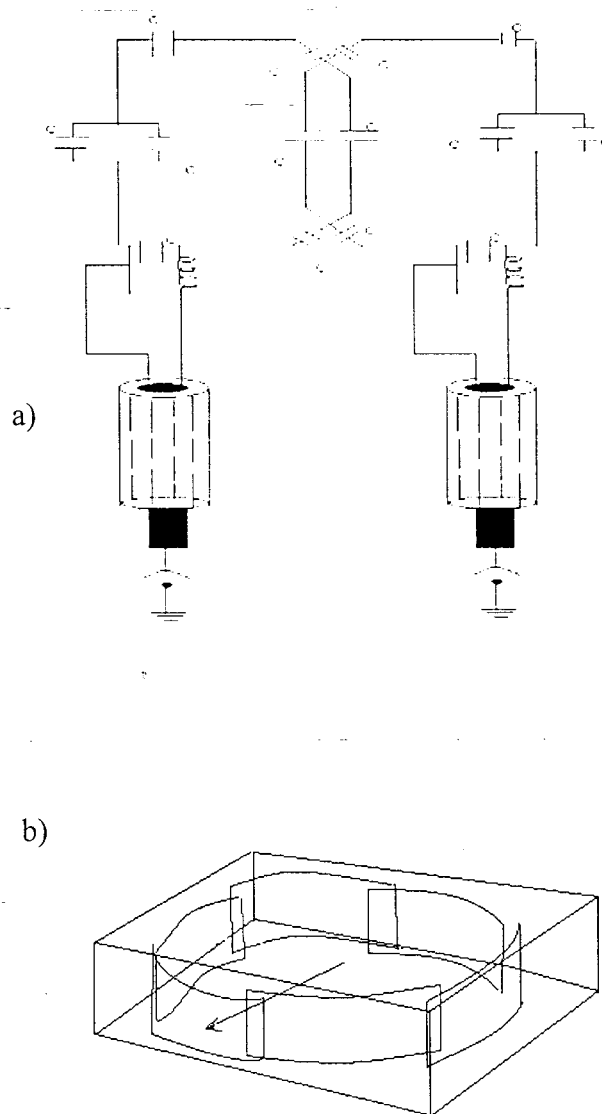


Figura 4.5 Antenas en arreglo de fase. (a) Antena para corazón en arreglo de fase (b) Antena para cabeza de arreglo de fase, cada antena superpuesta una con otra cancela inductancia mutua entre ambas.

4.1.6 Antena Peres (Petal Resonator)

Es una antena de superficie, ver Fig. 4.6 que consiste en un arreglo de ocho antenas pequeñas distribuidas en el perímetro de una antena mayor, como los pétalos de una flor. Se observa que la razón de los radios a y d es directamente proporcional a la inductancia total de la antena. Como todas las antenas pequeñas están conectadas dentro del área del círculo externo mas grande, la señal inducida en el arreglo de las antenas pequeñas siempre será menor a la unidad. Para que las antenas pequeñas no interactúen se debe tener una separación al menos de tres veces el radio a .

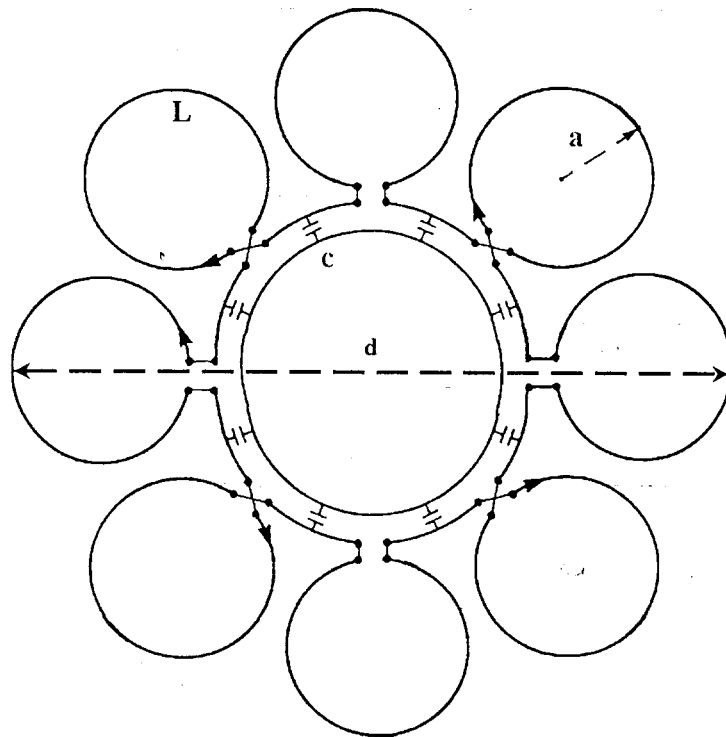


Figura 4.6 Antena superficial Petal Resonator (Peres).

Se compone de ocho inductancias y ocho capacitores, esta conectada como una línea de transmisión pasa bajas, que posee varias frecuencias de resonancia, que se ajustan para resonar a una misma, así se logra una mayor área de acción.

Hasta ahora se han mencionado la función de las antenas de RF y su división por la forma que poseen. A continuación se describen los principios físicos que las rigen y los componentes electrónicos de los que se constituyen, así como las características deseadas para obtener una respuesta óptima en frecuencia.

4.2 Elementos de las antenas de radiofrecuencia

Cuando se tiene la FID auto-inducida en la antena, desde un punto de vista de la electrónica, se tiene un inductor que ha almacenado campo magnético en forma de corriente, sin embargo, el inductor es un elemento electrónico que tiende a atenuar las frecuencias altas y además es pasivo, esto es, consume la energía. Para poder obtener esta energía en forma de voltaje o corriente son necesarios otros elementos electrónicos, como el capacitor.

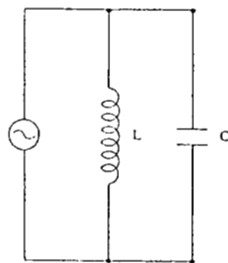


Figura 4.5 Circuito electrónico equivalente Antena de RF

Para contrarrestar el efecto de atenuación en altas frecuencias del inductor es necesaria la presencia de un elemento que se comporte de manera opuesta al inductor, el capacitor. El

modelo electrónico de la antena se observa en la Fig. 4.5, donde se agrega una fuente para poder hacer el análisis de respuesta en frecuencia del circuito.

Para analizar el circuito es necesario conocer las características del capacitor y el inductor, así como el concepto de impedancia.

4.2.1 Impedancia

Puede ser definida como la medida de la oposición total al flujo de corriente alterna (ac) en un circuito, usualmente representada en notación compleja por

$$Z = R + iX \quad (4.1)$$

donde Z es la impedancia, R la resistencia ohmica y X la reactancia.

Un resistor se ve afectado de la misma manera por corrientes alternas (ac) que por corrientes directas (dc), por lo que su impedancia es constante $Z = R$. Como los inductores y capacitores no se ven afectados de la misma forma por dc que por ac, su oposición al flujo de corriente se conoce como reactancia inductiva X_L y reactancia capacitiva X_C . Para un circuito de ac con los tres elementos la impedancia total será el vector suma de R en el eje real y de X_L y X_C en el eje imaginario.

4.2.2 Inductor

Inductor. Es un elemento electrónico pasivo que almacena energía en forma de campo magnético, su comportamiento está definido por la siguiente ecuación:

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (4.2)$$

donde L es la inductancia, V el voltaje e i la corriente. De la Ec. (4.1) se observa que el inductor se opone a los cambios de corriente, de tal forma que no se puede vaciar instantáneamente la corriente del mismo. La reactancia inductiva es

$$X_L = \omega L \tag{4.3}$$

donde ω es la frecuencia en Hertz de la fuente (este caso de la FID). De la Ec. (4.3) se observa que el inductor tiende a atenuar frecuencias altas y a pasar las bajas, ver Fig. 4.6

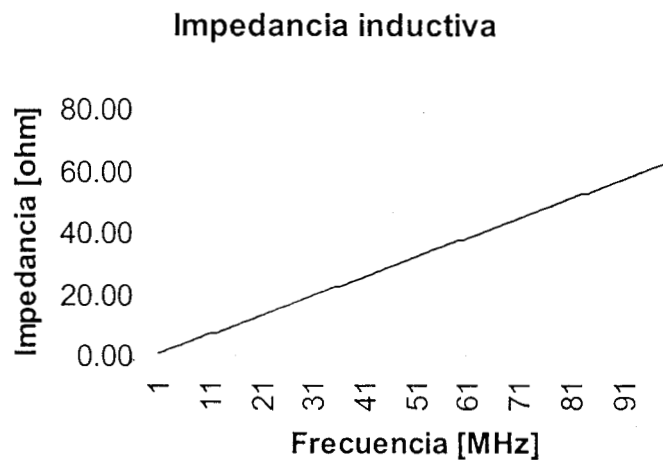


Figura 4.6 Reactancia inductiva v.s. frecuencia

4.2.3 Capacitor

Capacitor. Es un elemento electrónico pasivo que almacena energía en forma de campo electrostático, su comportamiento esta definido por la siguiente ecuación

$$I = C \frac{dv}{dt} \tag{4.4}$$

donde C es la capacitancia, V el voltaje e i la corriente. De la Ec. (4.4) se observa que el capacitor se opone a los cambios de voltaje, de tal forma que no se puede vaciar o llenar instantáneamente el voltaje del mismo. La reactancia capacitiva es

$$X_c = \frac{1}{\omega C} \quad (4.5)$$

donde ω es la frecuencia en Hertz de la fuente. De la Ec. (4.5) se observa que el capacitor tiende a atenuar frecuencias bajas y a pasar las altas, ver Fig. 4.7

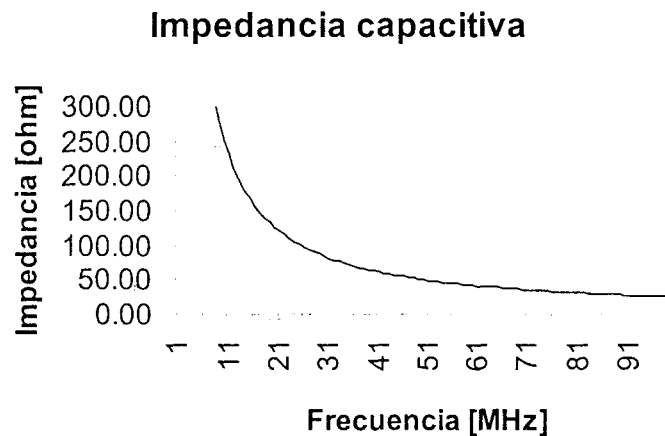


Figura 4.7 Reactancia Capacitiva v.s. Frecuencia

4.3 Frecuencia de resonancia de antenas de radiofrecuencia

Para poder obtener una amplitud de la señal, con la menor atenuación posible, es necesario contrarrestar el efecto de la reactancia inductiva con la reactancia capacitiva, esto se consigue igualando las reactancias

$$X_L = X_C \tag{4.6}$$

de la Ec. (4.6) se obtiene que

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{4.7}$$

donde ω_0 es la frecuencia de resonancia del circuito, en este caso de la antena. La frecuencia de resonancia está dada por la ecuación de Larmor, Ec. (2.3) y los valores de la antena deben de ajustarse para resonar en esta frecuencia, ver Fig. 4.8, donde los valores para hallar una frecuencia de resonancia de 63.87 MHz son de $L=100$ nH y $C=63.8$ pF.

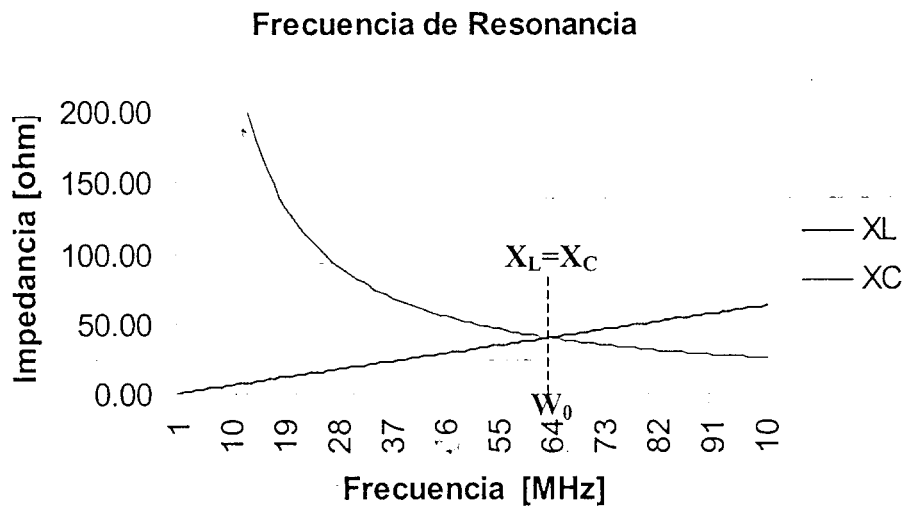


Figura 4.8 Reactancia capacitiva y reactancia inductiva v.s. frecuencia, con $\omega_0 = 63.87$ MHz.

Capítulo 5 Diseño y construcción de antenas superficiales de radiofrecuencia

5.1 Introducción

Entre los objetivos planteados en este trabajo de tesis esta el diseñar, construir y probar antenas superficiales cuadradas y circulares con el fin de ser usadas en un sistema clínico de 1.5 T. Actualmente no existe un método para construir antenas superficiales de radio frecuencia, principalmente por desconocer el valor de la inductancia, generalmente este tipo de antenas se diseñan bajo el principio de ensayo y error, por lo que en este Capítulo se propone un método para diseñar antenas cuadradas y circulares. El primer paso en el diseño es tomar en cuenta el tamaño de la muestra, en base a esto se determinan las dimensiones de la antena. Con las dimensiones ya establecidas se propone un método para calcular el valor de la inductancia de las antenas, el método desarrollado se basa en las ecuaciones de Maxwell y da como resultado ecuaciones de la inductancia en función de las dimensiones de la antena. Para facilitar el análisis y solución de dichas ecuaciones diseñamos un programa (PCIAS) con una interfase gráfica que permite obtener parámetros como, la inductancia y la forma del campo magnético en la superficie encerrada por la antena. El valor de la inductancia obtenido por el método mencionado se emplea para calcular el valor del capacitor que consiga una frecuencia de resonancia de 63.87 MHz correspondiente a la frecuencia de Larmor para núcleos de Hidrógeno en un campo de 1.5 T.

Después del diseño se procedió a la construcción de las antenas, donde se menciona qué materiales fueron empleados y cual fue el criterio de selección. Entre los materiales empleados se encuentra: lámina de cobre, capacitores y trimmers no magnéticos de factor de alta calidad, cable coaxial, etc. Con el fin de probar el método empleado para calcular el valor de la inductancia se construyeron seis antenas circulares y cinco cuadradas, de diferentes tamaños y se midió su inductancia experimental, los resultados se muestran en la sección 6.2. También se construyeron dos prototipos, una antena circular y una cuadrada, para obtener imágenes del cerebro en un sistema IRM clínico. Los prototipos se probaron en un sistema IRM de 1.5 T, modelo Signa LX de General Electric Medical System,



ubicado en el Departamento de Imagenología del Hospital ABC y las imágenes obtenidas se muestran en la sección 6.3.

5.2 Cálculo de inductancia de antenas superficiales de radiofrecuencia

5.2.1 Inductancia de antenas circulares

Una antena circular de radio interno R_1 y externo R_2 , hecha de material conductor como cobre, ver Fig. 5.1(a), puede ser modelada como un alambre de radio R_1 , debido a que la corriente sigue el camino mas corto en el conductor, en este caso la circunferencia R_1 , ver Fig. 5.1(b).

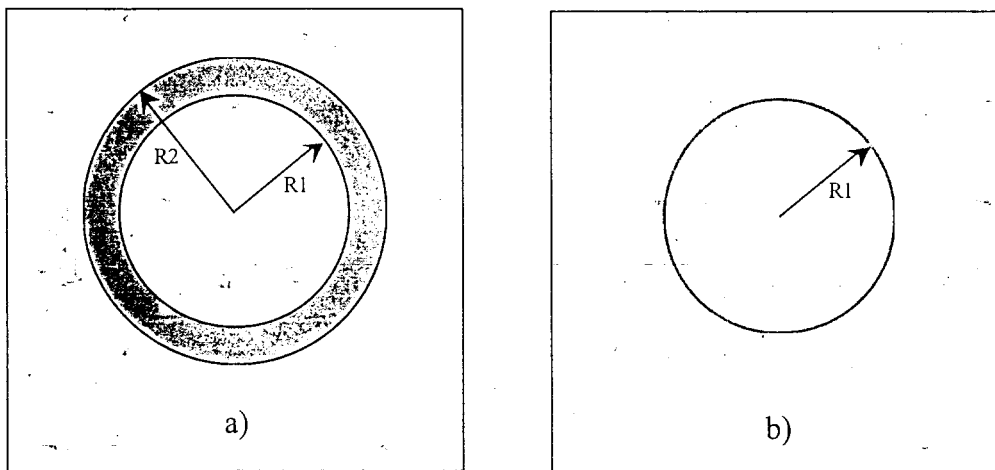


Figura 5.1 a)Antena circular real, b) Modelo simplificado de antena circular.

Para hallar la inductancia de este aro de radio R_1 se parte de la Ley de Faraday de la autoinducción, donde la corriente en el aro es proporcional al flujo magnético, como lo indica la siguiente ecuación.

227463

$$\Phi_B = Li \quad (5.1)$$

donde

Φ_B es el flujo magnético.

L es la constante de proporcionalidad o **Inductancia** del aro.

Para poder hallar L es necesario obtener Φ_B , y este flujo es el número de líneas magnéticas que pasan a través de una superficie dada, en este caso se trata de un aro.

$$\Phi_B = \int B \cdot dS. \quad (5.2)$$

Las líneas magnéticas que atraviesan el aro varían en magnitud, en función de su posición. Para hallar el valor del campo magnético B en cada punto dentro del aro se utiliza la ley de Biot-Savart, que indica la magnitud del vector $d\mathbf{B}$ provocada en P por un elemento de corriente, por lo tanto:

$$dB = \left(\frac{\mu_0}{4\pi} \right) \frac{idl \sin \theta}{r^2} \quad (5.3)$$

donde \mathbf{r} es el vector que se extiende desde el elemento de corriente idl hasta el punto del campo P , y θ es el ángulo formado por \mathbf{r} y la dirección del elemento de corriente, ver Fig. 5.2.

De la Fig. 3, se pueden apreciar las siguientes relaciones:

Sí $R = R_1$,

$$r^2 = R^2 + x^2 - 2Rx \cos \omega \quad (5.4)$$

$$x^2 = r^2 + R^2 - 2rR \cos \alpha \quad (5.5)$$

Sí $l = R\omega$,

$$dl = Rd\omega \quad (5.6)$$

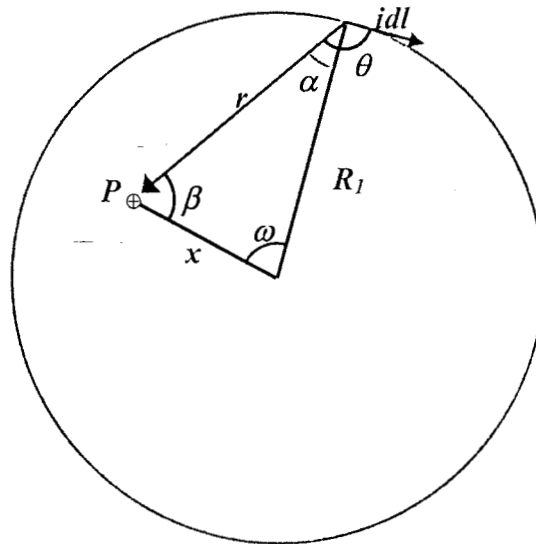


Figura 5.2 Diagrama vectorial del campo magnético en $P(x)$.

Por simplicidad suponemos:

$$\lambda = \left(\frac{\mu_0 i}{4\pi} \right) \quad (5.7)$$

sustituyendo la Ec. (5.7) en la Ec. (5.3) se tiene:

$$dB = \lambda \frac{dl \sin \theta}{r^2} \quad (5.8)$$

como $\theta = 90 + \alpha$, entonces $\sin \theta = \sin 90 \cos \alpha + \cos 90 \sin \alpha = \cos \alpha$

se tiene substituyendo en la Ec. (5.8)

$$dB = \lambda \frac{dl \cos \alpha}{r^2} \quad (5.9)$$

Despejando α de la Ec. (5.5) y substituyéndola en la Ec. (5.9) se tiene

$$dB = \lambda \frac{(r^2 + R^2 - x^2)}{2r^3 R} dl \quad (5.10)$$

Por otro lado, substituyendo r^2 de la Ec. (5.4) en la Ec. (5.10) se obtiene la siguiente ecuación

$$dB = \lambda \frac{(R - x \cos \omega)}{(R^2 + x^2 - 2Rx \cos \omega)^{3/2}} dl \quad (5.11)$$

Ahora, si despejamos dl de la Ec. (5.6) y la substituyemos en la Ec. (5.11), se consigue que

$$dB = \lambda R \frac{(R - x \cos \omega)}{(R^2 + x^2 - 2Rx \cos \omega)^{3/2}} d\omega \quad (5.12)$$

Integrando la Ec. (5.12), $B(x)$ toma la forma:

$$B(x) = \lambda R \int_0^{2\pi} \frac{(R - x \cos \omega)}{(R^2 + x^2 - 2Rx \cos \omega)^{3/2}} d\omega \quad (5.13)$$

Substituyendo λ para la expresión del campo $B(x)$ (Ec. 5.13)

$$B(x) = \left(\frac{\mu_0 i}{4\pi} \right) R \int_0^{2\pi} \frac{(R - x \cos \omega)}{(R^2 + x^2 - 2Rx \cos \omega)^{3/2}} d\omega \quad (5.14)$$

Posteriormente substituímos la Ec. (5.14) en la Ec. (5.2) el flujo magnético es:

$$\Phi_B = \int \left[\left(\frac{\mu_0 i}{4\pi} \right) R \int_0^{2\pi} \frac{(R - x \cos \omega)}{(R^2 + x^2 - 2Rx \cos \omega)^{3/2}} d\omega \right] \cdot dS \quad (5.15)$$

Finalmente despejando L de la Ec. (5.1) y substituyendo en la Ec. (5.15) queda:

$$L = \int \left[\left(\frac{\mu_0}{4\pi} \right) R \int_0^{2\pi} \frac{(R - x \cos \omega)}{(R^2 + x^2 - 2Rx \cos \omega)^{3/2}} d\omega \right] \cdot dS \quad (5.16)$$

Para obtener los límites de la integral de superficie se utiliza la Fig. 5.3. El campo magnético es equivalente en la circunferencia de radio x , según lo indica la Ec. 5.13, dS puede obtenerse de la siguiente manera:



$$\begin{aligned}
 dS &= \pi r_e^2 - \pi r_i^2 \\
 &= \pi(r_e^2 - r_i^2) \\
 &= \pi(r_e + r_i)(r_e - r_i)
 \end{aligned}$$

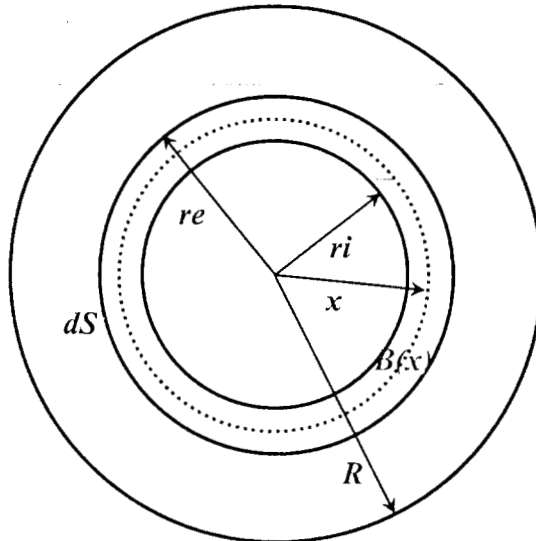


Figura 5.3 Campo magnético $B(x)$ en la superficie dS .

como $dx=r_e-r_i$ y $x \cong (r_e+r_i)/2$

$$ds = 2\pi x dx \tag{5.17}$$

Para obtener una expresión de la inductancia substituimos la Ec. (5.17) en la Ec. (5.16) para obtener finalmente que la inductancia es:

$$L = \left(\frac{R\mu r}{2} \right) \int_0^R \int_0^{2\pi} \frac{(R - x \cos \omega)x}{(R^2 + x^2 - 2Rx \cos \omega)^{3/2}} d\omega dx \tag{5.18}$$

Aunque esta integral no tenga una primitiva evidente, puede obtenerse la inductancia por integración numérica.

La solución a las Ecs. (5.14) y (5.18) corresponden al campo magnético en la superficie que encierra la antena (CMSEA) y la inductancia, respectivamente. Estas soluciones no tienen primitivas directas fáciles de encontrar, por lo que requieren de métodos numéricos de

integración. Para realizar los cálculos de manera automática, desarrollamos una herramienta software que denominamos cálculo de inductancias de antenas superficiales (PCIAS). El funcionamiento y características del PCIAS se muestran mas adelante en la Sección 5.3.

5.2.2 Inductancia de antenas cuadradas

De la misma manera que la antena circular una antena cuadrada de lado $L1$ interno y $L2$ externo, hecha de material conductor como cobre, ver Fig. 5.4(a), puede ser modelada como un cuadrado de alambre de Lado $L1$, ver Fig.5.4(b).

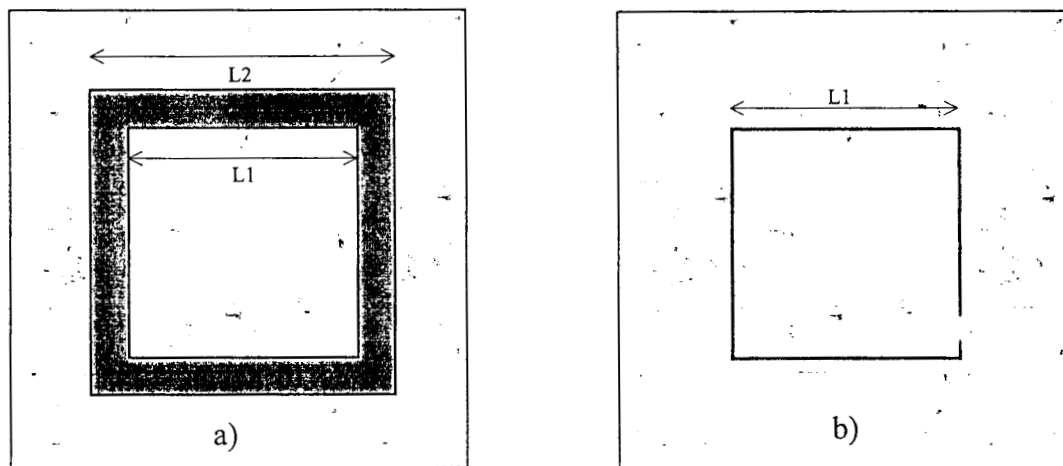


Figura 5.4 a) Antena cuadrada real, b) Modelo simplificado de antena cuadrada.

Al igual que el caso de la antena circular calculamos la inductancia de este cuadrado de lado $L1$. Nos basamos en la Ley de Faraday de la autoinducción, Ec. (5.1) y de la Ley de Biot-Savart, Ec. (5.3).

Para calcular el valor del campo magnético en cualquier punto dentro de superficie que encierra la antena, se considera un lado, como se muestra en el diagrama vectorial del campo magnético $B(x,y)$ en un punto P (Fig. 5.5), donde r es el vector que se extiende

desde el elemento de corriente idl hasta el punto del campo P , y θ es el ángulo formado por r y la dirección del elemento de corriente.

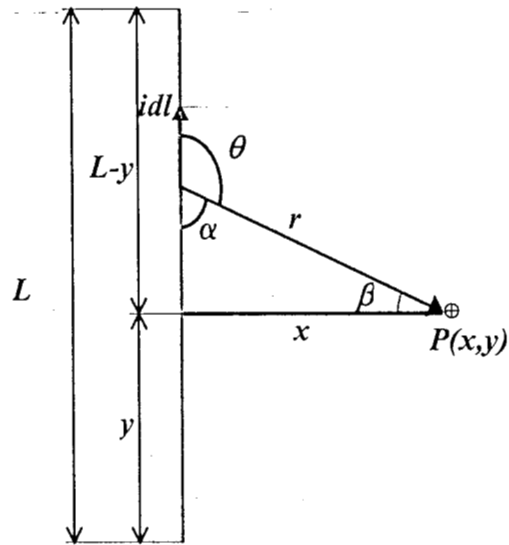


Figura 5.5 Diagrama vectorial del campo magnético en $P(x,y)$, para un lado de la antena cuadrada.

De la Fig. 5.2 se observan, las siguientes relaciones:

$$\cos \beta = \frac{x}{r} \quad (5.19)$$

$$\tan \beta = \frac{l}{x} \quad (5.20)$$

$$\alpha = \pi - \theta \quad (5.21)$$

$$\beta + \alpha + \frac{\pi}{2} = \pi \quad (5.22)$$

De las Ecs. (5.21) y (5.22) observamos que

$$\beta + \pi - \theta + \frac{\pi}{2} = \pi$$

$$\theta = \beta + \frac{\pi}{2} \quad (5.23)$$

entonces se deduce que

$$\operatorname{sen} \theta = \cos \beta \quad (5.24)$$

Substituyendo la Ec. (5.19) en la Ec. (5.8)

$$dB = \lambda \frac{\cos \beta}{x^2} dl$$

$$dB = \frac{\lambda}{x^2} \cos^3(\beta) dl \quad (5.25)$$

y derivando la Ec. (5.20), se obtiene

$$dl = x \sec^2(\beta) d\beta \quad (5.26)$$

Substituyendo la Ec. (5.26) en la Ec. (5.25) se observa que:

$$dB = \frac{\lambda}{x^2} x \cos^3(\beta) \sec^2(\beta) d\beta$$

$$dB = \frac{\lambda}{x} \cos(\beta) d\beta \quad (5.27)$$



Para calcular el valor del campo $B(x,y)$ integramos la Ec. (5.27)

$$B(x, y) = \int_{-y}^{L-y} \frac{\lambda}{x} \cos(\beta) d\beta$$

$$B(x, y) = \frac{\lambda}{x} \text{sen} \beta \Big|_{-y}^{L-y}$$

$$B(x, y) = \frac{\lambda}{x} \frac{l}{x^2 + l^2} \Big|_{-y}^{L-y} \quad (5.28)$$

La Ec. (5.28) representa el campo magnético en un punto $P(x,y)$ a una distancia x y altura y , debido a una corriente en un segmento de alambre de longitud L . En el caso de una antena cuadrada es necesario considerar los cuatro segmentos del cuadrado, ver Fig. 5.6. Empleando el teorema de superposición se obtiene el campo magnético total en un punto.

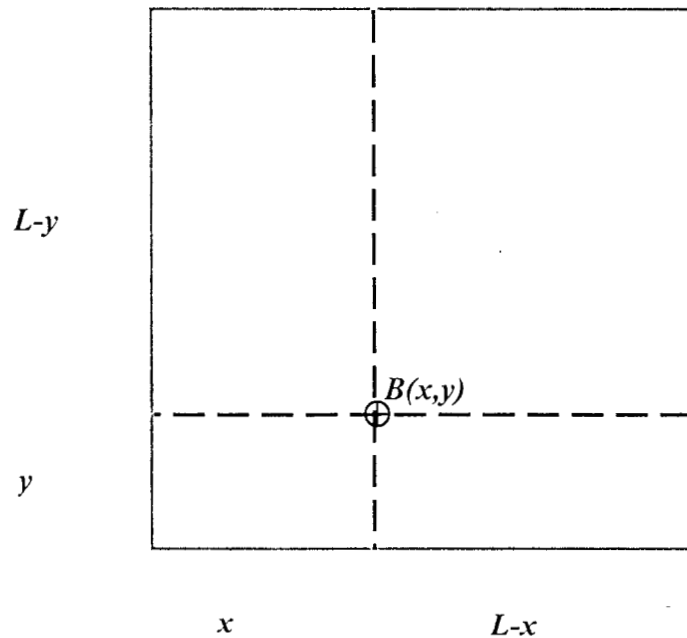


Figura 5.6 Intervalos de integración de los 4 segmentos de la antena para el campo magnético $B(x,y)$.

Sustituyendo en la Ec. (5.28) para cada uno de los cuatro segmentos se obtiene

$$B(x, y) = \frac{\lambda}{x} \frac{l}{x^2 + l^2} \Big|_{-y}^{L-y} + \frac{\lambda}{L-y} \frac{l}{x^2 + l^2} \Big|_{-x}^{L-x} + \frac{\lambda}{L-x} \frac{l}{x^2 + l^2} \Big|_{y-L}^y + \frac{\lambda}{y} \frac{l}{x^2 + l^2} \Big|_{x-L}^x \quad (5.29)$$

Desarrollando la Ec. (5.29)

$$B(x, y) = \frac{\lambda}{x} \left[\frac{L-y}{(L-y)^2 + x^2} + \frac{y}{y^2 + x^2} \right] + \frac{\lambda}{L-y} \left[\frac{L-x}{(L-x)^2 + (L-y)^2} + \frac{x}{x^2 + (L-y)^2} \right] + \frac{\lambda}{L-x} \left[\frac{y}{y^2 + (L-x)^2} + \frac{L-y}{(L-y)^2 + (L-x)^2} \right] + \frac{\lambda}{y} \left[\frac{x}{x^2 + y^2} + \frac{L-x}{(L-x)^2 + y^2} \right] \quad (5.30)$$

El siguiente paso para obtener la inductancia es obtener el flujo magnético, substituyendo la Ec. (5.30) en la Ec. (5.2) el flujo magnético es

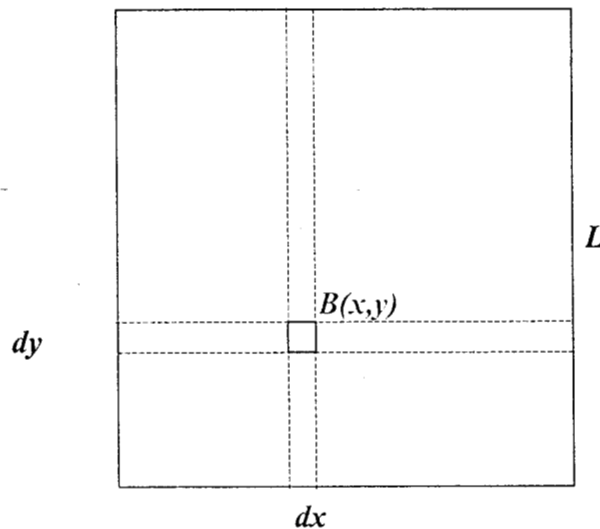
$$\Phi_B = \int \left\{ \frac{\lambda}{x} \left[\frac{L-y}{(L-y)^2 + x^2} + \frac{y}{y^2 + x^2} \right] + \frac{\lambda}{L-y} \left[\frac{L-x}{(L-x)^2 + (L-y)^2} + \frac{x}{x^2 + (L-y)^2} \right] + \frac{\lambda}{L-x} \left[\frac{y}{y^2 + (L-x)^2} + \frac{L-y}{(L-y)^2 + (L-x)^2} \right] + \frac{\lambda}{y} \left[\frac{x}{x^2 + y^2} + \frac{L-x}{(L-x)^2 + y^2} \right] \right\} \cdot ds \quad (5.31)$$

Para obtener los límites de la integral de superficie se utiliza la Fig. 5.7. El campo magnético varía a lo largo y ancho del cuadrado de lado L según lo indica la Ec. (5.30).

Substituyendo los límites en la Ec. (5.18), y el valor de λ el flujo magnético es

$$\Phi_B = \left(\frac{\mu_0 i}{4\pi} \right) \int_0^x \int_0^y \left\{ \frac{1}{x} \left[\frac{L-y}{(L-y)^2 + x^2} + \frac{y}{y^2 + x^2} \right] + \right.$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{\lambda}{L-y} \left[\frac{L-x}{(L-x)^2 + (L-y)^2} + \frac{x}{x^2 + (L-y)^2} \right] + \frac{\lambda}{L-x} \left[\frac{y}{y^2 + (L-x)^2} + \frac{L-y}{(L-y)^2 + (L-x)^2} \right] \\
 & \left. + \frac{\lambda}{y} \left[\frac{x}{x^2 + y^2} + \frac{L-x}{(L-x)^2 + y^2} \right] \right\} dydx. \quad (5.32)
 \end{aligned}$$


 Figura 5.7 Campo magnético $B(x,y)$ en la superficie dS .

Finalmente despejando L en la Ec. (5.1) y substituyendo en la Ec.(5.32) queda:

$$\begin{aligned}
 L = & \left(\frac{\mu_0}{4\pi} \right) \int_0^x \int_0^y \left\{ \frac{1}{x} \left[\frac{L-y}{(L-y)^2 + x^2} + \frac{y}{y^2 + x^2} \right] + \right. \\
 & + \frac{\lambda}{L-y} \left[\frac{L-x}{(L-x)^2 + (L-y)^2} + \frac{x}{x^2 + (L-y)^2} \right] + \frac{\lambda}{L-x} \left[\frac{y}{y^2 + (L-x)^2} + \frac{L-y}{(L-y)^2 + (L-x)^2} \right] \\
 & \left. + \frac{\lambda}{y} \left[\frac{x}{x^2 + y^2} + \frac{L-x}{(L-x)^2 + y^2} \right] \right\} dydx. \quad (5.33)
 \end{aligned}$$

La solución a las Ec. (5.30) nos indica el valor del campo magnético $B(x,y)$ en la superficie que encierra la antena (CMSEA). Sin embargo requiere de una interfase gráfica para ver las variaciones de la magnitud del campo para otros tamaños de antenas. Por otra parte, la Ec. (5.33) no tiene solución evidente y requiere de métodos numéricos de integración. Al igual que en las antenas circulares, ambos procedimientos se realizan con el software PCIAS. El funcionamiento y características del PCIAS se muestran más en la Sección 5.3.

5.3 Programa de cálculo de la inductancia de antenas superficiales (PCIAS)

Para obtener el valor de la inductancia descrito en la Sección 5.2 es necesario contar con herramientas de cálculo y de programación, puesto que las operaciones y métodos numéricos para resolver las integrales son muy tediosos y tardados. Para realizar esta función se diseñó el programa de cálculo de la inductancia de antenas superficiales (PCIAS), la programación se realizó en Visual Basic 6.0 Edición Empresarial (Microsoft). Con este programa se encontraron las soluciones numéricas de las Ecs. (5.14) y (5.30) que son el CMSEA de la antena circular y cuadrada respectivamente. También se encontraron soluciones numéricas de las Ecs. (5.16) y (5.33) que son la inductancia de la antena circular y cuadrada respectivamente.

La representación de los datos se elaboró con Excel 2000 (Microsoft Office 2000), pues permite una visualización en 3D de los datos, además la transferencia de datos entre el programa PCIAS y archivos de Excel simplifica el proceso de diseño del software. El programa se instaló en una PC con un procesador Pentium III a 500 MHz, con 128 Mb en RAM.



5.3.1 Simulación del ampo magnético encerrado en la superficie de una antena circular

Para obtener el CMSEA circular es necesario resolver la integral presente en la Ec. (5.14), para lograrlo se trabajó con el método de integración numérica de la regla de Simpson. En la Ec. (5.15) el flujo magnético es equivalente para una distancia radial x , para cada valor de x se debe de resolver la integral de forma numérica. Para obtener el campo en la superficie encerrada por la antena se varía x desde 0 hasta R , donde el valor de R es constante.

El valor del campo $B(x)$ y las distancias x se colocan en hojas de cálculo en Excel, y se representan en una gráfica 3D. En la Fig. 5.8 se muestra la simulación del CMSEA para una antena circular de radio $R=5$ cm, la magnitud del campo está en Teslas y se localiza en el eje Z, la distancia esta en centímetros y se localiza en los ejes X y Y.

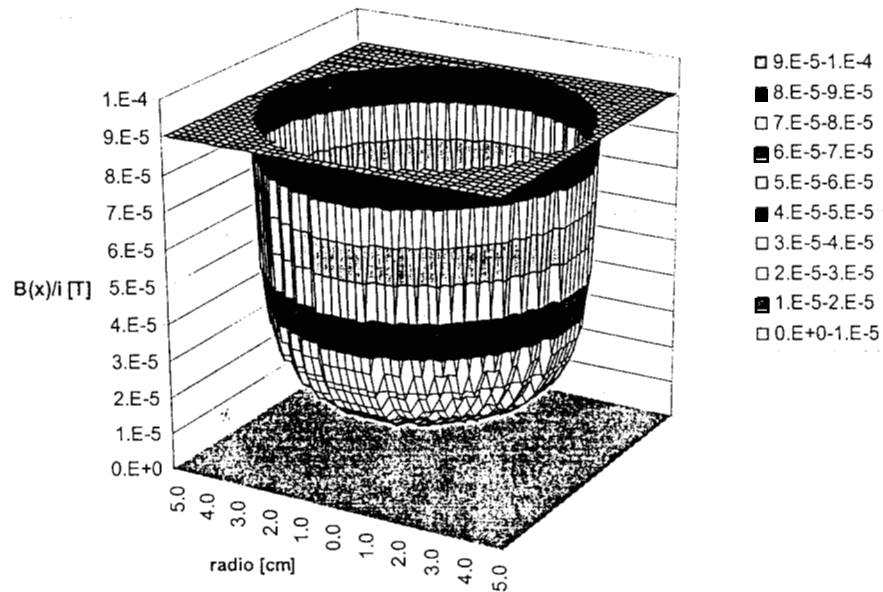


Figura 5.8. Gráfica 3D del CMSEA para una antena circular con $R=5$ cm.

5.3.2 Simulación del campo magnético encerrado en la superficie de una antena cuadrada.

El CMSEA en la antena cuadrada se obtiene a partir de la Ec. (5.30). En este caso el campo magnético está en función de dos parámetros, x y y , cuyo intervalo de valores es de 0 a L . Para obtener el CMSEA se varía x y y , se obtiene la magnitud del campo magnético y se coloca en hojas de cálculo de Excel que posteriormente se grafican en 3D. En la Fig. 5.9 se observa el CMSEA de una antena cuadrada de 10 cm de lado, donde la magnitud del campo está en Teslas y se localiza en el eje Z, las distancias x y y se miden en centímetros y se localizan en los ejes X y Y, respectivamente.

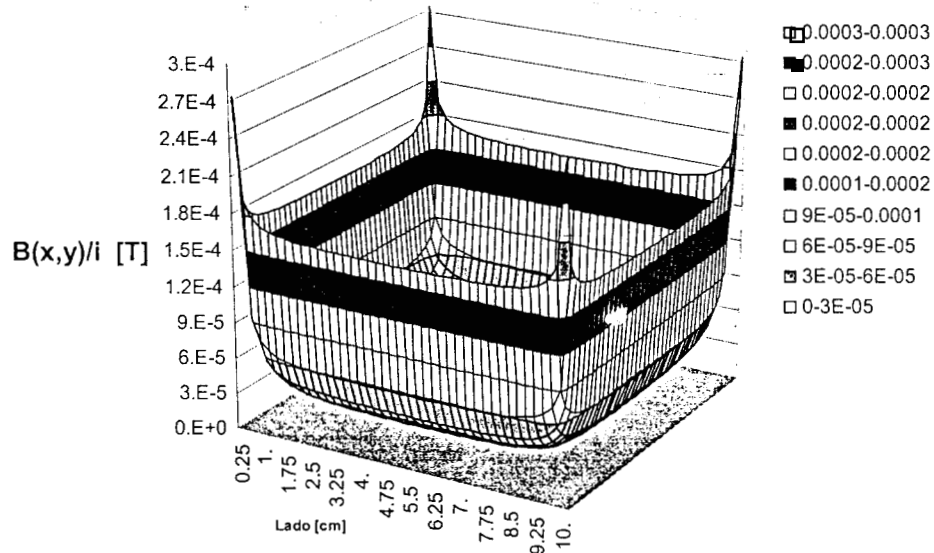


Figura 5.9. Gráfica 3D del CMSEA para una antena cuadrada con $L=10$ cm de lado.

5.3.3 Cálculo de la inductancia de antenas superficiales circulares y cuadradas.

El valor de la inductancia en las antenas circulares se obtiene a partir de la Ec. (5.18), donde el valor de L esta en función solamente de R . La integral se resuelve con el método de integración numérica de la regla de Simpson. El valor de la inductancia para una antena circular con $R=10$ cm se muestra en la Fig. 5.13.

Para obtener el valor de la inductancia en antenas cuadradas se parte de la Ec. (5.33), donde el valor de L esta en función del lado de la antena. Nuevamente la integral se resuelve de manera numérica con el método de Simpson. El valor de la inductancia para una antena de lado 8 cm se exhibe en la Fig. 5.15.

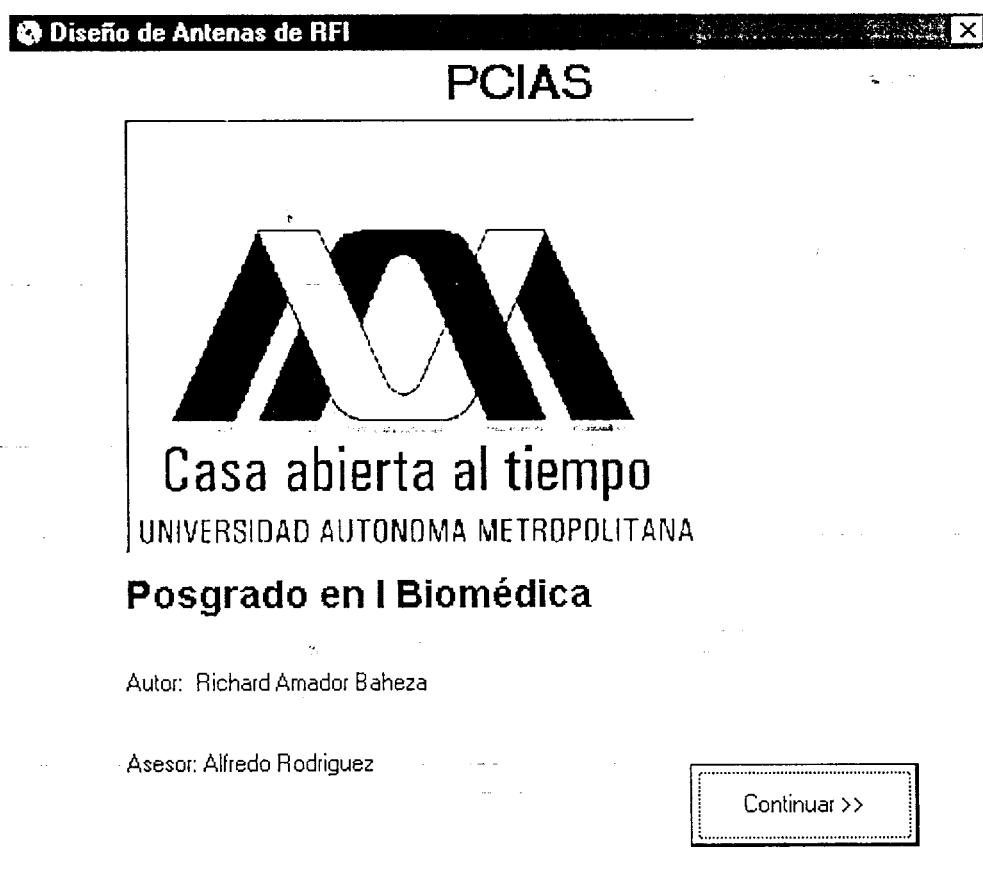


Figura 5.10 Pantalla de presentación.

5.3.4 Corrida del programa de calculo de la inductancia de antenas superficiaales.

La ejecución del PCIAS comienza con una pantalla *de presentación*, ver Fig. 5.10, donde se muestra el nombre de la institución donde se realizo el proyecto de tesis, el asesor, autor. Para continuar con el flujo del programa se debe hacer clic en “Continuar >>”.

La siguiente pantalla es *tipo de antena*, ver Fig. 5.11, donde se elige el tipo de la antena con que se va a trabajar. La elección se hace con un clic en el dibujo de la antena correspondiente. Para terminar se hace clic en “Terminar”.

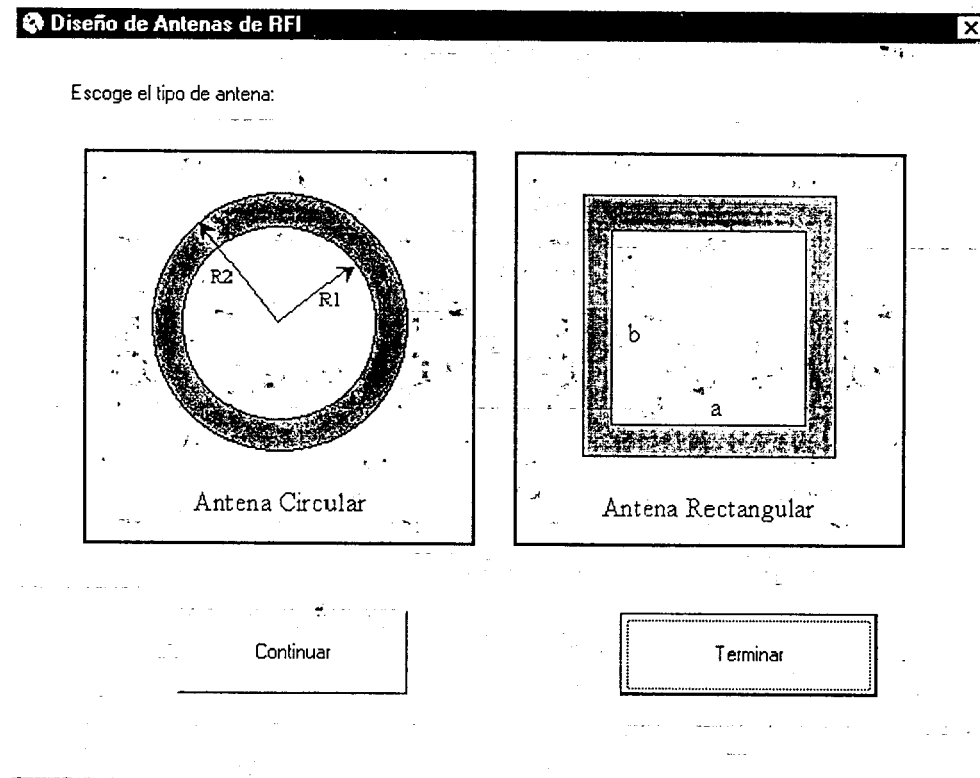


Figura 5.11. Pantalla *tipo de antena*.



Supongamos que se escoge la antena circular, la pantalla que sigue es la de *petición de radio* que se exhibe en la Fig. 5.12. La función principal de esta pantalla es la de obtener el valor del radio que se debe dar en cm. También se muestran vacíos el cuadro del valor de la inductancia y la gráfica del CMSEA. En esta pantalla se puede decidir si se regresa a la pantalla *tipo de antena*, realizar los cálculos o salir.

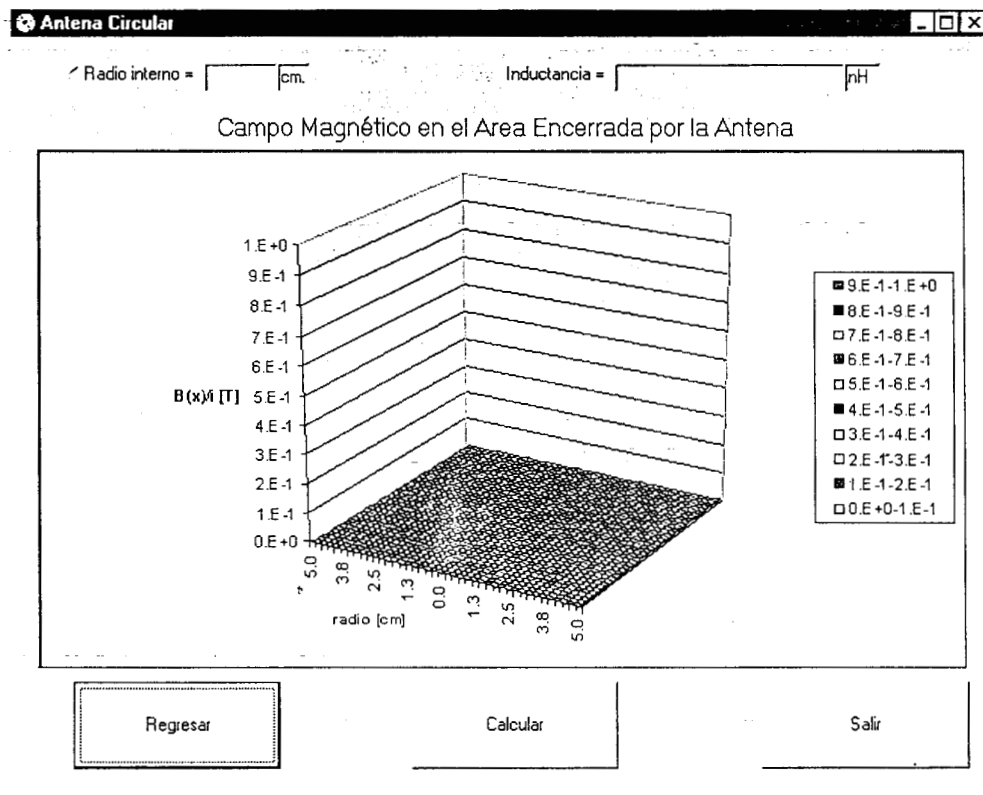


Figura 5.12. Pantalla *petición de radio*.

Si se decide calcular, entonces aparece la pantalla de *resultados de antena circular* que se muestra en la Fig. 5.13, donde se muestra la gráfica del CMSEA y el valor de la inductancia para una antena de radio de 15 cm. En esta pantalla se puede tomar la decisión de regresar a la pantalla *tipo de antena*, volver a realizar los cálculos o salir. Si se va a decidir calcular se debe colocar el valor del nuevo radio con el que se desee trabajar, al hacer clic en "Calcular" aparecerá de nuevo la pantalla de *resultados de antena circular* con los valores de la inductancia y CMSEA del nuevo radio.

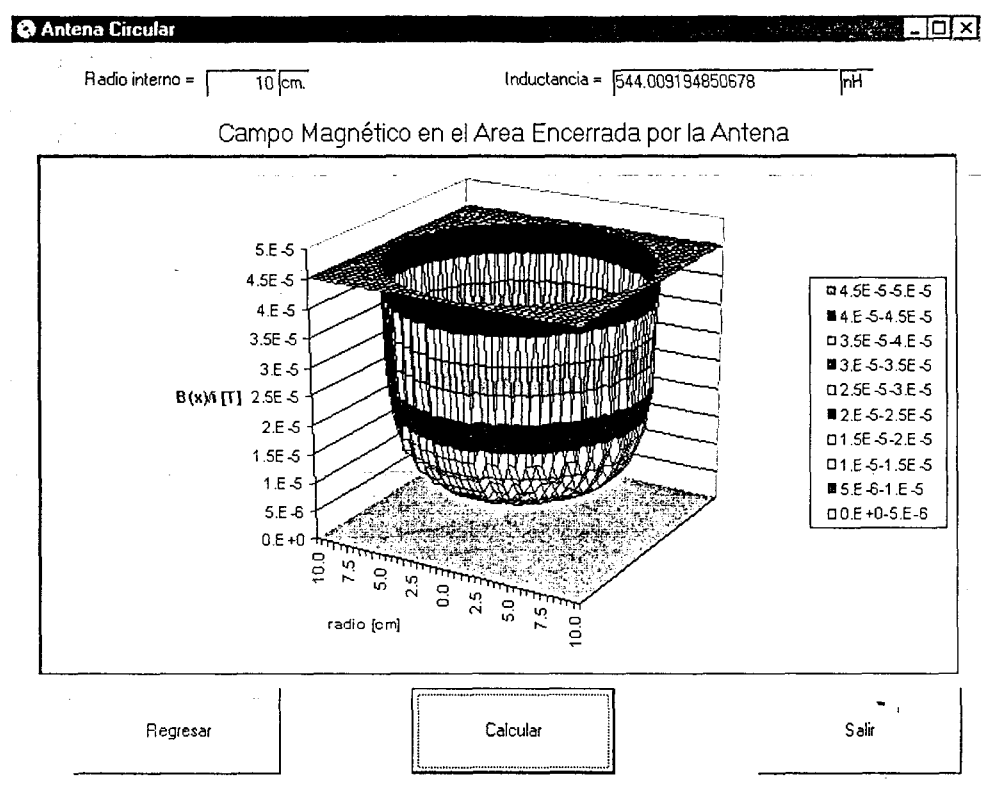


Figura 5.13 Pantalla resultados de antena circular.

Durante el cálculo de la inductancia y el CMSEA de antenas circulares, el PCIAS trabaja con el archivo de Excel "circulo.xls", donde se colocan los valores de $B(x)$, x y L . Al finalizar la ejecución del programa quedan almacenados los datos de la última corrida del PCIAS.

Para obtener los valores de la inductancia y el CMSEA de antenas cuadradas se parte de la pantalla de *tipo de antena*, donde se debe elegir con un clic en el dibujo de la antena rectangular. La pantalla que sigue es la de *petición de lado*, ver Fig. 5.14, cuyo funcionamiento es similar a la de *petición de radio*. En esta pantalla también se puede regresar a la pantalla tipo de antena, realizar los cálculos o salir.

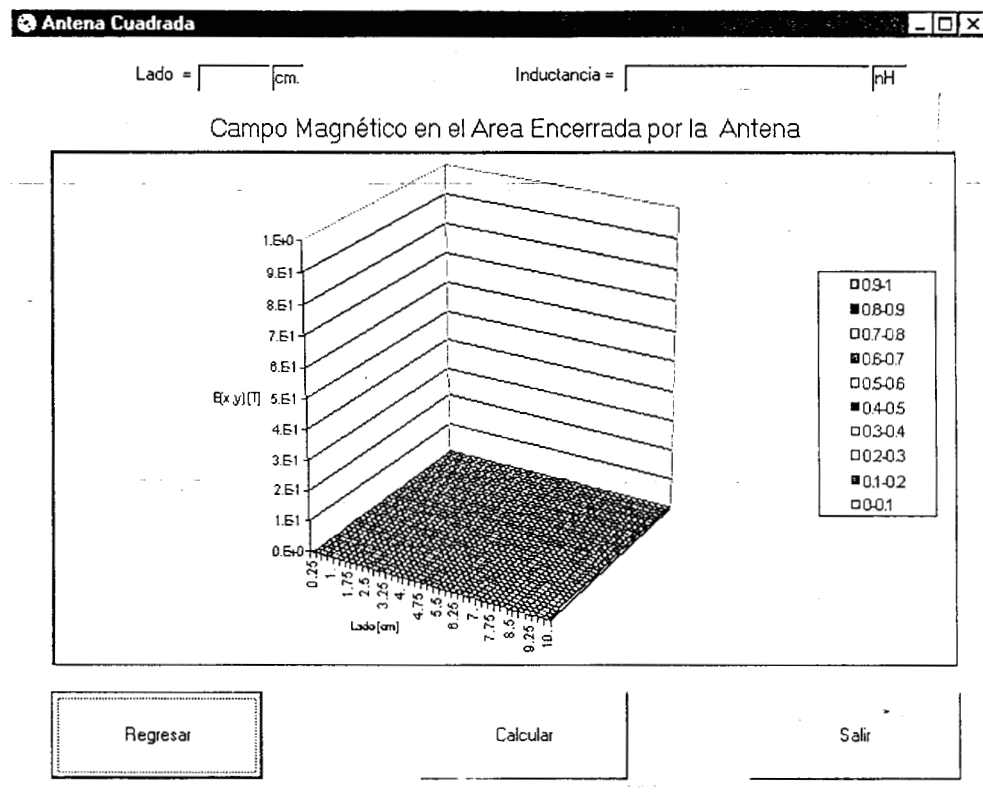


Figura 5.14. Pantalla petición de lado.

Al elegir calcular aparece la pantalla *resultados de antena cuadrada*, que se muestra en la Fig. 5.15, donde se muestra la gráfica del CMSEA y el valor de la inductancia para una antena cuadrada lado de 15 cm. En esta pantalla se puede tomar la decisión de regresar a la pantalla *tipo de antena*, volver a realizar los cálculos o salir. Si se va a decidir calcular se debe colocar el valor del nuevo lado con el que se desee trabajar, al hacer clic en “calcular”, aparecerá de nuevo la pantalla de *resultados de antena cuadrada* con los valores de la inductancia y CMSEA del nuevo lado.

Durante el cálculo de la inductancia y el CMSEA de antenas cuadradas, el PCIAS trabaja con el archivo de Excel “cuadro.xls”, donde se colocan los valores de $B(x,y)$, x,y y L . Al termino del programa quedan almacenados los datos de la última corrida del PCIAS.

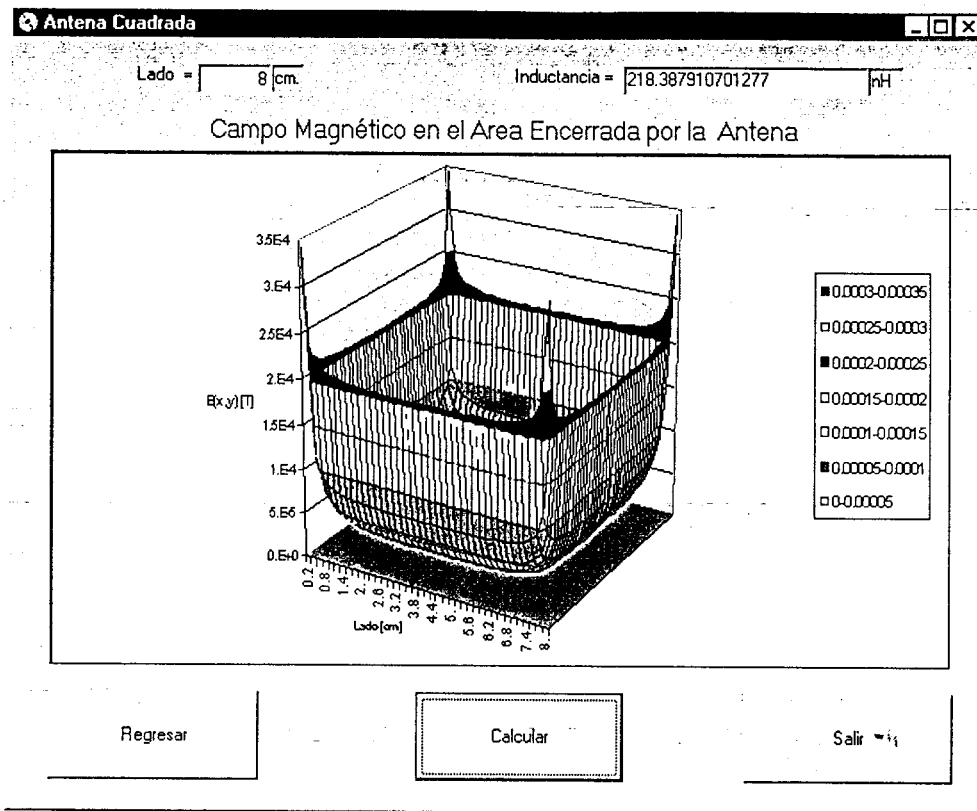


Figura 5.15 Pantalla resultados de antena cuadrada.

5.4 Diseño de antenas superficiales cuadradas y circulares de radio frecuencia

Los criterios para el diseño de las antenas de RF superficiales son la frecuencia de resonancia, la forma geométrica de la muestra y los materiales que se emplean en su construcción.

Para obtener la frecuencia de resonancia se toma en cuenta que el sistema IRM Signa LX es de 1.5 T y que el núcleo activo que se emplea es el hidrógeno, H^1 . La frecuencia de resonancia esta dada por la Ec. de Larmor:

$$f = \frac{\gamma B_0}{2\pi} \quad (5.1)$$

donde

$$\gamma = 43.57 \text{ MHz / T,}$$

$$B_0 = 1.5 \text{ T.}$$

sustituyendo se tiene que $f = 63.87 \text{ MHz}$, que es la frecuencia a la que se deben sintonizar las antenas cuadrada y circular.

Las formas geométricas propuestas son:

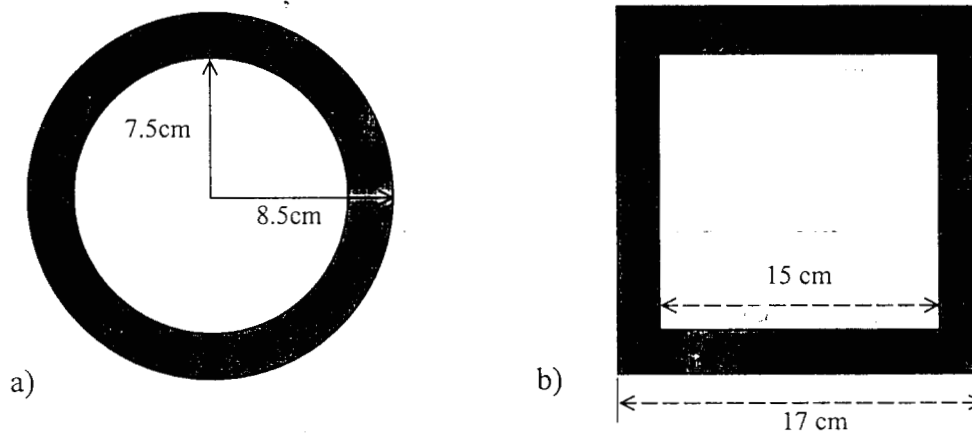


Figura 5.16 Dimensiones de las antenas propuestas.
a) circular y b) cuadrada. El dibujo no esta en escala.

1. Una antena circular de 7.5 cm de radio interno y 8.5 cm de radio externo (1 cm de ancho, ver Fig. 5.16(a))

2. Una antena cuadrada de 15 cm de lado interno y 17 cm de lado externo (1 cm de ancho, ver Fig. 5.16(b)).

Se emplea el PCIAS para calcular la inductancia y el campo magnético en la superficie encerrada por la antena (CMSEA), para la antena circular el valor de L_{cir} , es **408 nH**, y la forma del CMSEA se muestran en la Fig. 5.17. Para la antena cuadrada L_{cuad} , es **409.5 nH**, y el CMSEA se muestran en la Fig. 5.18.

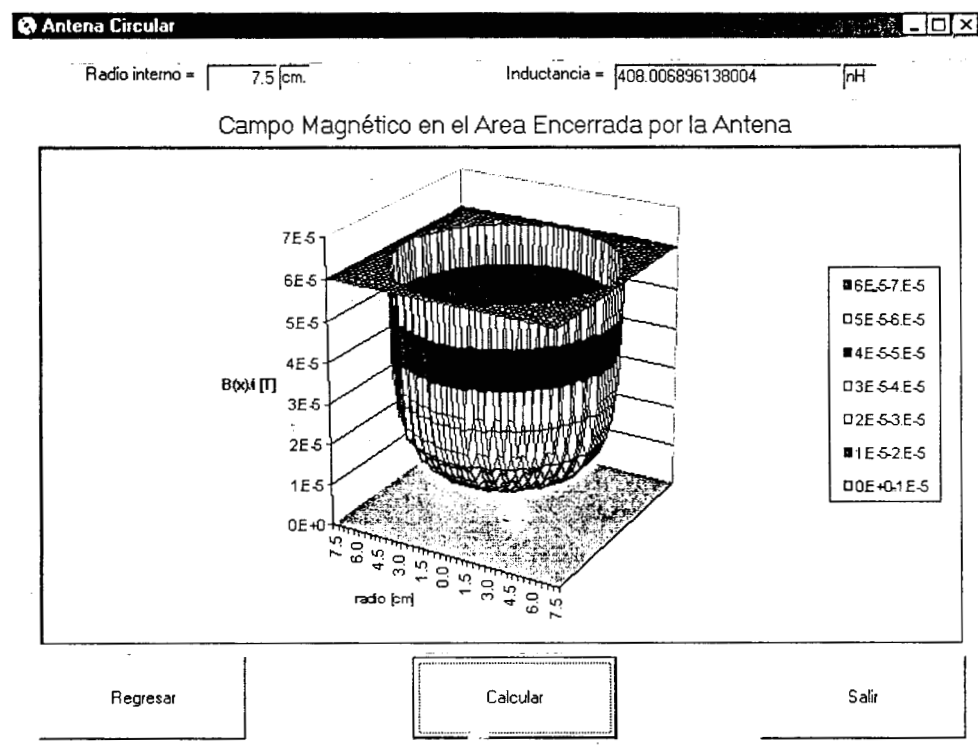


Figura 5.17. Inductancia y CMSEA simulado para la antena circular.

Una vez conocido el valor de la inductancia se procede a calcular el valor del capacitor, para cumplir con una frecuencia de resonancia de 63.87 Mhz. De la Ec. (3.7) se obtiene que

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} \quad (5.2)$$

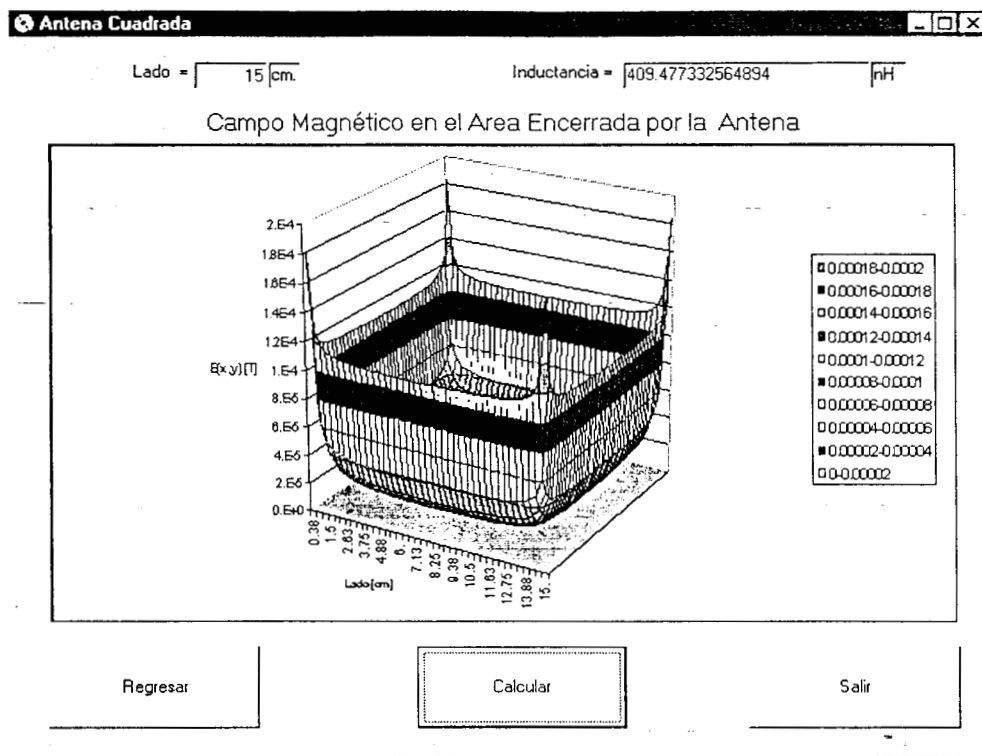


Figura 5.18. Inductancia y CMSEA simulado para la antena cuadrada.

Sustituyendo los valores de L_{cir} y L_{cuad} , se tiene que $C_{cir}=15.21 \text{ pF}$, y $C_{cuad}=15.16 \text{ pF}$.

A los elementos básicos de las antenas, el inductor y el capacitor, ahora se suma el cable coaxial y el conector BNC, que son los acoplamientos físicos para enviar la señal FID capturada al amplificador del sistema IRM. De los elementos anteriores el que requiere ser tomado en cuenta para los valores de diseño es el cable coaxial cuya capacitancia parásita experimental es del orden de 10 pF/m.

5.5 Construcción de antenas superficiales cuadradas y circulares de radiofrecuencia

En la construcción de la bobina se eligió el cobre por sus características de maleabilidad, bajo punto de fusión, permeabilidad magnética y excelente conductividad eléctrica, ver

Tabla 5.1 . Se utilizó en forma de lámina recocida, con un espesor de $76.2\mu\text{m}$ y 0.2032m de ancho.

Propiedades del	Cobre
Símbolo	Cu
Numero Atómico	29
Peso atómico	63.456
Punto de fusión	1083°C (1981°F)
Punto de evaporación	2567°C (4653°F)
Densidad	8.96 a 20°C
Valencia	1,2
Configuración electrónica	2-8-18-1 o (Ar) $3d104s1$
Propiedades Magnéticas	Paramagnético
Propiedades Eléctricas	Excelente

Tabla 5.1. Propiedades del cobre

En la lámina de cobre se trazó un aro de 7.5 cm de radio interno y 8.5 de radio externo y un cuadro de 15 cm de lado interno y 17 de lado externo, ver Fig. 5.19. Se recorto y pego en un cartoncillo con el fin de conservar la forma de círculo o cuadrado.

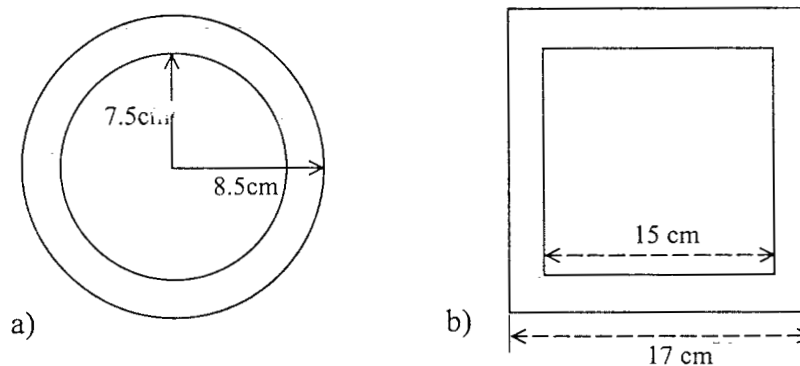


Figura 5.19 Dibujo de las antenas sobre la lámina de cobre a) circular y b) cuadrada. El dibujo no esta en escala.

El tipo de capacitor que se emplea es cerámico, no magnético, de factor de alta calidad, fabricado por American Technical Ceramics (ATC), ver Fig. 5.20(a), cuyos valores van de 0.1 pF A 100 pF; y sus dimensiones son de apenas 1.4mm X 1.4mm.

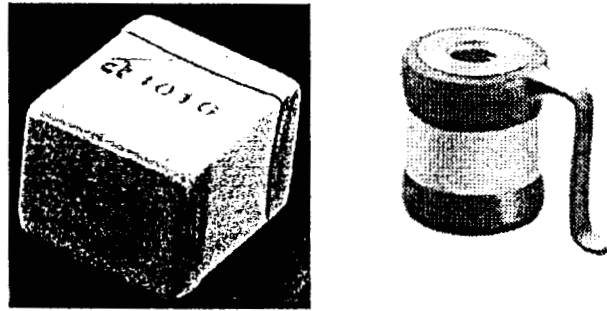


Figura 5.20. a) Capacitor cerámico ATC, no magnético, de valor fijo.
b) Trimmer NMAM30, intervalo de valores 1.5-30 pF

Como se calculó el valor de la capacitancia necesaria en ambas antenas es cercano a los 15 pF, para poder conseguir este valor se considera que la capacitancia parásita del cable es de 10 pF/m, por lo que se coloca un capacitor con el valor de 3.0 pF, El valor restante (2 pF aproximadamente) se ajusta con un capacitor variable, conocido como trimmer: el NMAM30, cuyos valores de capacitancia son de 1.5-30 pF, se muestra en la Fig. 5.20(b). Para conseguir que la suma de capacitancia parásita, el capacitor fijo y el trimer sean de 15 pF aproximadamente se colocan en paralelo.

Para soldar los capacitores se empleo un caudín de base marca Steren, modelo 240, con 40 W de potencia regulada. La soldadura empleada es de estaño. Este mismo se empleó para soldar el cable coaxial a la antena.

El cable empleado es coaxial de 50 Ohms de impedancia, de fabricacion nacional, Marca ARSA, con 60% de malla de cobre sin estañar y conductor de 7 hilos, color negro, ver la Figura 5.21. La inductancia parásita experimental encontrada por metro es de 10 pF. Para cada antena se emplea un metro de cable.

COORDINACIÓN DE SERVICIOS
 DE DOCUMENTALES - LIBROS

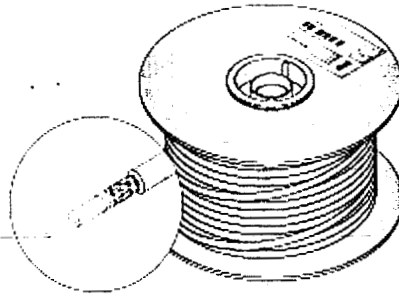


Figura 5.21. Cable coaxial de 50 ohms, marca ARSA.

En la parte final de la construcción se colocó el conector BNC (macho) en el cable, éste es necesario para poder conectar la antena al sistema IRM Signa LX. Las características inductivas y capacitivas del conector no afectan la capacitancia e inductancia de la antena, razón por la cual se utilizó un conector común. Las antenas prototipo ya terminadas se muestran en la Fig. 5.22 la antena circular y la Fig. 5.23 la antena cuadrada.

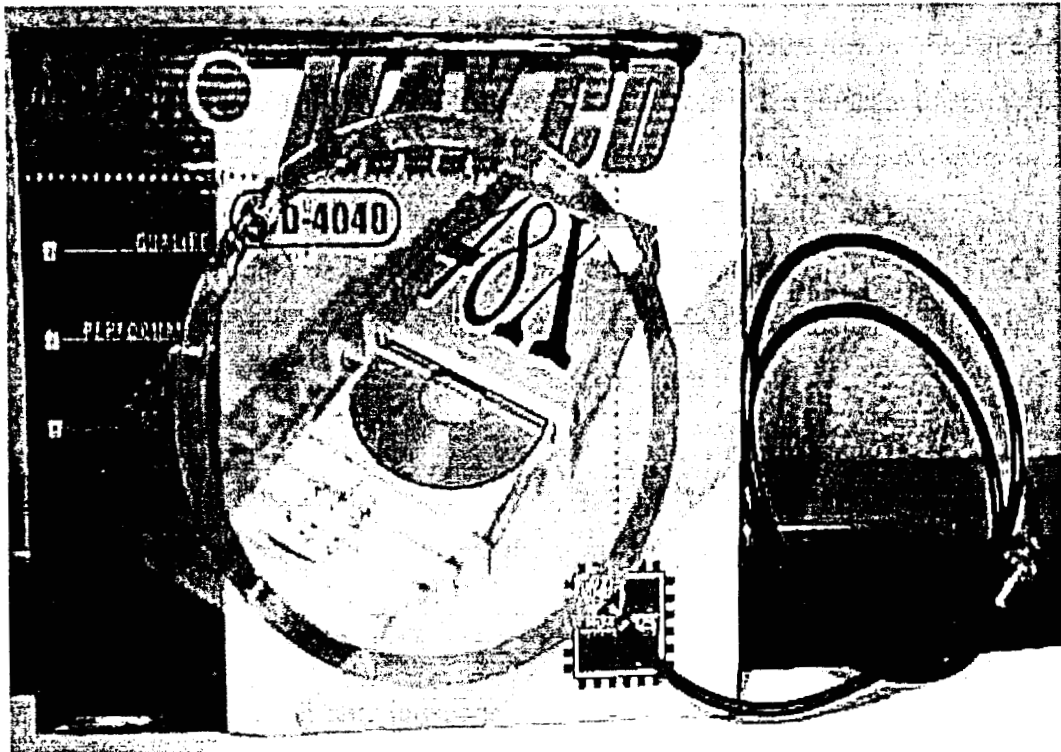


Figura 5.22. Prototipo Antena circular.

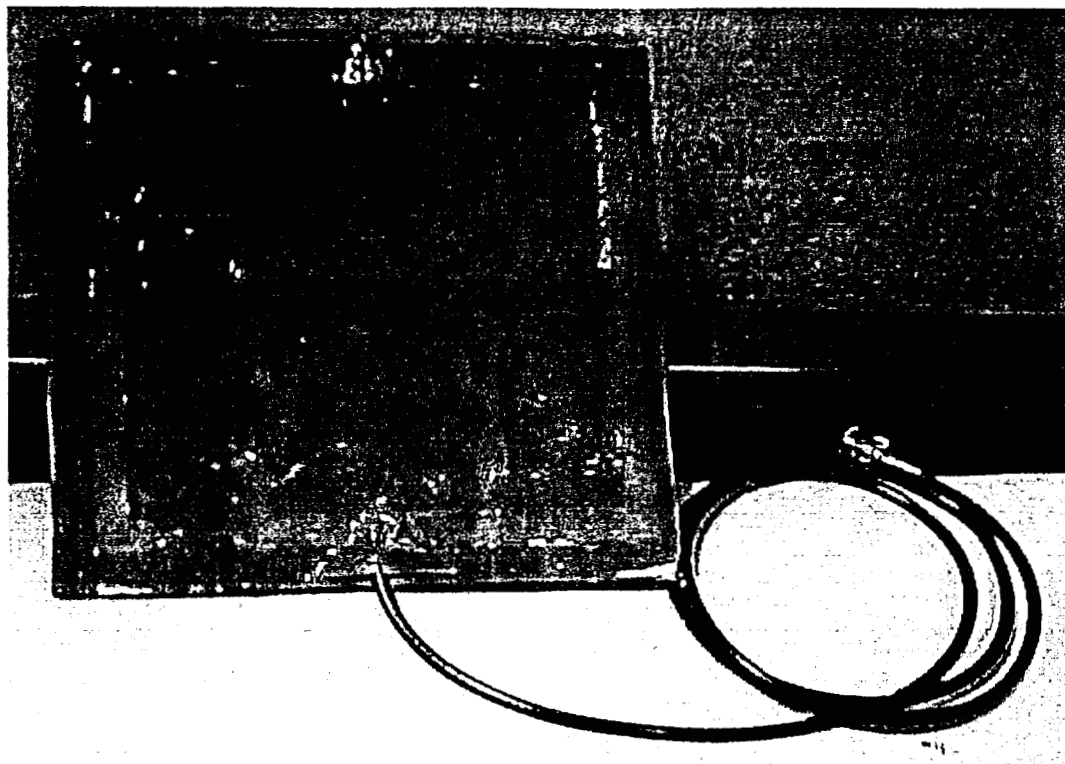


Figura 5.23. Prototipo Antena cuadrada.

5.6 Caracterización de los prototipos de antenas superficiales

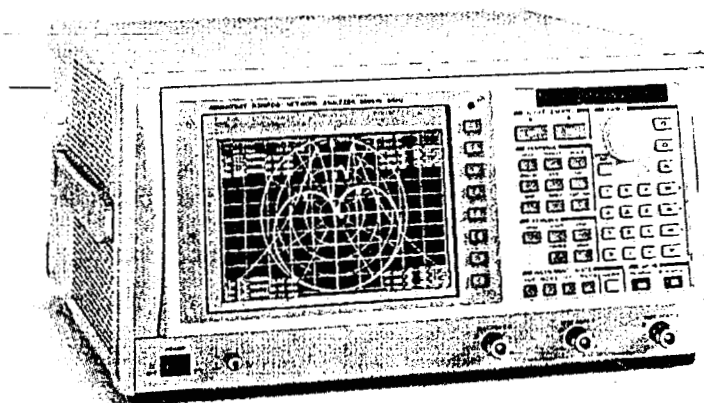


Figura 5.24. Analizador de redes ADVANTEST 3753AH.

Antes de ser probados los prototipos directamente en el sistema IRM es necesario medir la frecuencia de resonancia, impedancia y el factor de calidad. Para realizar esto se emplea un analizador de redes Marca ADVANTEST, modelo 3753, mostrado en la Fig. 5.24, cuyo rango de operación es de 0-500 MHz.

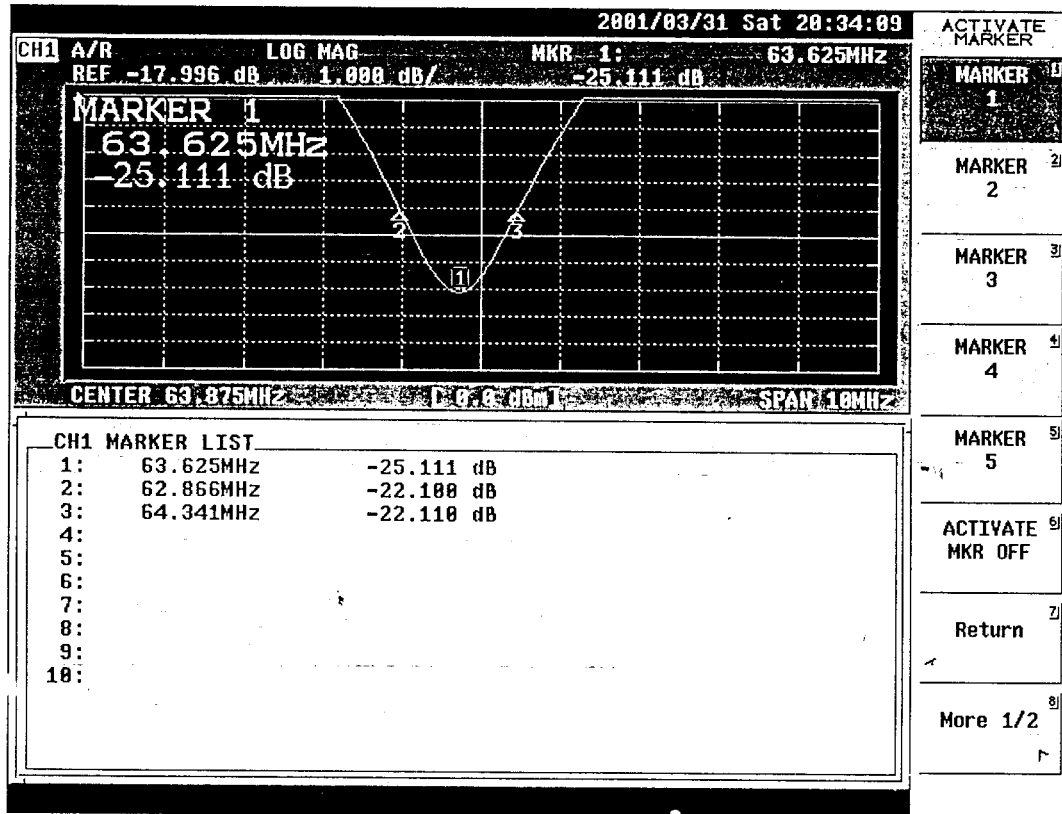


Figura 5.25 Espectro en frecuencia de la antena circular.

La frecuencia de resonancia se puede observar en el espectro obtenido para cada antena, en la antena circular, de 63.93 MHz, se señala con el marcador 1, ver Fig. 5.25.

Para el cálculo del factor de calidad se emplea la ecuación siguiente :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \tag{5.3}$$

donde f_0 es la frecuencia de resonancia y

Δf el ancho de banda, el intervalo de frecuencias donde la ganancia decae 3 db, con respecto a la ganancia en f_0 .

Para la antenna circular se tiene que $Q = 63.625 / (64.341 - 62.866) = 43.1$.

Por otro lado el valor de la impedancia de la antenna se puede obtener directamente de la carta de Smith, marcada para la frecuencia de resonancia de la antenna. En el caso de la antenna circular el valor, $Z = 54.8 - j0.863$, puede observarse en la Fig. 5.26.

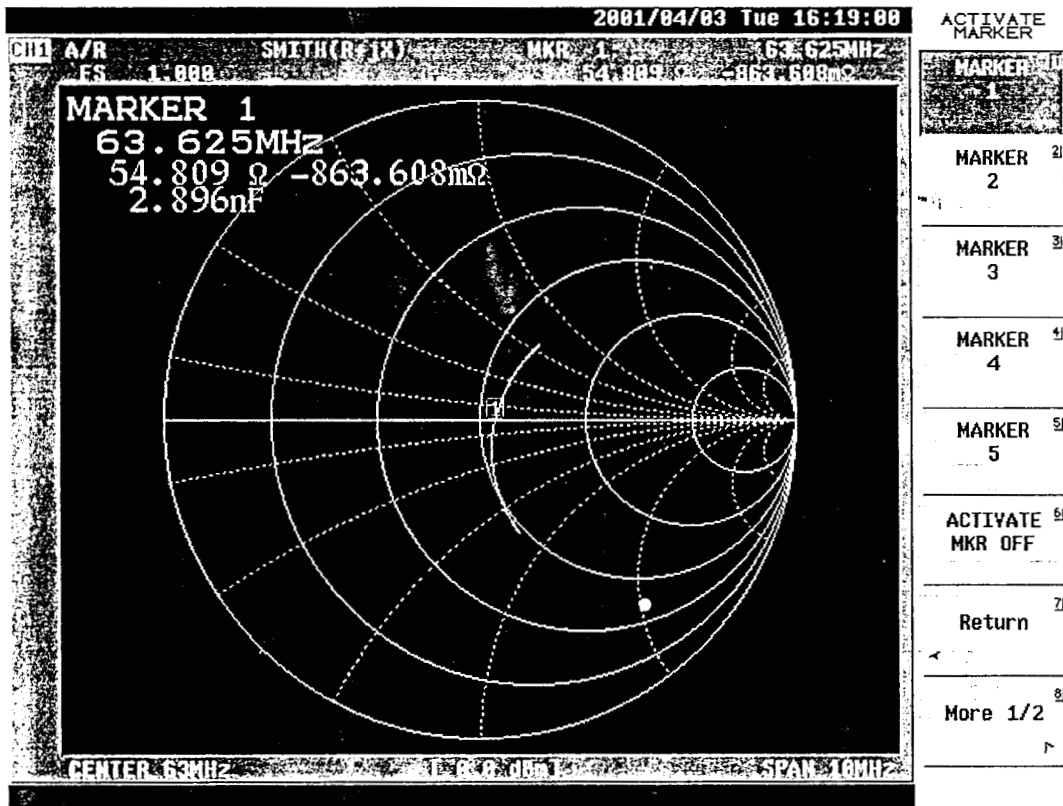
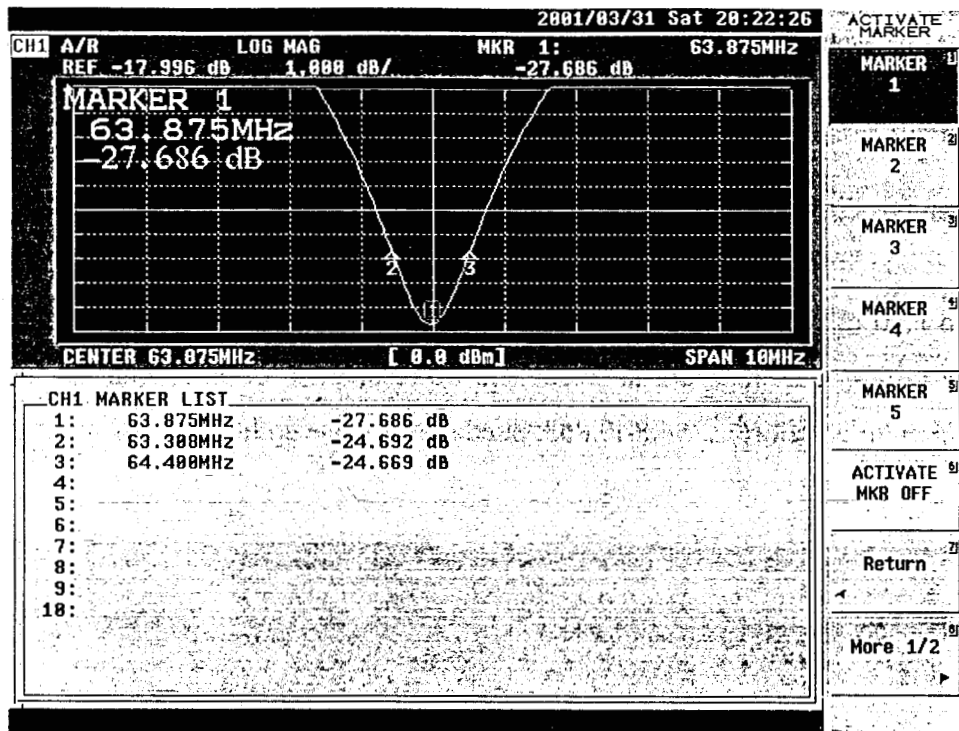
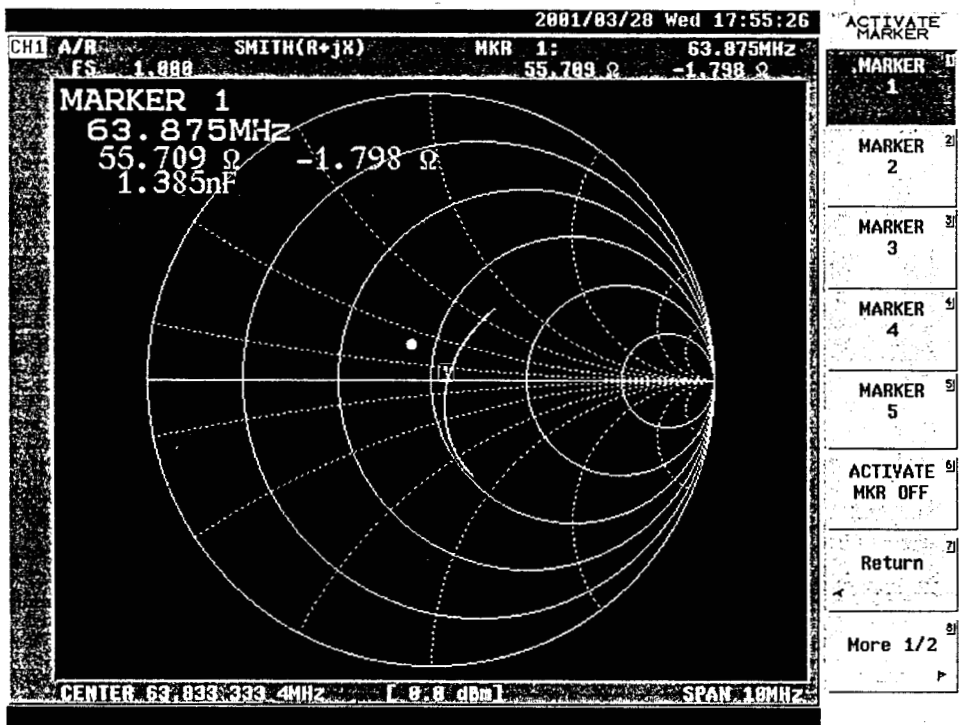


Figura 5.26. Carta de Smith, impedancia de la antenna circular.

Para la antenna cuadrada prototipo se tiene que la frecuencia de resonancia es de 64.65 Mhz, como se aprecia en la Fig. 5.27(a). El factor de calidad es de $Q = 58.5$. La impedancia se muestra en la Fig. 5.27(b), cuyo valor es de $Z = 55.7 - j1.798$.



a)



b)

Figura 5.27. Antena cuadrada, a) espectro en frecuencia y b) Carta de Smith, impedancia.

Capítulo 6 Resultados

6.1 Introducción

En el presente capítulo se presentan las mediciones experimentales de la inductancia de varias antenas superficiales cuadradas y circulares, diseñadas y construidas en el presente trabajo. Se muestran gráficas de inductancias obtenidas con el software PCIAS tanto para antenas cuadradas como para circulares, con el fin de comparar los valores teóricos y experimentales.

Por otra parte mostramos imágenes obtenidas con antenas cuadradas y circulares, en un sistema IRM de 1.5 T, modelo Signa LX de General Electric Medical System, ubicado en el Departamento de Imagenología del Hospital ABC (American British Cowdray Medical Center), con diferentes parámetros como tiempo de repetición, tiempo de eco, distancia entre rebanadas, etc. También se reportan en diferentes cortes: axiales, transversales y coronales.

6.2 Mediciones experimentales de la inductancia

Se construyeron Antenas Superficiales Cuadradas y Circulares, con diferentes dimensiones, con el fin de obtener la inductancia de forma experimental. Se fabricaron cinco antenas cuadradas y seis antenas circulares de distintas dimensiones para posteriormente medir de manera experimental el valor de inductancias, de manera indirecta.

Las mediciones se realizaron con un analizador de redes Advantest modelo R3753AH (Tokio, Japón), donde se obtiene la frecuencia de resonancia de las antenas y con el valor del capacitor conocido se puede calcular el valor de la inductancia, empleando para ello la siguiente ecuación que se obtiene de la Ec. (4.7):

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \quad (6.1)$$

donde f es la frecuencia de resonancia y C el valor del capacitor.

Las mediciones experimentales de las antenas circulares y cuadradas se resumen en las Tablas 6.1 y 6.2 respectivamente.

Por otra lado se calculo el valor teórico para esas mismas antenas empleando el software PCIAS. Que se instaló en una PC Pentium III a 450 MHz, con el software de aplicación Excel 2000 y Visual Basic 6.0 (Microsoft) instalado previamente.

Radio [cm]	Antena Circular		Error Relativo %
	Inductancia Teórica [nH]	Inductancia Experimental [nH]	
4.5	244.80	220.88	9.77
5.0	272.00	255.28	6.14
5.5	299.20	268.75	10.17
6.5	353.60	327.28	7.44
7.5	408.00	392.03	3.91
8.5	462.40	445.90	3.57

Tabla 6.1. Inductancia teórica y experimental de antenas circulares.

Con el fin de observar el comportamiento de inductancia en las antenas en función de sus dimensiones, se reprograma el PCIAS para obtener el valor de L para un intervalo de valores de 0 a 10 cm de radio en el caso de antenas circulares, ver Fig. 6.1, y de 0 a 20 cm de lado para las antenas cuadradas, ver Fig. 6.2. Los valores teóricos se representan en la línea continua.

Antena		Cuadrada	
Lado [cm]	Inductancia Teórica [nH]	Inductancia Experimental [nH]	Error Relativo %
4	109.19	100.50	7.96
6	163.79	154.30	5.79
10	272.98	247.98	9.16
16	436.77	489.88	12.16
19	518.67	393.00	24.23

Tabla 6.2. Inductancia teórica y experimental de antenas cuadradas.

Para observar la forma en que se comporta el modelo con la realidad se agregaron los valores experimentales de L, de las Tablas I y II en las gráficas teóricas correspondientes, ver Figs. 6.1 y 6.2, los valores experimentales se colocan en forma de cuadros pequeños.

Antena Circular

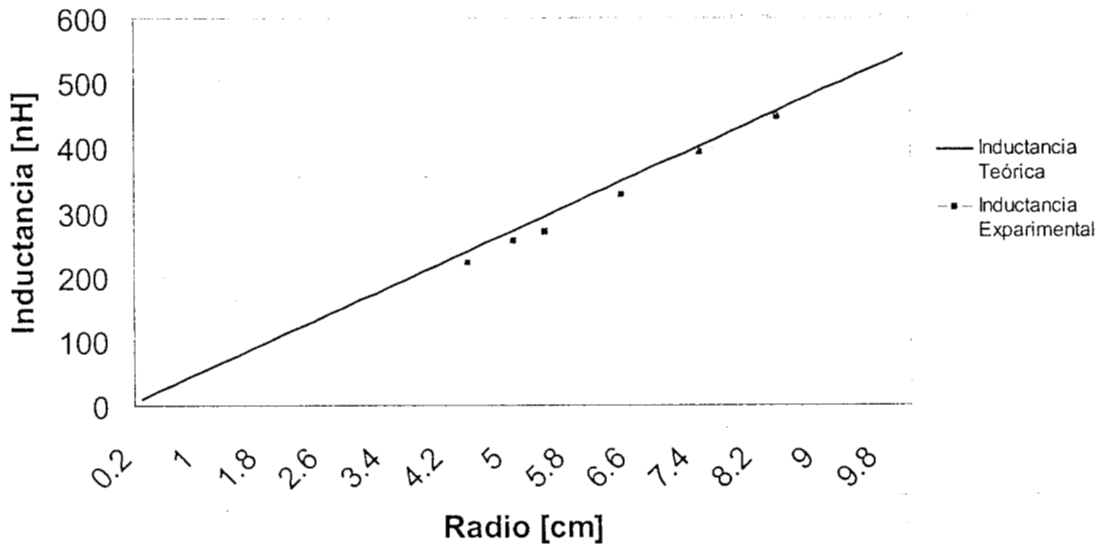


Figura 6.1. Gráfica de inductancia teórica y experimental de antenas circulares en función del radio. Coeficiente de correlación $r = 0.998$

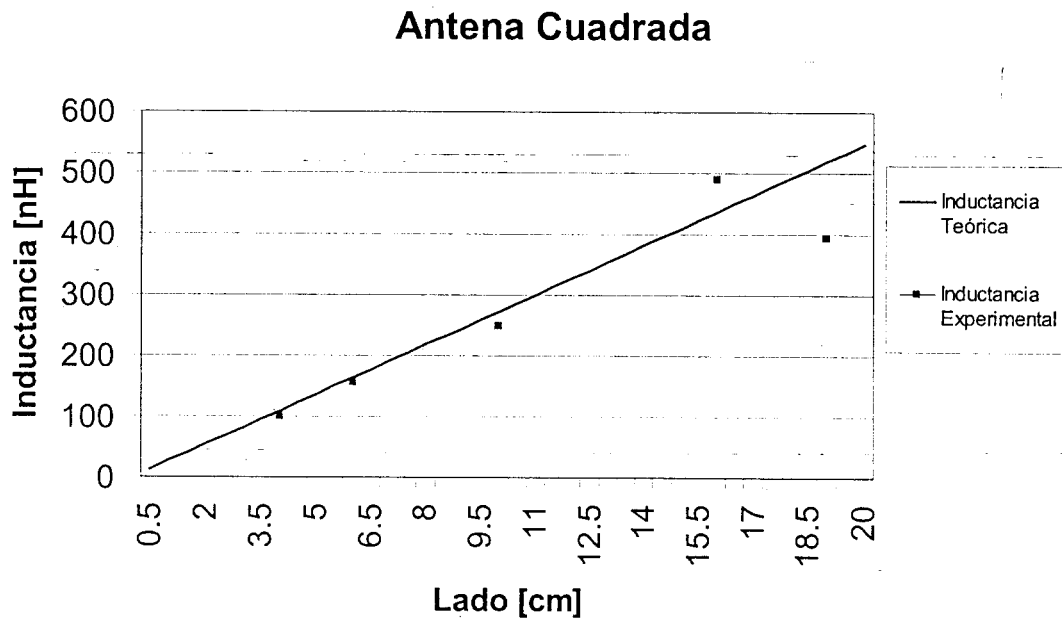


Figura. 6.2. Gráfica de inductancia teórica y experimental de antenas cuadradas en función del lado. Coeficiente de correlación $r = 0.929$

6.3 Imágenes obtenidas con antena circular

Se sintonizaron dos de las antenas construidas, una cuadrada y una circular, a una frecuencia de resonancia de 63.87 MHz, para poder ser utilizadas como antenas de RF receptoras en un sistema de IRM de 1.5 T de marca SIGNA LX fabricado por General Electric Medical System. Dicho sistema de IRM se localiza en Departamento de Imagenología del Hospital ABC (American British Cowdray Medical Center).

Con las antenas superficiales de RF circulares se obtuvieron imágenes del cerebro, en cortes axiales, coronales y transversales. Entre los diferentes cortes se variaron principalmente los siguientes parámetros: el tiempo de eco (T_E), tiempo de repetición (T_R), ancho de rebanada, distancia entre rebanadas, ángulo de inclinación, campo de visión (FOV) y tamaño de la imagen (pixeles) Los parámetros correspondientes a cada corte se

pueden observar en la Tabla 6.3.

Imagen 2D	Cortes		
	Coronal	Transversal	Axial
Tiempo de eco [ms]	171	1.588	103
Tiempo de repetición [ms]	3700	45	4000
Tren de eco [ms]	16	0	24
Ángulo de inclinación [grados]	90°	30°	90°
Campo de Visión [cm ²]	75	100	100
N. de Promedios	4	1	5
Ancho de rebanada [mm]	4	5	5
Distancia entre rebanada [mm]	6	7.5	7.5
Tamaño de imagen [píxeles]	512X512	256X256	512X512

Tabla 6.3. Parámetros empleados para cortes coronales, axiales y transversales.

Las imágenes de los cortes coronales, transversales y axiales se muestran en las Figs. 6.3, 6.4 y 6.5, respectivamente, en las páginas siguientes. Para cada corte se muestran 9 imágenes con diferentes profundidades.

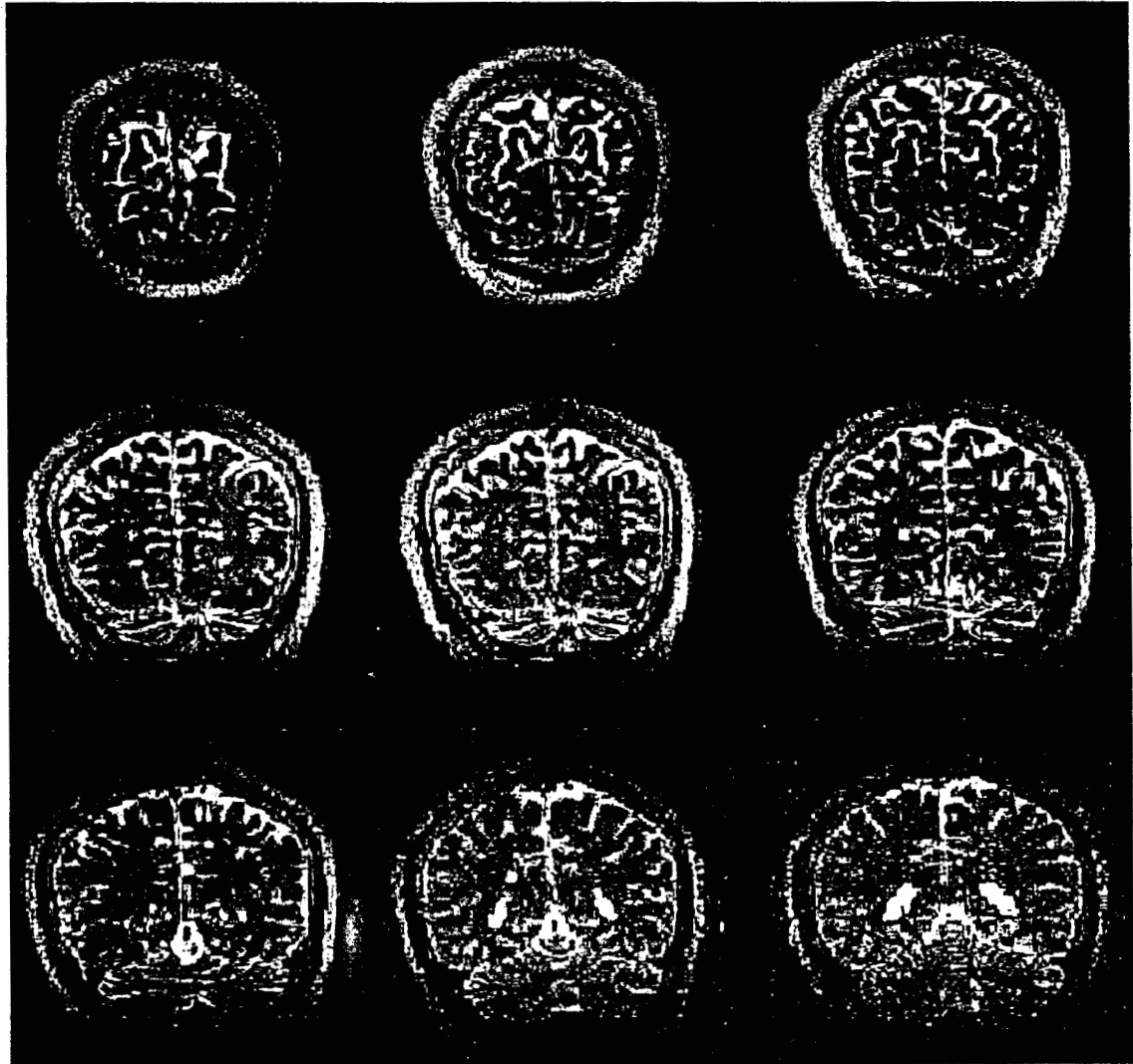


Figura 6.3. Imágenes cerebrales generadas con la antena circular de radio 7.5 cm de un voluntario sano, cortes coronales a diferentes profundidades.

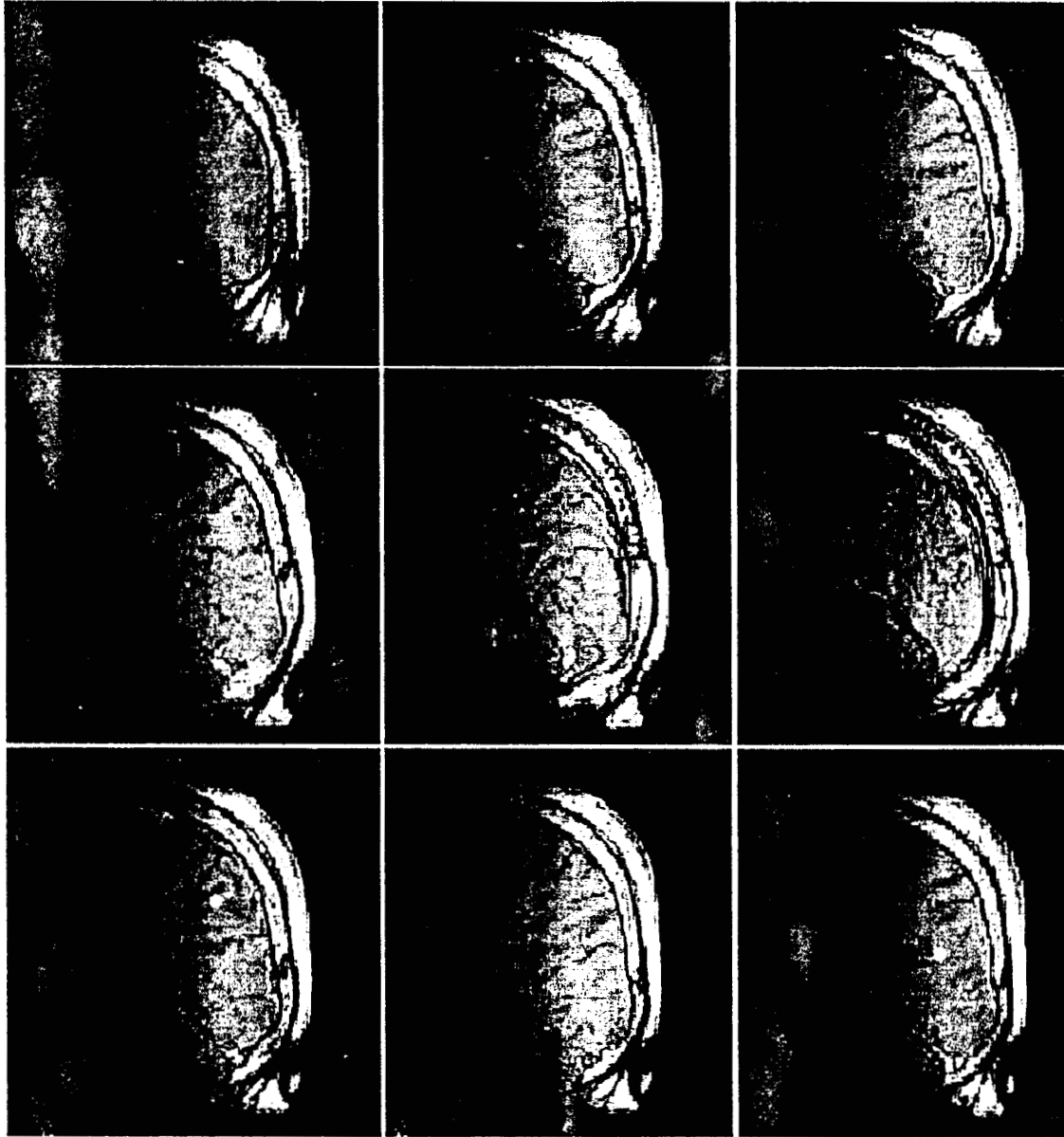


Figura 6.4. Imágenes cerebrales generadas con la antena circular de radio 7.5 cm de un voluntario sano, en cortes transversales a diferentes profundidades.

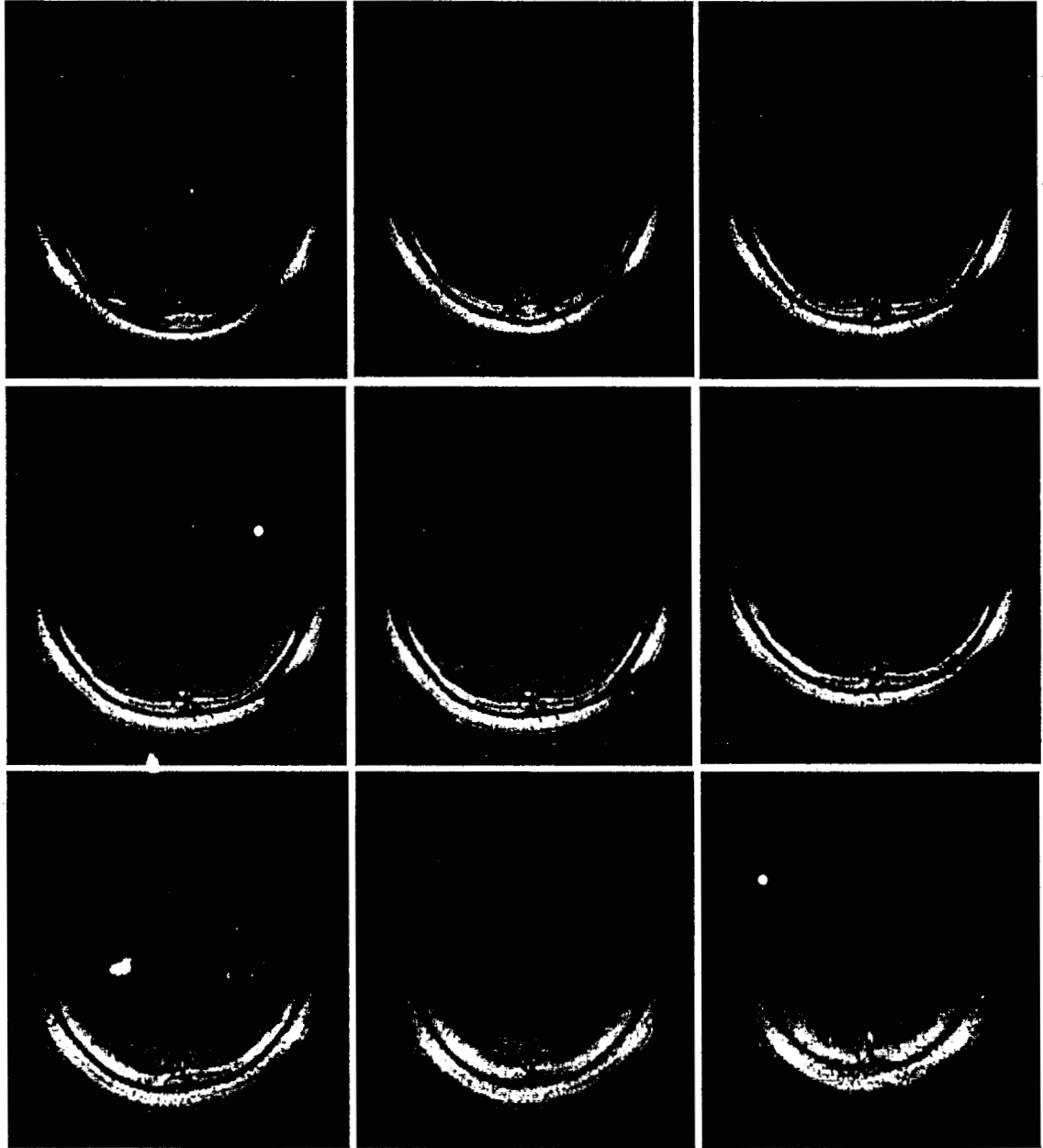


Figura 6.5. Cortes axiales a diferentes profundidades del cerebro de un voluntario sano. Todas las imágenes se generaron con una antena circular como en las Figuras 6.4 y 6.3



Capítulo 7. Conclusiones y discusión

En el proceso para calcular la inductancia de las antenas superficiales se obtienen algunos elementos que nos pueden ser muy útiles, tal es el caso del campo magnético en la superficie que encierra la antena (CMSEA), este campo es un indicador de cómo se relaciona la inductancia y la forma geométrica de la antena, además indica en qué lugar serán más uniformes las lecturas de los campos en la superficie encerrada por la antena.

El software PCIAS ofrece un conjunto de bases sólidas para el desarrollo de antenas RF. El cálculo de la inductancia ya no se realiza por ensayo y error. La visualización del CMSEA ayuda a comprender y diseñar mejor el comportamiento de la antena. Si la forma de la antena cambia es necesario modificar el PCIAS para trabajar con esa nueva forma, esto involucra plantear ecuaciones para cada forma. Para evitar esto puede plantearse un análisis que parta de los elementos finitos que integran el perímetro de la antena. La posición de los elementos de corriente se podrían calcular utilizando como marco de referencia el plano cartesiano, esto permitiría echar mano de la geometría analítica facilitando en gran medida los cálculos.

Los resultados obtenidos indican que la inductancia no varía considerablemente entre antenas de dimensiones semejantes aún con formas diferentes, sin embargo la forma del CMSEA de la antena varía considerablemente entre una forma y otra, aún con inductancias semejantes. Esto se debe principalmente a que la corriente, no generará más flujo magnético total en la misma superficie por seguir un camino diferente, pero sí generará una distribución diferente del flujo en la superficie encerrada por la antena.

En el diseño de la antena se debe de tomar en cuenta la forma del tejido a examinar y sus dimensiones para elaborar una antena a la medida. Son de gran ayuda herramientas como las desarrolladas en este trabajo para calcular la inductancia, elemento clave en la frecuencia de resonancia de la antena, así como la forma que debe tener la antena para obtener una respuesta más uniforme del tejido a examinar.

Las antenas superficiales circulares y cuadradas mostradas en este trabajo de tesis son los primeros diseños y prototipos construidos en México. Al haber sido probadas en un sistema clínico como el del Hospital ABC, se manifestó que son capaces de generar imágenes con calidad para el diagnóstico médico, según la opinión de los médicos que observaron las imágenes. Además, con este trabajo se abren las puertas a la colaboración con el sector salud privado para futuras investigaciones en el área de IRM.

El PCIAS puede ser utilizado en el análisis de otras antenas superficiales, por ejemplo la antena elíptica o la PERES. También se pueden analizar y diseñar antenas superficiales transmisoras o transeptoras. Esto se debe a que las leyes físicas en las que se basa son válidas y permiten extenderse a nuevas geometrías. La obtención del valor de la inductancia y el CMSEA en estas antenas aporta una herramienta útil para mejorar los diseños ya existentes o proponer nuevos.

El ancho de las antenas no afecta el valor de la inductancia, sin embargo la imagen que se obtenga podría tener mayor profundidad y mayor área si el ancho de la antena aumenta. Esto se debe a que los núcleos activos que están lejanos al radio o lados internos, pero cerca del radio o lados externos también pueden contribuir en la lectura de la señal FID.

Los valores experimentales y teóricos de la inductancia encontrados son muy cercanos entre sí, para antenas de circulares y cuadradas de dimensiones menores a 20cm de lado y radio respectivamente. Valdría la pena construir antenas con dimensiones mayores para comprobar que se sigue cumpliendo esta cercanía.

La capacitancia parásita del cable coaxial lejos de ser indeseable podría contribuir en el diseño de antenas. Una caracterización adecuada del cable dará el valor preciso de la capacitancia por unidad de longitud. Con el valor de la inductancia que se obtiene con el PCIAS y el valor de la capacitancia ya determinado se podrían obtener antenas con la frecuencia de resonancia natural que se requiera. Este tipo de antena no requerirá de otro capacitor, ni de uniones o soldaduras extras, tampoco correrá el riesgo de desajustarse.

Apéndice I

El código del programa PCIAS realizado en Visual 6.0 (Microsoft) es el siguiente:

...Pantalla de presentación.

```
Private Sub Command1_Click()
presentacion.Visible = False
Set presentacion = Nothing
tipoant.Show
End Sub
```

Tipo de antena.

```
Private Sub Command1_Click()
End
End Sub
```

```
Private Sub Command2_Click()
If eleccion = 0 Then
    MsgBox ("Escoge un tipo de antena!!!")
End If
If eleccion = 1 Then
    tipoant.Visible = False
    Set tipoant = Nothing
    antcir.Show
End If
If eleccion = 2 Then
    tipoant.Visible = False
    Set tipoant = Nothing
    antcuad.Show
End If
```

End Sub

```
Private Sub Form_Load()
```

```
    eleccion = 0
End Sub
```

```
Private Sub Image1_Click()
Image1.Appearance = 1
Image2.Appearance = 0
```

eleccion = 1
End Sub

```
Private Sub Image2_Click()  
Image2.Appearance = 1  
Image1.Appearance = 0  
eleccion = 2  
End Sub
```

Petición de radio y resultados de antena circular.

```
Private Sub Command1_Click()  
antcir.Visible = False  
Set antcir = Nothing  
tipoant.Show  
End Sub
```

```
Private Sub Command2_Click()  
Dim i%, j%, x#, indc#, dc#, ro#, dR#, dl#  
If Text1.Text = "" Then  
    MsgBox ("No se ha establecido el Radio!!!")  
Else  
    R = Text1.Text / 100  
    Set mylibro_tr1 = Workbooks.Open("c:\WINDOWS\Escritorio\circulo.xls") 'abre el libro'  
    ' Cálculo de la gráfica  
    For i = 1 To (41)  
        For j = 1 To (41)  
            x = mylibro_tr1.Worksheets("hoja2").Cells(i, j).Value  
            mylibro_tr1.Worksheets("hoja1").Cells(i, j).Value = camagcir((x - 1) * R / 20)  
        Next j  
        OLE1.Update  
    Next i  
    mylibro_tr1.Worksheets("hoja1").Cells(1, 43).Value = R * 100  
    OLE1.Update  
    'mylibro_tr1.Close Savechanges:=True 'guarda los cambios'
```

```
'Application.Quit '  
'Cálculo de la inductancia.  
dl = R  
For j = 1 To 80  
    R = dl / 80 * j  
    dR = R / 10  
    ro = dR / 2  
    Ind = 0  
    For i = 1 To (10)
```

```

dc = pi * R * R * (2 * i - 1) / (10 * 10)
Ind = Ind + dc * (camagcir(ro + (i - 1) * dR))

'Print (camagcir(ro + (i - 1) * dr))
Next i
Label5.BackColor = &H80000005
Label5.Caption = Ind * 1000000000

Next j
OLE1.Update
mylibro_tr1.Close Savechanges:=True 'guarda los cambios'
'Application.Quit '
End If
End Sub

Private Sub Command3_Click()
End
End Sub

Private Sub Form_Load()
Label5.BackColor = &H80000000
Set mylibro_tr1 = Workbooks.Open("c:\WINDOWS\Escritorio\circulo.xls") 'abre el libro'
'Limpia el archivo
mylibro_tr1.Worksheets("hoja1").Range(Cells(1, 1), Cells(41, 41)).Value = 0
mylibro_tr1.Worksheets("hoja4").Range(Cells(2, 1), Cells(41, 2)).Value = 0
mylibro_tr1.Close Savechanges:=True 'guarda los cambios'
Application.Quit
OLE1.Update
End Sub

```

Petición de lado y resultados de antena cuadrada.

```

Private Sub Command1_Click()
antcuad.Visible = False
Set antcuad = Nothing
tipoant.Show
End Sub

Private Sub Command2_Click()
Dim i%, j%, dx#, xo#, N%, dR#
If Text1.Text = "" Then
MsgBox ("No se ha establecido el lado!!!")
Else
L = Text1.Text / 100

```

```

Set mylibro_trc = Workbooks.Open("c:\WINDOWS\Escritorio\cuadro.xls") 'abre el libro'
N = 40
dx = L / N
xo = dx / 2
For i = 0 To (N - 1)
    For j = 0 To (N - 1)
        mylibro_trc.Worksheets("hoja1").Cells(i + 1, j + 1).Value = (mo / (4 * pi)) *
campomagnetico(xo + i * dx, xo + j * dx)
    Next j
    OLE1.Update
Next i
mylibro_trc.Worksheets("hoja1").Cells(1, 43).Value = L * 100
OLE1.Update
'En esta parte se hacen los calculos para el cuadrado
dR = L
For j = 1 To 80
    L = (dR / 80) * j
    mylibro_trc.Worksheets("hoja3").Cells(j, 1).Value = L * 100
    mylibro_trc.Worksheets("hoja3").Cells(j, 2).Value = Inductancia(L) * 1000000000
Next j

'Vaciado de los valores en radios

mylibro_trc.Close Savechanges:=True 'guarda los cambios'

Application.Quit
Label6.BackColor = &H80000005
Label6.Caption = Inductancia(L) * 1000000000
End If
End Sub

Private Sub Command3_Click()
End
End Sub

Private Sub Form_Load()
Label6.BackColor = &H8000000F
Set mylibro_trc = Workbooks.Open("c:\WINDOWS\Escritorio\cuadro.xls") 'abre el libro'
' Limpia el archivo
mylibro_trc.Worksheets("hoja1").Range(Cells(1, 1), Cells(40, 40)).Value = 0
mylibro_trc.Close Savechanges:=True 'guarda los cambios'
Application.Quit
OLE1.Update
End Sub

```

Modulo dl calculo de la inductancia y campo magnético.

```

Public eleccion%, R#, L#
Public Const pi = 3.14159265358979, mo = pi * 0.0000004
Function camagcir(x#) As Double
Dim N%, j%, i%, a#, b#, dx#, suma#, fx# ' declaracion de variables.'
' valores del circulo'
N = 40 ' datos para la integral numerica'
a = 0
b = 2 * pi
dx = (b - a) / N
suma = (R - x * Cos(a)) / ((R * R + x * x - 2 * R * x * Cos(a)) ^ 1.5)
For i = 1 To (N - 1)
fx = (R - x * Cos(a + i * dx)) / ((R * R + x * x - 2 * R * x * Cos(a + i * dx)) ^ 1.5)
  If (i Mod 2) = 0 Then ' aqui hay un par '
    suma = suma + 2 * fx
  Else
    suma = suma + 4 * fx
  End If
Next i
suma = suma + (R - x * Cos(b)) / ((R * R + x * x - 2 * R * x * Cos(b)) ^ 1.5)
camagcir = (suma * (b - a) / (3 * N)) * R * mo / (4 * pi)
End Function
Function Inductancia(lado#) As Double
Dim i%, j%, ds#, dx#, dy#, xo#, yo#, Ind#, N%
N = 10
ds = (lado * lado) / (N * N)
Ind = 0
dx = lado / N
dy = lado / N
xo = dx / 2
yo = dy / 2
For i = 0 To (N - 1)
  For j = 0 To (N - 1)
    Ind = Ind + campomagnetico(xo + j * dx, yo + i * dy) * ds
  Next j
Next i
Inductancia = Ind * mo / (4 * pi)
End Function
Function campomagnetico(x#, y#) As Double
Dim a#, b#, c#, d#
a = Sqr(x * x + y * y)
b = Sqr((L - x) * (L - x) + y * y)
c = Sqr(x * x + (L - y) * (L - y))

```

```

d = Sqr((L - x) * (L - x) + (L - y) * (L - y))
campomagnetico = _
((L - y) / c + y / a) / x + _
(y / b + (L - y) / d) / (L - x) + _
(x / a + (L - x) / b) / y + _
((L - x) / d + x / c) / (L - y)
'campomagnetico = 1'
End Function
Function camagcirext(x#) As Double
Dim N%, j%, i%, dx#, a#, b#, suma#, fx#, integrall#, integral2# ' declaracion de variables '
' valores del circulo'
N = 40 ' datos para la integral numerica'
a = 0
b = (Atn(-(R / x) / Sqr(-(R / x) * (R / x) + 1))) + 2 * Atn(1))
dx = (b - a) / N
suma = (R - x * Cos(a)) / ((R * R + x * x - 2 * R * x * Cos(a)) ^ 1.5)
For i = 1 To (N - 1)
fx = (R - x * Cos(a + i * dx)) / ((R * R + x * x - 2 * R * x * Cos(a + i * dx)) ^ 1.5)
If (i Mod 2) = 0 Then ' aqui hay un par '
suma = suma + 2 * fx
Else
suma = suma + 4 * fx

End If
Next i
suma = suma + (R - x * Cos(b)) / ((R * R + x * x - 2 * R * x * Cos(b)) ^ 1.5)
integrall = (suma * (b - a) / (3 * N)) * R * mo / (4 * pi)
a = (Atn(-(R / x) / Sqr(-(R / x) * (R / x) + 1))) + 2 * Atn(1))
b = pi
dx = (b - a) / N
suma = (R - x * Cos(a)) / ((R * R + x * x - 2 * R * x * Cos(a)) ^ 1.5)
For i = 1 To (N - 1)
fx = (R - x * Cos(a + i * dx)) / ((R * R + x * x - 2 * R * x * Cos(a + i * dx)) ^ 1.5)
If (i Mod 2) = 0 Then ' aqui hay un par '
suma = suma + 2 * fx
Else
suma = suma + 4 * fx

End If
Next i
suma = suma + (R - x * Cos(b)) / ((R * R + x * x - 2 * R * x * Cos(b)) ^ 1.5)
integral2 = (suma * (b - a) / (3 * N)) * R * mo / (4 * pi)
camagcirext = 2 * integrall - 2 * integral2
End Function

```

Apéndice II.

Durante la simulación del campo magnético en la superficie encerrada por la antena circular se presentó una dificultad técnica, Excell 2000 (Microsoft Office 2000) no tiene entre sus funciones graficar en un plano coordenadas polares, sólo cartesianas, no obstante se diseñó una tabla de conversión de valores que permite, con cierto margen de error, graficar circunferencias.

La región en el plano xy en la que se va a graficar el CMSEA se divide en 20 circunferencias concéntricas. El valor contenido en cada celda representa el número de circunferencia a la que pertenece, por ejemplo todas las celdas con valor 5 pertenecen al perímetro del círculo de radio r_5 .

La relación de transformación entre los valores reales de la antena y los simulados en Excel es la siguiente

$$R \begin{cases} C_n(a, m) = B(r_n) \\ r_n = \frac{n-1}{N-1} R \end{cases} \quad (A1)$$

donde R es el radio de la antena,

N el número de circunferencias dentro de la superficie encerrada por la antena

r_n el radio de la n -ésima circunferencia,

$C_n(a, m)$ la celda (de Excel) cuya posición posee el valor n .

$B(r_n)$ el campo magnético circular en r_n .

Como lo indica la Ec. (5.14), el campo magnético tiene el mismo valor en el perímetro de un círculo de radio x , para poder graficar este campo se debe de asignar el valor del campo a las celdas que correspondan a esa circunferencia.

Para graficar el CMSEA de una antena circular se coloca el valor del campo magnético correspondiente al r_n establecido por la posición de la celda.

Por ejemplo, supóngase una antena con $R = 7.5$ cm dividida en 20 circunferencias concéntricas. La posición de la celda cuyo valor es 1, en la Fig. A1 es la celda (U, 21), le corresponde el valor del campo magnético evaluado en r_0 , de las Ecs. (A.1) y (5.14) se tiene

$$r_n = \frac{1-1}{20-1} 7.5 = 0$$

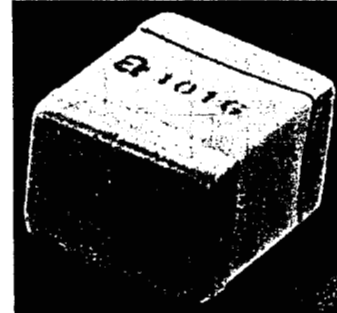
con lo que $(U, 21) = B(0)$, finalmente $(U, 21) = 8.38 \text{ E-6}$ lo que se puede observar en la Fig. A2.

	O	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	AA
8	142E-5	142E-5	142E-5	128E-5	128E-5	128E-5	128E-5	128E-5	128E-5	128E-5	142E-5	142E-5	142E-5
9	142E-5	128E-5	128E-5	118E-5	118E-5	118E-5	118E-5	118E-5	118E-5	118E-5	128E-5	128E-5	142E-5
10	128E-5	118E-5	118E-5	11E-5	11E-5	11E-5	11E-5	11E-5	11E-5	11E-5	118E-5	118E-5	128E-5
11	118E-5	11E-5	11E-5	104E-5	104E-5	104E-5	104E-5	104E-5	104E-5	104E-5	11E-5	11E-5	118E-5
12	11E-5	104E-5	104E-5	995E-6	995E-6	995E-6	995E-6	995E-6	995E-6	104E-5	104E-5	104E-5	11E-5
13	104E-5	104E-5	995E-6	995E-6	956E-6	956E-6	956E-6	956E-6	956E-6	995E-6	995E-6	104E-5	104E-5
14	995E-6	995E-6	956E-6	956E-6	925E-6	925E-6	925E-6	925E-6	925E-6	956E-6	956E-6	995E-6	995E-6
15	995E-6	956E-6	925E-6	925E-6	9E-6	9E-6	9E-6	9E-6	9E-6	925E-6	925E-6	956E-6	995E-6
16	956E-6	925E-6	925E-6	9E-6	9E-6	879E-6	879E-6	879E-6	9E-6	9E-6	925E-6	925E-6	956E-6
17	925E-6	925E-6	9E-6	879E-6	879E-6	864E-6	864E-6	864E-6	879E-6	879E-6	9E-6	925E-6	956E-6
18	925E-6	9E-6	879E-6	879E-6	864E-6	852E-6	852E-6	852E-6	864E-6	879E-6	879E-6	9E-6	925E-6
19	9E-6	879E-6	879E-6	864E-6	852E-6	844E-6	844E-6	844E-6	852E-6	879E-6	879E-6	9E-6	925E-6
20	9E-6	879E-6	864E-6	852E-6	844E-6	844E-6	839E-6	844E-6	844E-6	852E-6	864E-6	879E-6	9E-6
21	9E-6	879E-6	864E-6	852E-6	844E-6	844E-6	839E-6	839E-6	844E-6	852E-6	864E-6	879E-6	9E-6
22	9E-6	879E-6	864E-6	852E-6	844E-6	844E-6	839E-6	839E-6	844E-6	852E-6	864E-6	879E-6	9E-6
23	9E-6	879E-6	864E-6	852E-6	844E-6	844E-6	839E-6	844E-6	844E-6	852E-6	864E-6	879E-6	9E-6
24	925E-6	9E-6	879E-6	879E-6	864E-6	852E-6	852E-6	844E-6	852E-6	864E-6	879E-6	9E-6	925E-6
25	925E-6	925E-6	9E-6	879E-6	864E-6	852E-6	852E-6	844E-6	852E-6	864E-6	879E-6	9E-6	925E-6
26	956E-6	925E-6	925E-6	9E-6	9E-6	879E-6	879E-6	879E-6	9E-6	9E-6	925E-6	925E-6	956E-6
27	995E-6	956E-6	925E-6	925E-6	9E-6	9E-6	9E-6	9E-6	9E-6	925E-6	925E-6	956E-6	995E-6
28	995E-6	995E-6	956E-6	956E-6	925E-6	925E-6	925E-6	925E-6	925E-6	956E-6	956E-6	995E-6	995E-6
29	104E-5	104E-5	995E-6	995E-6	956E-6	956E-6	956E-6	956E-6	956E-6	995E-6	995E-6	104E-5	104E-5
30	11E-5	104E-5	104E-5	104E-5	995E-6	995E-6	995E-6	995E-6	995E-6	104E-5	104E-5	104E-5	11E-5
31	118E-5	11E-5	11E-5	11E-5	104E-5	104E-5	104E-5	104E-5	104E-5	11E-5	11E-5	11E-5	118E-5
32	128E-5	118E-5	118E-5	11E-5	11E-5	11E-5	11E-5	11E-5	11E-5	11E-5	118E-5	118E-5	128E-5
33	142E-5	128E-5	128E-5	118E-5	118E-5	118E-5	118E-5	118E-5	118E-5	118E-5	128E-5	128E-5	142E-5
34	142E-5	142E-5	142E-5	128E-5	128E-5	128E-5	128E-5	128E-5	128E-5	128E-5	142E-5	142E-5	142E-5
35	161E-5	161E-5	161E-5	142E-5	142E-5	142E-5	142E-5	142E-5	142E-5	142E-5	161E-5	161E-5	161E-5
36	189E-5	189E-5	189E-5	161E-5	161E-5	161E-5	161E-5	161E-5	161E-5	161E-5	189E-5	189E-5	189E-5
37	236E-5	236E-5	236E-5	189E-5	189E-5	189E-5	189E-5	189E-5	189E-5	189E-5	236E-5	236E-5	236E-5

Figura A2. Valores del campo magnético de acuerdo a la posición de celdas.

Apéndice III

Características de los capacitores empleados en la construcción de los prototipos.
 Capacitores no magnéticos fabricados por American Technical Ceramics.
 Serie ATC100.



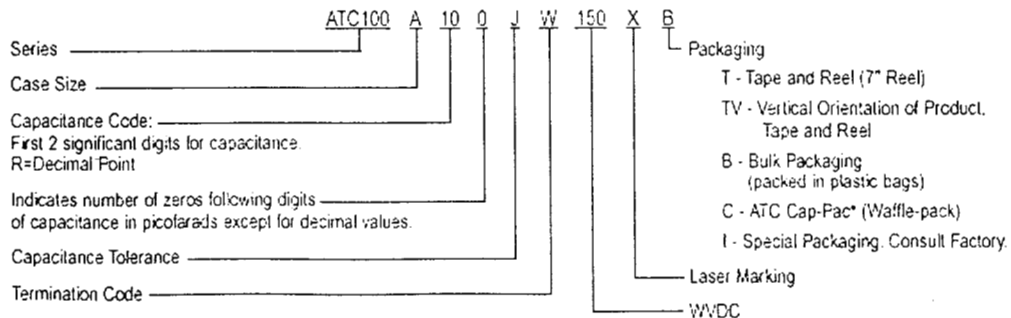
Valores disponibles:

CAP. CODE	CAP. (pF)	TOL.	RATED WVDC	CAP. CODE	CAP. (pF)	TOL.	RATED WVDC	CAP. CODE	CAP. (pF)	TOL.	RATED WVDC
0R1	0.1	B	150	2R2	2.2	B, C, D	150	160	16	F, G, J, K, M	150
0R2	0.2	B, C		2R4	2.4			180	18		
0R3	0.3			2R7	2.7			200	20		
0R4	0.4	B, C, D		3R0	3.0			220	22		
0R5	0.5			3R3	3.3			240	24		
0R6	0.6			3R6	3.6			270	27		
0R7	0.7			3R9	3.9			300	30		
0R8	0.8			4R3	4.3			350	33		
0R9	0.9			4R7	4.7			360	36		
1R0	1.0			5R1	5.1			390	39		
1R1	1.1		5R6	5.6	430	43					
1R2	1.2		6R2	6.2	470	47					
1R3	1.3		B, C, J, K, M	6R8	6.8	510	51				
1R4	1.4	7R5		7.5	560	56					
1R5	1.5	8R2		8.2	620	62					
1R6	1.6	9R1		9.1	680	68					
1R7	1.7	100		10	750	75					
1R8	1.8	110		11	820	82					
1R9	1.9	120		12	910	91					
2R0	2.0	130		13	101	100					
2R1	2.1	150		15							

SPECIAL VALUES, TOLERANCES, HIGHER WVDC AND MATCHING AVAILABLE. PLEASE CONSULT FACTORY.
 VRMS = 0.707 X WVDC

Code	B	C	D	F	G	J	K	M
Tol.	±0.1 pF	±0.25 pF	±0.5 pF	±1%	±2%	±5%	±10%	±20%

ATC PART NUMBER CODE



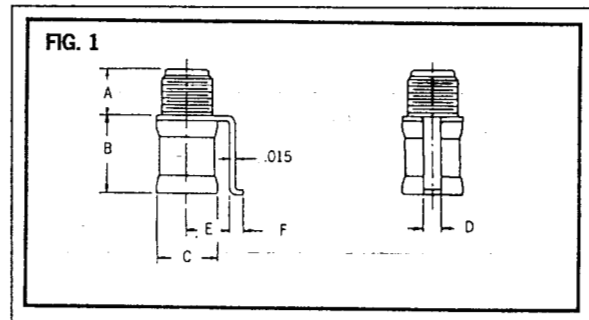
Dimensiones:

ATC 100 A Non-Magnetic Capacitors: Mechanical Configurations

ATC SERIES & CASE SIZE	ATC TERM. CODE	MIL-C-55681	CASE SIZE & TYPE	OUTLINES W/T IS A TERMINATION SURFACE	BODY DIMENSIONS Inches (mm)			LEAD AND TERMINATION DIMENSIONS AND MATERIALS	
					LENGTH (L)	WIDTH (W)	THICKNESS (T)	OVERLAP (Y)	MATERIALS
100A	*WN	Meets Requirements	A Non-Mag Solder Plate		.055 +0.035 - .010 (1.4 +0.89 - 0.25)	.055 ± .015 (1.4 ± 0.38)	.057 (1.45) max. 0.57 (1.45) max.	.010 +0.010 - .005 (0.25 +0.25 - 0.13)	NON-MAGNETIC Copper barrier, solder plated. Rugged, high performance termination for lower cost, high volume, tape & reel applications.
100A	PN	Meets Requirements	A Non-Mag Pellet		.055 +0.035 - .010 (1.4 +0.89 - 0.25)	.055 ± .015 (1.4 ± 0.38)	.057 (1.45) max.	.010 +0.010 - .005 (0.25 +0.25 - 0.13)	NON-MAGNETIC Copper barrier, solder plated with the addition of hot solder dip process. Solder melting temperature is 355°F, 179°C.
100A	CN	Meets Requirements	A Non-Mag Chip		.055 +0.025 - .010 (1.4 +0.64 - 0.25)	.055 ± .015 (1.4 ± 0.38)	.057 (1.45) max.	.010 +0.010 - .005 (0.25 +0.25 - 0.13)	NON-MAGNETIC PALLADIUM SILVER TERMINATIONS

Trimmer no magnético fabricado por Voltronics corporation.

Características:



Part Number	Capacitance (pF)		Q (Min) 100 MHz.	DC Working Voltage	DC Withstanding Voltage	Fig.	*A" Dim.	*B" Dim.	*C" Dim.	*D" Dim.	*E" Dim.	*F" Dim.	*G" Dim.
	From Below	To Above					± .016	± .016	± .016	± .016	± .016	± .016	± .016
NMAF30*	1.5	30	2000	250	500	4	0.19	0.29	0.30	0.031	0.062	0.22	0.12
NMAJ30	1.5	30	2000	250	500	2	0.19	0.31	0.30	0.250	0.140	0.16	—
NMAM30*	1.5	30	2000	250	500	1	0.19	0.29	0.30	0.067	0.200	0.045	—
NMAP30	1.5	30	2000	250	500	5	0.19	0.31	0.30	0.031	0.280	0.22	0.31
NMAT30*	1.5	30	2000	250	500	6	0.20	0.28	0.30	0.090	—	—	0.13

Referencias

- [1.1] P. Mansfield y P. K. Grannel. "Diffraction's in solids ?". J. Phys. C:Solid State Phys. 6 (1973), L422.
- [1.2] Stahlberg, F., *et. al.*, *Acta Radiologica*, 33, 179, 1992
- [1.3] Berlanga, E., *et. al.*, *Rev. San. Mil. Mex.*, 42, 3, 1988.
- [1.4] Haacke, E. M., Brown, R. W., Thompson, M. R., Venkatesan, R., "Magnetic Resonance Imaging: Principles and Sequence Design", Wiley-Liss, New York, 1999.
- [1.5] Mansfield, P., Grannell, P. K., *J. Phys. C: Solid State Phys.*, 6, L422, 1973
- [1.6] Liang, Z. P., Lauterbur, P. C., Principles of Magnetic Resonance Imaging: A signal porcessing perspective, IEEE Press, New York, 2000.
- [1.7] Rodríguez, A., *et. al.*, *MAG*MA*, IV, Supp., 254, 1996.
- [1.8] Mohiaddin, R. H., *et. al.*, *Circulation*, 88, 264, 1993.
- [1.9] Stahlberg, F., *et. al.*, *Acta Radiologica*, 33, 179, 1992
- [1.10] Debatin, J. F., *et. al.*, *J. Magn. Reson.*, 5, 656, 1995.
- [1.11] Carpenter TA, Williams EJ, Wolfson." *from basic knowledge to advanced strategies: hardware*". Centre, School of Clinical Medicine, University of Cambridge, Box 65, Addenbrooke's Hospital, Hills Road, Cambridge CB2 2QQ, UK.
- [1.12] Bloch F. "Nuclear Induction" Phys. Rev. 70 (1946), 460.
- [1.13] E. M. Purcell, H. C. Torrey & R. V. Pound. "Resonance absorpci3n by nuclear magnetic moments in solid". Phys. Rev. 69 (1946), 37.
- [1.14] P. C. Lauterbur. "Image formation by induced local interactions: examples employing nuclear magnetic resonance". Nature, 242 (1973), 190.
- [1.15] W. T. Sobol, "Dedicated Coils in Magnetic Resoance Imaging". Reviews of Magnetic Resonance in Medicine, Vol. 1, 2(1986), 181.