



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

**ANTENA SUPERFICIAL PERES
CON
ENVOLVENTE CIRCULAR PARA IRM**

TESIS QUE PRESENTA

ING. SERGIO ENRIQUE SOLÍS NÁJERA

Para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS (INGENIERÍA BIOMÉDICA)

ASESOR DE TESIS: Dr. ALFREDO O. RODRÍGUEZ GONZÁLEZ



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA

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

**ANTENA SUPERFICIAL PERES
CON
ENVOLVENTE CIRCULAR PARA IRM**

TESIS QUE PRESENTA

ING. SERGIO ENRIQUE SOLÍS NÁJERA

Para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS (INGENIERÍA BIOMÉDICA)

ASESOR DE TESIS: Dr. ALFREDO O. RODRÍGUEZ GONZÁLEZ

J. Arviz
Alfredo Rodríguez
Talro R. Peres A

AGRADECIMIENTOS

A mis Padres y Hermanos por la confianza que siempre me tuvieron y el amor que siempre me demostraron.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo otorgado para realizar mis estudios en el posgrado en Ingeniería Biomédica.

A mis amigos Marcos, Oscar, Enrique y Luis por su apoyo incondicional y por todas las aventuras que hemos compartido y por todos estos años de amistad.

A mis amigos Carlita, Gabriel, Luis Robert, Graciela, Alfonso, Paola, Oswaldo, Víctor, Paola y Brenda por haberme brindado su confianza, su amistad y sobre todo por haber compartido muchos momentos de alegría y entusiasmo.

A mis compañeros de posgrado Ana, Erick, Musel, Carlos, Renata y Rafael que a pesar de que nos conocimos muy poco tiempo, pasamos ratos agradables durante mis estudios en la UAM-I.

Al Dr. Alfredo O. Rodríguez González por guiarme durante la realización de mi tesis además de mostrarnos el mundo de una manera diferente a lo que lo haría cualquier otro profesor, y sobre todo por ser un amigo.

A Mitzi por apoyarme en todos mis planes y por compartir mis sueños y esperanzas.

ÍNDICE	PÁGINA
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	
CAPÍTULO 2 PRINCIPIOS DE LA IMAGENOLOGIA POR RESONANCIA MAGNÉTICA	
2.1 Introducción	3
2.2 Resonancia Magnética	3
2.2.1 Espines Nucleares	3
2.2.2 Voxel de Magnetización	4
2.2.3 Excitación RF del voxel de magnetización	7
2.2.4 Medición de un voxel de magnetización: el FID	8
2.3 Fenómeno de Relajación	9
2.3.1 Mecanismos de Relajación.	9
2.3.2 Campo Magnético no uniforme: Espín-Eco	10
2.3.3 Codificación de Posición por Gradiente de Campo: Imagen Unidimensional	12
2.3.4 Codificando en más de una dimensión.	14
2.4 Espacio k	16
2.5 Muestreo Bidimensional de una señal	17
2.6 Secuencias Estándares para la formación de imágenes	19
2.6.1 Secuencia Básica Espín Eco	19
2.6.2 Secuencia Saturación Recuperación	20
2.6.3 Secuencia Inversión Recuperación	20
2.6.4 Secuencia Básica Gradiente Eco	21
2.7 Secuencias Rápidas SENSE y EPI	22
2.7.1 Imagenología Eco Planar (EPI)	22
2.7.2 Secuencia SESNE (Sensitivity Encoding)	22
CAPÍTULO 3 DESCRIPCIÓN DE UN SISTEMA CLÍNICO DE IRM	
3.1 Introducción	25
3.2 Componentes del Sistema de IMN	26
3.2.1 Imán	26
3.2.2 Clases de imanes	26
3.3 Bobinas Compensadoras	27
3.4 Gradientes	28
3.5 Sistema de Radio Frecuencia	28
3.6 Ejemplo de un sistema de Imagenología por Resonancia Magnética clínico	30
CAPÍTULO 4 ANTENAS SUPERFICIALES DE RADIO FRECUENCIA	
4.1 Introducción	33
4.2 Cociente Señal a Ruido	34
4.3 Parámetros de las Antenas RF	35
4.4 Tipos de Antenas de Radio Frecuencia	37
4.4.1 Antena de Espira Simple	38

4.4.2 Solenoide	39
4.4.3 Arreglos en Fase.	39
4.4.4 Antena en Cuadratura (Polarización Circular).	40
4.4.5 Antena Intestinal Intraluminal	41
4.4.6 Antena PERES (Petal Resonador Surface Coil).	42
4.4.7 Antena Elipse Cruzada Plegable (Folded Crossed-Ellipse Coil)	42
4.4.8 Configuración de la antena Jaula de Pájaro	43
4.4.9 Antena de Helmholtz	43
CAPÍTULO 5 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA ANTENA PERES DE PÉTALOS CIRCULARES Y PÉTALOS ELÍPTICOS	
5.1 Introducción	45
5.2 Diseño y Construcción de la antena PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos	46
5.3 Construcción de las antenas PERES de pétalos circulares y elípticos	48
5.4 Caracterización de las Antenas	49
CAPÍTULO 6 SIMULACIÓN DE CIRCUITOS EQUIVALENTES DE LAS ANTENAS SUPERFICIALES RF	
6.1 Introducción	53
6.2 Método utilizado en la simulación de circuitos equivalentes a antenas RF	53
6.3 Comparación Espectral	54
6.4 Análisis de datos	56
CAPÍTULO 7 RESULTADOS	
7.1 Introducción	61
7.2 Antena PERES de pétalos circulares a 1.5 T y a 3 T	61
7.3 Antena PERES de pétalos elípticos a 3 T	62
CAPÍTULO 8 CONCLUSIONES	
REFERENCIAS	65
APÉNDICE	
Apéndice 1	67
Apéndice 2	68
Apéndice 3	69
Apéndice 4	68
Apéndice 5	75
Apéndice 6	76
Apéndice 7	77
Apéndice 8	78

RESUMEN

Se desarrollaron dos antenas superficiales de RF para intensidades de campo de 3 T, 7 T y 9 T. Las antenas se llaman antenas PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos, siendo una modificación de su predecesora la antena PERES. El objetivo es mejorar la uniformidad del campo magnético de la antena que nos permita obtener imágenes de mejor calidad para su uso clínico.

Una antena RF puede representarse por medio de un circuito RLC equivalente. El circuito equivalente de la antena RF es simulado para obtener los parámetros de desempeño de la antena RF; el programa utilizado para realizar la simulación es el SPICE OPUS. La simulación del circuito equivalente proporciona el espectro simulado que es comparado contra el espectro experimental obtenido de la antena PERES de 8 pétalos circulares. La comparación realizada entre los espectros experimentales y los espectros simulados muestra la gran similitud que existe entre los coeficientes espectrales.

Los datos obtenidos del circuito equivalente de la antena PERES de 8 pétalos circulares fueron computados y graficados para intensidades de campo de 3 T, 7 T y 9 T. A los datos obtenidos se les hizo una regresión lineal obteniendo las gráficas del factor de calidad contra la inductancia y la gráfica del factor de calidad contra la resistencia. Las gráficas obtenidas pueden proveernos de los valores óptimos para el desarrollo de una antena RF para intensidades de campo mayores a 3 T.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

El desarrollo de la Teoría Nuclear se inició a principios de la década del 1900, cuando los científicos comenzaron a desarrollar teorías acerca de la estructura de los átomos y de la naturaleza de la luz visible y de la luz ultravioleta. Se descubrió que la Resonancia Magnética estaba relacionada con las propiedades magnéticas del núcleo de un átomo y que se trataba de un fenómeno en el cual los núcleos atómicos absorben y emiten ondas de radio cuando son sometidos a un campo magnético fuerte. Estas propiedades fueron demostradas teóricamente por primera vez en 1924 por el físico austriaco Wolfgang Pauli (1900-1958) [1.1].

La Imagenología Por Resonancia Magnética Nuclear (IRM) usa un campo magnético y la resonancia natural de los átomos para obtener una imagen del tejido humano. Este fenómeno fue descubierto por Felix Bloch [1.2] y Edward M. Purcell [1.3]. En 1950 Hahn descubre el fenómeno espín-eco, que es parte fundamental en la captura de la señal. El número de técnicas de la Imagenología por RMN ha florecido desde los trabajos pioneros de Lauterbur [1.4] y Mansfield (ganadores del premio Nobel en medicina y fisiología 2003 por sus descubrimientos y aportaciones en Imagenología por Resonancia Magnética), Grannel [1.5] y Damadian [1.6].

Los médicos utilizan los equipos modernos de Resonancia Magnética para obtener imágenes de los tejidos de los pacientes. Para llevar a cabo una exploración por Resonancia Magnética, el paciente, acostado en una camilla, es introducido en un dispositivo que genera un campo magnético constante (imán). El sistema de IRM cuenta con dispositivos (antenas) que emiten ondas de radio frecuencia (RF), que producen la resonancia de ciertos átomos del paciente. Cuando se interrumpe la señal de radio, los átomos siguen resonando durante un tiempo breve. Finalmente los átomos resonantes vuelven a su estado natural de reposo. Este fenómeno transcurre lentamente liberando la energía de RF, que son captadas por una antena y analizadas por una computadora que las convierten en una imagen.

Una imagen está formada por un conjunto de píxeles, cada uno de un valor directamente relacionado con la intensidad de la señal del área que representa. Esta intensidad en general dependerá de los parámetros intrínsecos tales como la densidad de espines, tiempos de relajación T_1 y T_2 , movimientos moleculares, efectos de susceptibilidad y corrimientos químicos (Definidos en el Capítulo 2).

La Resonancia Magnética se emplea en la actualidad para una gran variedad de aplicaciones. Uno de sus principales usos es la obtención de imágenes del corazón, del cerebro humano y de otras estructuras. Otro uso de la Resonancia Magnética que se encuentra en desarrollo es el rastreo de componentes químicos en el cuerpo humano.

Este trabajo de tesis ha sido enfocado al desarrollo de una antena superficial de recepción. Se diseñaron 4 antenas de RF, una antena en arreglo de fase, dos antenas PERES de 8 pétalos circulares a 1.5T y a 3T y una antena PERES de 8 pétalos elípticos. Se realizó la simulación del circuito equivalente de la antena PERES de 8 pétalos a 1.5 T, 3T, 7T y 9T. Los espectros obtenidos por la simulación a 1.5T y a 3 T, fueron comparados contra los espectros experimentales obtenidos de las antenas prototipo. Los datos obtenidos de la simulación de todos los circuitos equivalentes fueron analizados en el programa SCILAB.

El presente trabajo de tesis, cuenta con siete capítulos: el primer capítulo da una introducción general a la Imagenología por Resonancia Magnética. El segundo capítulo presenta los principios de la Imagenología por Resonancia Magnética, qué es y como se excita y se mide un voxel de magnetización; también se habla del fenómeno de relajación y de la codificación del gradiente de campo. El tercer capítulo trata la descripción del sistema de Resonancia Magnética y de sus componentes. El cuarto capítulo habla de las antenas de RF, donde se ven diversos tipos e innovaciones de antenas de RF. El quinto capítulo se enfoca al diseño y construcción de la antena PERES de pétalos circulares y elípticos. El sexto capítulo trata de la simulación de los circuitos equivalentes de las antenas RF utilizando el software SPICE OPUS. Finalmente en el séptimo capítulo se ven las conclusiones del trabajo realizado con las antenas superficiales de RF.

CAPÍTULO 2

PRINCIPIOS DE LA IMAGENOLOGIA POR RESONANCIA MAGNÉTICA (IRM)

2.1 Introducción

La Imagenología por Resonancia Magnética (IRM) se basa en las diferencias de contraste que producen los núcleos atómicos ante campos magnéticos muy intensos. En la resonancia magnética, la frecuencia a la que los protones (que son los núcleos utilizados en IRM) absorben y emiten está determinada por la magnitud del campo magnético al que están sometidos. Todas las aplicaciones de resonancia magnética se basan en la manipulación de la magnetización neta (**M**) de un tejido biológico o de cualquier material apropiado, en donde la manera más sencilla de producir tal manipulación es mediante la aplicación de un pulso de radiofrecuencia (RF). Si una muestra se coloca en un campo magnético y se sujeta a la radiación de la radiofrecuencia (RF), en la frecuencia apropiada, los núcleos en la muestra pueden absorber la energía. La frecuencia de la radiación necesaria para la absorción de la energía depende de tres cosas: del tipo de núcleo (por ejemplo ^1H o ^{13}C), del ambiente químico del núcleo, y la homogeneidad del campo magnético.

2.2 Resonancia Magnética

Podemos definir la resonancia como la transferencia de energía entre dos sistemas que oscilan a la misma frecuencia. Este fenómeno oscilatorio puede representarse por una senoide con una amplitud y una frecuencia propia.

2.2.1 Espines Nucleares

Cualquier núcleo que esté cargado y se mueva tiene un momento magnético y produce un campo magnético. Por lo tanto, un núcleo que está girando (a menudo llamado espín nuclear) actúa como imán orientado a lo largo del eje de rotación (Figura 2.1b). Cualquier sistema de espines que posea un momento angular, un momento magnético μ , que esté colocado en un campo magnético \mathbf{B}_0 en dirección de z , es capaz de alinearse en dirección al campo, es decir el momento magnético del núcleo tiende a alinearse en dirección del campo estático de manera paralela o antiparalela. La posición paralela es la más común, debido a que se requiere de menos energía para poner un núcleo en esa dirección, por lo que hay un número ligeramente mayor de núcleos alineados en el sentido del campo magnético. En estado de equilibrio esta diferencia es fija, independientemente de la intensidad del campo. Entre las posiciones de los núcleos alineados en forma paralela y antiparalela existe una diferencia de energía. Esta diferencia de

energía se utiliza para detectar la señal de resonancia magnética. Los núcleos atómicos útiles para IRM tienen dos características que son fundamentales para la ocurrencia de los fenómenos de la resonancia magnética:

- un momento angular intrínstico o espín, $\mathbf{I}\hbar$ y
- un momento magnético permanente, $\boldsymbol{\mu} = \gamma \mathbf{I}\hbar$

Donde \mathbf{I} es el operador nuclear espín (momento angular), \hbar es la constante de Planck y γ es llamado el radio giromagnético.

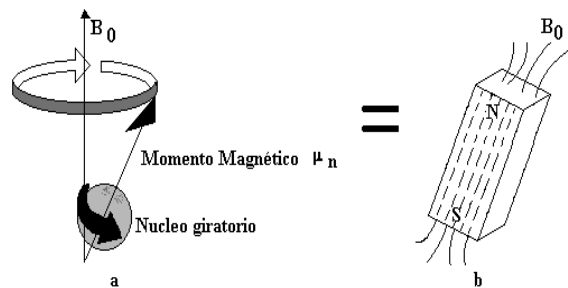


Figura 2.1 a) Torque producido por el campo magnético,
b) el núcleo girando se representa como un imán.

El campo magnético \mathbf{B}_0 (Figura 2.1a) produce un torque, $\boldsymbol{\mu} \times \mathbf{B}_0$, en el momento magnético del dipolo del núcleo. Este torque, comienza normal al momento angular del vector, cambiando continuamente la dirección de giro y haciendo que el momento nuclear $\boldsymbol{\mu}$ *precese*¹ alrededor de \mathbf{B}_0 [2.1]. Usando las definiciones anteriores, el resultado puede escribirse como:

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{\mu} = -\gamma\mathbf{B}_0 \times \boldsymbol{\mu} \quad (2.1)$$

y significa que el componente del momento magnético nuclear $\boldsymbol{\mu}$ perpendicular al campo magnético \mathbf{B}_0 rota alrededor de él, con una frecuencia angular:

$$\omega_0 = \gamma B_0 \quad (2.2)$$

llamada frecuencia nuclear de *Larmor* o frecuencia de resonancia.

2.2.2 Voxel de Magnetización

El termino voxel se usa para referirse a un volumen elemental de tejido, idealmente homogéneo en composición, cuyo densidad de magnetización del protón puede ser representada

¹ Existe una analogía de la vida diaria que se usa normalmente para explicar el fenómeno de precesión: el movimiento de un trompo. Un trompo, además de girar alrededor de su propio eje, muchas veces tiene un movimiento oscilante del mismo eje de rotación. Este movimiento se denomina en física "movimiento de precesión".

por el brillo del píxel en la imagen. En este volumen se encuentran momentos magnéticos nucleares, debido a que se compone de una gran cantidad de moléculas que contiene algunos núcleos de hidrógeno, cada uno con momento magnético μ , cuya suma de momentos entre unidad de volumen se define como magnetización (\mathbf{M}). Si el campo magnético no está presente, el momento magnético puede ser orientado aleatoriamente y la magnetización neta es

$$\mathbf{M} = \sum \mu = 0.$$

Con la presencia de un campo magnético \mathbf{B}_0 , los momentos magnéticos μ de los espines, toman una de las dos posibles orientaciones (paralelamente y antiparalelamente) con respecto al eje z en un tiempo dado. Debido a estas dos orientaciones y a la presencia del campo magnético \mathbf{B}_0 , se tiene una diferencia de energía que genera un vector de magnetización \mathbf{M} para el sistema de espines, el cual está compuesto por dos componentes: uno sobre el eje z y otro sobre el plano xy . La componente sobre el eje z se denomina vector de *magnetización longitudinal* (\mathbf{M}_L) y la componente sobre el plano xy se le llama vector de *magnetización transversal* (\mathbf{M}_T). Debido a la agitación térmica a temperatura T se tiene una pequeña diferencia de energía del orden de $\mu B_0/kT$. Esto da lugar a una *magnetización longitudinal*:

$$\mathbf{M}_L = \mathbf{M}_0 = N \mu \cdot \mu B_0 / \kappa T \quad (2.3)$$

Dónde κ es la constante de Boltzman (1.38×10^{-23} J/K) y N es el número total de espines. La componente transversal de cada momento en el equilibrio térmico está rotando alrededor de \mathbf{B}_0 con la misma frecuencia ω , pero con fases aleatorias por lo que se tiene una *magnetización transversal* ($\mathbf{M}_T=0$) (Figura 2.2).

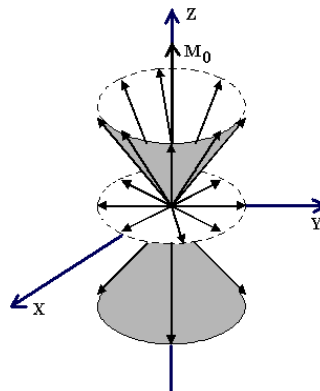


Figura 2.2 Orientación y precesión de los espines nucleares en equilibrio térmico.

El sistema nuclear de espines puede ser excitado (con un pulso de RF adecuado), cambiando los valores de \mathbf{M}_T y \mathbf{M}_L . En este caso se observa generalmente que \mathbf{M}_T y \mathbf{M}_L regresan exponencialmente a sus valores de equilibrio térmico con tiempo característico T_1 y T_2 constantes,

conocidos como *tiempo de relajación longitudinal* (Figura 2.3a) y *transversal* respectivamente (Figura 2.3b) [2.2].

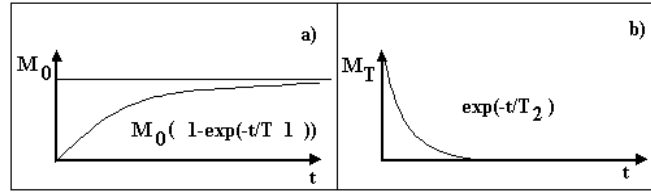


Figura 2.3 Relajación de los componentes a) longitudinal y b) transversal.

Si existe una componente transversal del voxel de magnetización, rotará con la frecuencia de Larmor ω_0 , como se muestra en la Figura 2.4.

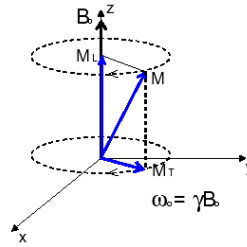


Figura 2.4 Rotación del componente transversal.

con $\mathbf{M} = \mathbf{M}_T + \mathbf{M}_L$, el comportamiento general del vector de magnetización del píxel total es descrito por la siguiente ecuación vectorial, dada por Felix Bloch [1.2]:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{M} = \gamma \mathbf{M} \times \mathbf{B} - \frac{\mathbf{M}_T}{T_2} - \frac{(\mathbf{M}_L - \mathbf{M}_0)}{T_1} \quad (2.4)$$

En el contexto de IRM, la ecuación de Bloch toma la siguiente forma general:

$$\frac{d\mathbf{M}}{dt} = \gamma \mathbf{M} \times \mathbf{B} - \frac{M_x \mathbf{i} + M_y \mathbf{j}}{T_2} - \frac{(M_z + M_z^0) \mathbf{k}}{T_1} \quad (2.5)$$

donde \mathbf{M}_z^0 es el valor de equilibrio térmico, en la sola presencia de \mathbf{B}_0 . Ya que solo estamos interesados en la conducta de $\ddot{\mathbf{M}}$ durante el periodo de excitación RF quitamos los dos últimos términos de la ecuación (ecuación 2.5):

$$\frac{d\mathbf{M}}{dt} = \gamma \mathbf{M} \times \mathbf{B} \quad (2.6)$$

La siguiente ecuación expresa el comportamiento del sistema de referencia:

$$\frac{\partial \mathbf{M}_{\text{ref}}}{\partial t} = \gamma \mathbf{M}_{\text{ref}} \times \mathbf{B}_{\text{ref}} - \omega \times \mathbf{M}_{\text{ref}} = \gamma \mathbf{M}_{\text{ref}} \times \left(\mathbf{B}_{\text{ref}} + \frac{\omega}{\gamma} \right) \quad (2.7)$$

la ecuación (2.7) la podemos describir como:

$$\frac{\partial \mathbf{M}_{\text{ref}}}{\partial t} = \gamma \mathbf{M}_{\text{ref}} \times \mathbf{B}_{\text{efft}} \quad (2.8)$$

donde

$$\mathbf{B}_{\text{efft}} = \mathbf{B}_{\text{ref}} + \frac{\omega}{\gamma} \quad (2.9)$$

es el campo magnético efectivo que el vector de magnetización de volumen experimenta en el sistema de referencia. El segundo termino en la ecuación (2.9) representa el componente del campo ficticio de \mathbf{M}_{ref} . Para ver esto mas claramente, supongamos que $\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 \mathbf{k}$ y $\omega = -\gamma \mathbf{B}_0 \mathbf{k}$.

$$\mathbf{B}_{\text{efft}} = \mathbf{B}_{\text{ref}} - \frac{\gamma \mathbf{B}_0 \mathbf{k}}{\gamma} = \mathbf{B}_0 \mathbf{k} - \mathbf{B}_0 \mathbf{k} = 0 \quad (2.10)$$

por lo tanto, el campo longitudinal desaparece y \mathbf{M}_{ref} aparece estando estacionario en el sistema de referencia. Siguiendo el mismo análisis, la ecuación general de Bloch puede ser expresada en el sistema de referencia como:

$$\frac{\partial \mathbf{M}_{\text{rot}}}{\partial t} = \gamma \mathbf{M}_{\text{rot}} \times \mathbf{B}_{\text{efft}} - \frac{\mathbf{M}_x \mathbf{i}' + \mathbf{M}_y \mathbf{j}'}{T_2} - \frac{(\mathbf{M}_z + \mathbf{M}_z^0) \mathbf{k}'}{T_1} \quad (2.11)$$

2.2.3 Excitación RF del voxel de magnetización

Cuando un campo magnético de RF es aplicado (\mathbf{B}_1), ocurre la excitación de resonancia que tiene aproximadamente la misma frecuencia de la precesión del momento nuclear en el campo fijo \mathbf{B}_0 . Un generador de RF, capaz de liberar pulsos cortos de longitud τ , es conectado a una antena donde un campo magnético oscilante normal a \mathbf{B}_0 es producido y aplicado sobre el núcleo, permitiendo que la frecuencia del campo oscilante sea igual a la frecuencia de Larmor y su amplitud sea de $2\mathbf{B}_1$. Esto puede ser considerado como la superposición de dos campos polarizados circulando en dirección a las manecillas del reloj en un plano perpendicular a \mathbf{B}_0 , cada uno con amplitud \mathbf{B}_1 (Figura 2.5).

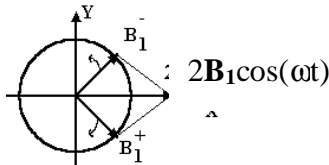


Figura 2.5 Superposición de dos campos polarizados circulando en dirección a las manecillas del reloj en un plano perpendicular.

Para el momento nuclear precesando en ω_0 , uno de los campos rotatorios puede verse estacionario, mientras el otro puede estar cambiando de dirección con una velocidad demasiado rápida. En este campo rotatorio, el momento individual nuclear μ_i , tiene un ángulo fijo al campo

\mathbf{B}_1 (Figura 2.6a). Por lo tanto el momento nuclear precesará alrededor del campo \mathbf{B}_1 , con una frecuencia:

$$\omega_1 = \gamma \mathbf{B}_1 \quad (2.12)$$

Ahora, el total de magnetización del voxel será $\mathbf{M} = \sum \boldsymbol{\mu}_i$, y precesará alrededor de \mathbf{B}_1 con la misma frecuencia angular ω_1 (Figura 2.6b).

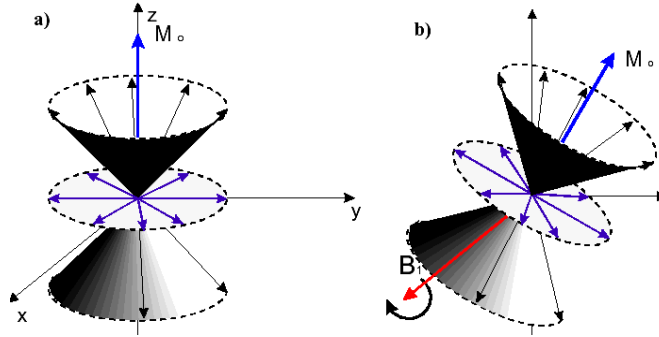


Figura 2.6 a) Campo rotatorio con momento nuclear y ángulo fijo, b) precesión del voxel de magnetización alrededor de \mathbf{B}_1 .

Si el pulso de RF dura τ segundos, entonces al final del pulso, la magnetización \mathbf{M}_0 , inicialmente a lo largo de \mathbf{B}_0 , habrá rotado alrededor de \mathbf{B}_1 un ángulo de:

$$\theta = \omega_1 \tau = \gamma \mathbf{B}_1 \tau \quad (2.13)$$

si la magnetización transversal (obtenida a partir de las ecuaciones de Bloch) esta dada por:

$$\mathbf{M}_T = \mathbf{M}_0 \text{ sen } \theta \quad (2.14)$$

al sustituir θ en la ecuación 2.14 tenemos una magnetización transversal diferente de cero, asociada con el incremento de la energía interna del sistema espín nuclear debido a la excitación de RF

2.2.4 Medición de un voxel de magnetización: señal de decaimiento libre inducido o FID (Free Induction Decay)

Después de haber aplicado el pulso RF, una magnetización normal a \mathbf{B}_0 , igual al tamaño que el valor de equilibrio \mathbf{M}_0 está presente en cada excitación del voxel, comenzando la precesión ω_L en el plano transversal. Denotando este valor inicial por $\mathbf{M}_T(0)$ y usando notación compleja para representar un vector un tiempo (t) tenemos:

$$\mathbf{M}_T(t) = \mathbf{M}_0 \exp(i \omega_L t) \exp(-t/T_2) \quad (2.15)$$

Que es una solución a las ecuaciones de Bloch, donde el último factor exponencial representa la relajación y por lo tanto la componente transversal transitoria. Cada voxel de volumen dV puede tener un momento $\mathbf{M}_T(t) dV$ y ser equivalente a un pequeño giro magnético que induce en la

antena receptora una pequeña oscilación (f.e.m.) de frecuencia ω_0 y de amplitud decreciente. Esto es llamado señal de decaimiento libre inducido o FID (Free Induction Decay) cuya amplitud es una medida del voxel de magnetización nuclear y es proporcional a la densidad protónica. La señal de todos los núcleos dentro de la antenna es la suma de todos los voxels individuales. Si todos los núcleos experimentan el mismo campo \mathbf{B}_0 , entonces obtenemos una señal FID de amplitud proporcional al número total de núcleos seleccionados (Figura 2.7).

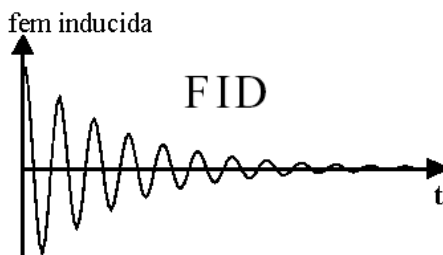


Figura 2.7 Curva de decaimiento libre inducido (FID).

2.3 Fenómeno de Relajación

2.3.1 Mecanismos de Relajación.

El regreso de los protones al estado de equilibrio después de la excitación por el impulso de RF se denomina relajación. El retorno al equilibrio después de una excitación causada por un pulso de RF involucra dos procesos diferentes, que toman lugar al mismo tiempo a través de diferentes velocidades:

- relajación de un componente transversal \mathbf{M}_T , llamada relajación *transversal* o T_2
- relajación del componente longitudinal \mathbf{M}_L , llamada relajación *longitudinal* o T_1

Si se aplica un pulso de RF de 90° ($\pi/2$), la magnetización \mathbf{M} precesará de una forma perpendicular al campo magnético \mathbf{B}_0 . El sistema de espines no está en equilibrio. Después del pulso los protones regresan lentamente a la dirección del campo magnético \mathbf{B}_0 . Al mismo tiempo los protones que permanecen precesando en el plano perpendicular se desfasan debido a que existen variaciones en el campo magnético. Debido a esto la magnetización disminuye y la señal inducida decae a cero. Este decaimiento es exponencial y tiene una constante de tiempo T_2 (*tiempo de relajación transversal*).

Si se aplica un pulso de RF de 180° (π), la magnetización apunta en sentido inverso al campo \mathbf{B}_0 . Después del pulso, los protones tienden a regresar a su orientación original. La magnetización

decrece a cero y luego crece hasta reencontrar su nivel de equilibrio a lo largo del campo principal \mathbf{B}_0 . Este regreso al equilibrio es exponencial y tiene una constante de tiempo T_1 (*tiempo de relajación longitudinal*).

La Figura 2.8 muestra el comportamiento de los momentos nucleares y de las magnetizaciones transversal y longitudinal, después de un pulso de 90° :

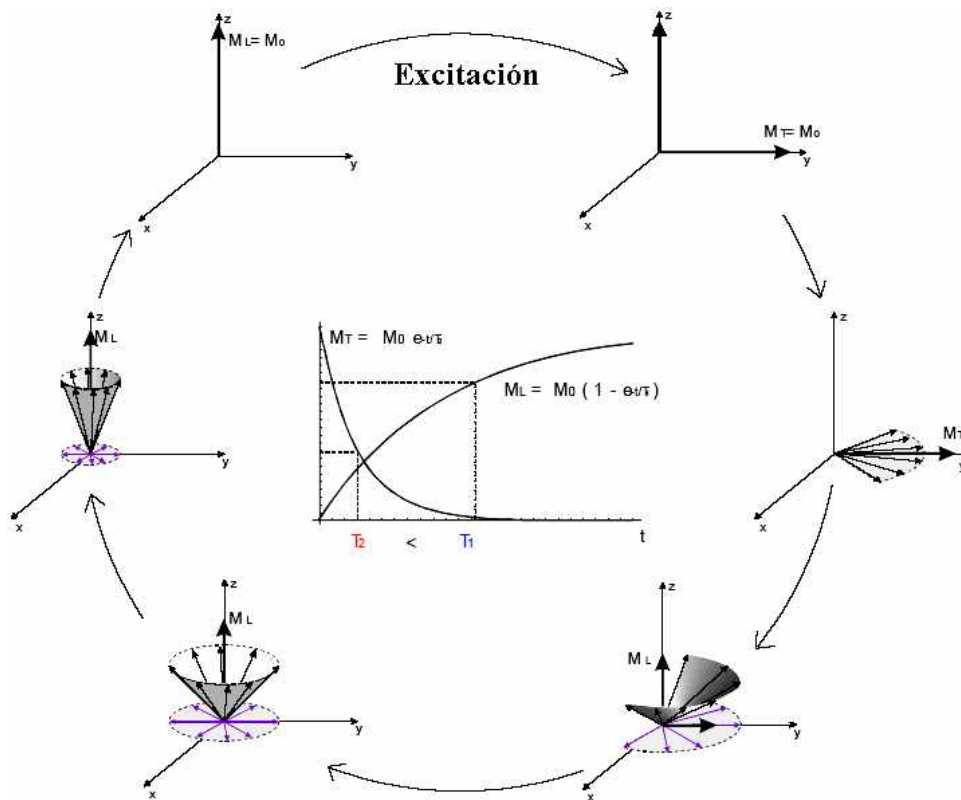


Figura 2.8 Proceso de relajación de los tiempos T_1 y T_2 de manera macroscópica.

2.3.2 Campo Magnético no uniforme: Espín-Eco

Recordando que nuestra señal de interés se representa con la forma de una curva FID. Esta señal desaparece muy rápidamente debido al desfase de los espines de los protones. El decaimiento de la curva depende de la homogeneidad del campo magnético del imán. Dentro de un campo magnético perfectamente homogéneo la curva es igual a T_2 . En la práctica los campos magnéticos contienen inhomogeneidades que producen un desfase más rápido de los espines, de tal manera que la señal observada contiene la información de T_2 más las inhomogeneidades del medio, de tal manera que esta señal se denomina T_2^* . Esto conduce a la observación de un fenómeno conocido como espín-eco (spin echo). Una secuencia $[\pi/2-\tau-\pi]$, compuesta de un pulso de excitación $\pi/2$ seguido por un pulso π en un tiempo τ después, es

aplicado por la antena de RF (Figura 2.9a). La señal que se obtiene de la antena receptora muestra la señal FID seguida de un pulso $\pi/2$, y una señal adicional, que primeramente crece y después decae en el tiempo 2τ , τ segundos después de un pulso π (Figura 2.9b).

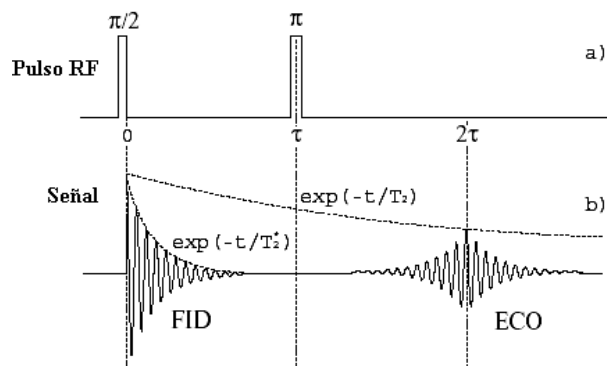


Figura 2.9 Fenómeno Espín-Eco.

El origen del espín eco es explicado por la siguiente secuencia de eventos (Figura 2.10), que muestra la evolución del espín isocromático (grupo de espines con idénticos campos locales) en un sistema de referencia.

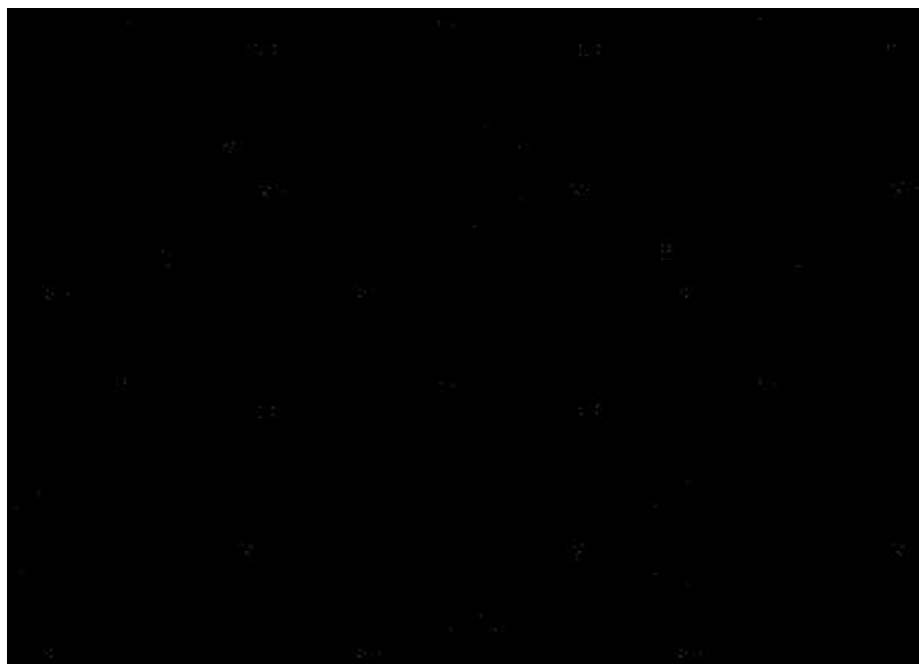


Figura 2.10 Evolución del espín isocromático.

Después del pulso de excitación: los isocromáticos (a) comienzan a precesar ligeramente a diferentes frecuencias dadas por los valores locales del campo externo. En el sistema de referencia, los isocromáticos más lentos pueden ser vistos rotando en sentidos opuestos a los más rápidos. Este es el comienzo del proceso de desfase (b). Los isocromáticos continúan

cambiando de esta manera por un tiempo τ antes de que el pulso de rotación π es aplicado (c). En el tiempo $t=\tau$ cada momento nuclear μ_i es rotado 180° alrededor de \mathbf{B}_1 (d). Ahora la diferencia en la frecuencia de precesión hace al isocromático realizar un movimiento de abanico con la misma velocidad, así que la magnetización transversal es casi completamente reenfocada τ segundos después (e), excepto por una pequeña fracción irreversiblemente perdida por la relajación intrínseca T_2 (Figura 2.9b). Desde este punto, los espines se vuelven a desfasar, desapareciendo la señal eco (f).

2.3.3 Codificación de Posición por Gradiente de Campo: Imagen Unidimensional

En la presencia de un campo magnético, la magnetización macroscópica $\mathbf{M}(\mathbf{r})$ es proporcional a la densidad protónica, $\rho_H(\mathbf{r})$. Esa magnetización genera las señales de RMN que sirven para construir una imagen. La clave está en el procedimiento de lectura de señales de $\ddot{\mathbf{M}}(\ddot{\mathbf{r}})$ en una codificación espacial que está basada en la frecuencia de precesión, dependiente del campo magnético y dada por la ecuación de Larmor (ecuación 2.2). La dependencia espacial del campo magnético la produce el campo estático homogéneo \mathbf{B}_0 (dirección z) más una variación lineal paralela a él, que en este caso es un gradiente (variación del campo magnético a lo largo del eje) de amplitud constante:

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \mathbf{B}_0 + G_x x \quad (2.16)$$

y consecuentemente

$$\omega_0 = \gamma(\mathbf{B}_0 + G_x x) \quad (2.17)$$

la dependencia espacial de ω_0 dada, es usada para mapear espectros de señales. Para entender mejor como se obtiene una imagen supóngase que se tiene tres tubos con diferente volumen de agua, que son colocados en la posición x_1 , x_2 y x_3 donde los campos son respectivamente \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 y \mathbf{B}_3 (Figura 2.11a). Después de excitar con pulsos de RF a la frecuencia de Larmor del hidrógeno, los núcleos comenzaran a precesar a diferentes frecuencias $\omega_1 = \gamma\mathbf{B}_1$, $\omega_2 = \gamma\mathbf{B}_2$ y $\omega_3 = \gamma\mathbf{B}_3$, generando una señal $s(t)$ (Figura 2.11b), donde G_x representa la variación del campo magnético a lo largo del eje x . La señal detectada es fácilmente interpretada usando la transformada de Fourier. La transformada de Fourier de $S(t)$ da una composición espectral, es decir, la señal representa un espectro de frecuencias. En el ejemplo de los tubos de agua se tienen tres tipos de frecuencias ω_1 , ω_2 y ω_3 , cuyas amplitudes son A_1 , A_2 y A_3 , respectivamente, las cuales representan el número de núcleos de hidrógenos de cada tubo (Figura 2.11c). Una vez que se

conoce la relación entre la frecuencia y la posición, se obtiene un espectro que representa una imagen unidimensional.

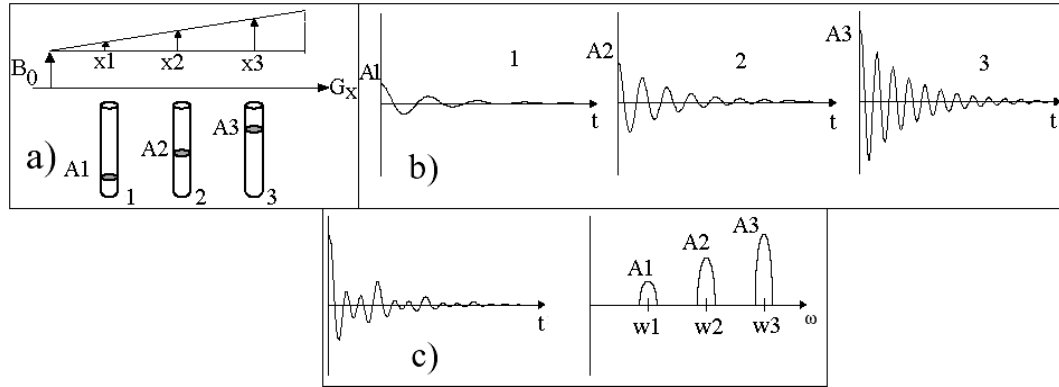


Figura 2.11 a) Tubos con diferente volumen de agua, colocados en la posición x_1 , x_2 y x_3 , b) Señal $S(t)$ generada, c) Frecuencias ω_1 , ω_2 y ω_3 obtenidas con amplitudes A_1 , A_2 y A_3 , que representan el número de núcleos de hidrógenos de cada tubo.

Si en lugar de tres tubos tuviésemos un objeto lineal con una magnetización de equilibrio $\mathbf{M}_0(x)$ (Figura 2.13), entonces, justo después de la excitación, el momento magnético transversal del elemento de volumen dx localizado en x es:

$$dm(x,t) = \mathbf{M}_0(x) e^{i\omega(x)t} e^{-\frac{t}{T_2}} dx \tag{2.18}$$

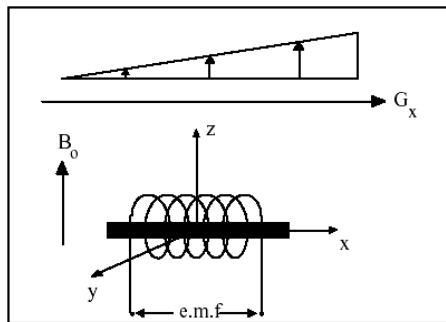


Figura 2.13 Densidad de magnetización en equilibrio $\mathbf{M}_0(x)$.

la señal resultante $S(t)$ viene dada por la contribución de todos los elementos $dm(x,t)$, entonces integrando la ecuación (2.18) se tiene:

$$S(t) \propto \int_x \mathbf{M}_0(x) e^{i\gamma(\omega_0 + G \cdot x)t} e^{-\frac{t}{T_2}} dx \tag{2.19}$$

puesto que $\mathbf{M}_0(x)$ es nulo fuera del objeto, podemos extender los límites de la integral hasta infinito, con el factor de oscilación $e^{i\omega_0 t}$, tenemos

$$S(t) \propto e^{i\omega_0 t} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{M}_0(x) e^{i\gamma G x t} e^{-\frac{t}{T_2}} dx \tag{2.20}$$

Esta es una señal de radiofrecuencia modulada, con la frecuencia de la portadora igual a la frecuencia de Larmor, donde la información de la distribución espacial de los espines viene oculta. Introduciendo la nueva variable $k(t)=\gamma Gt$, la función envolvente es:

$$S(k(t)) \propto e^{-\frac{k(t)}{\gamma G T_2}} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{M}_0(x) e^{ik(t)x} dx \quad (2.21)$$

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

$$W(k(t)) = e^{-\frac{k(t)}{\gamma G T_2}} \quad (2.22)$$

y

$$G(k(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{M}_0(x) e^{ik(t)x} dx \quad (2.23)$$

donde k depende de t .

La ecuación (2.23) muestra que la imagen que se tiene, dado un $\mathbf{M}_0(x)$, está relacionada con $G(k)$ por medio de una transformada de Fourier. Usando el teorema de convolución, la transformada de Fourier de $S(t)$ puede ser escrita como:

$$\mathfrak{F}\{S(k)\} = \mathfrak{F}\{W(k) \cdot G(k)\} = \mathfrak{F}\{W(k) \otimes \mathfrak{F}\{G(k)\}\} \quad (2.24)$$

o

$$\mathfrak{F}\{S(k)\} = P(x) \otimes \mathbf{M}_0(x) \quad (2.25)$$

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

$$P(x) \propto \frac{1}{1 - (G T_2)^2 x^2} \quad (2.26)$$

está función es llamada “Point Spread Function” (PSF) y es característica de la muestra.

2.3.4 Codificando en más de una dimensión.

En dos o mas dimensiones, se codifica cada dimensión a un tiempo determinado haciendo variar \mathbf{B}_0 a lo largo de una dirección, por ejemplo variar el campo a lo largo de un eje x , después a lo largo del eje y . Esto implica que el campo es una función del tiempo y espacio $B_0(r,t)$, y en general el proceso de codificación envuelve una serie de variaciones del campo magnético para producir un arreglo de información de dos o tres dimensiones. Este arreglo de información se obtiene al variar en el tiempo el gradiente $G(t)$, en amplitud o dirección del campo. El gradiente total $G(t)$, contiene los siguientes componentes:

$$G_x(t) = \left. \frac{\partial \mathbf{B}_0^z}{\partial x} \right|_t, \quad G_y(t) = \left. \frac{\partial \mathbf{B}_0^z}{\partial y} \right|_t, \quad G_z(t) = \left. \frac{\partial \mathbf{B}_0^z}{\partial z} \right|_t \quad (2.27)$$

estos gradientes son generados por tres antenas especiales o antenas de gradientes, para producir campos paralelos a \mathbf{B}_0 variando a lo largo de los tres ejes (Figura 14).

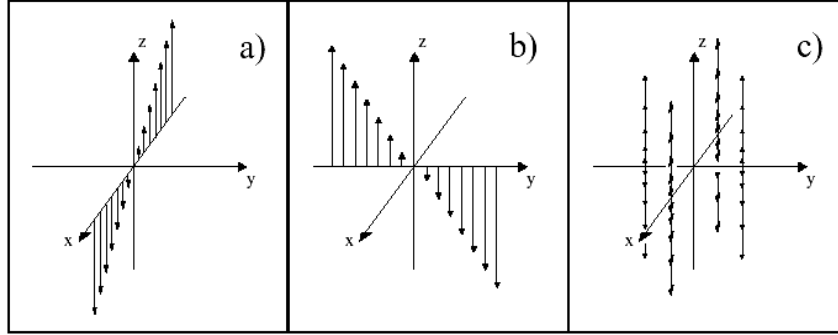


Figura 2.14 Gradientes generados.

Se tiene entonces:

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{B}_0 + \mathbf{r} \cdot \mathbf{G}(t) \quad (2.28)$$

con la siguiente frecuencia:

$$\omega(\mathbf{r}, t) = \omega_0 + \gamma \mathbf{r} \cdot \mathbf{G}(t) \quad (2.29)$$

Puesto que ω es ahora función de \mathbf{r} y t , la fase $\Theta(\mathbf{r}, t)$ acumulada por el voxel de magnetización, dado $\mathbf{M}(\mathbf{r})$ en un tiempo t después de la excitación, está dada por:

$$\Theta(\mathbf{r}, t) = \int_0^t \omega(\mathbf{r}, t') dt' = \omega_0 t + \mathbf{r} \cdot \gamma \int_0^t \mathbf{G}(t') dt' \quad (2.30)$$

y definiendo k como:

$$k(t) = \gamma \int_0^t \mathbf{G}(t') dt' \quad (2.31)$$

Para el campo rotatorio tenemos:

$$\Theta(\mathbf{r}, t) = \mathbf{r} k(t) \quad (2.32)$$

y usando las ecuaciones anteriores, podemos escribir una expresión para la señal demodulada:

$$S(k(t)) \cong \int_v M_0(\mathbf{r}) e^{i\mathbf{r} \cdot k(t)} dv \quad (2.33)$$

Esto significa que nuestra imagen es de nuevo la transformada compleja de Fourier de $S(k)$.

2.4 Espacio k

Para obtener una imagen es necesario conocer la función $S(k)$ sobre el dominio de la fase del espacio k . El valor máximo de k en cada dirección en el espacio k da la resolución en la correspondiente dirección del espacio real. Solamente se puede conocer en la lectura de $S(k)$ valores discretos de k , dentro de un dominio y el uso del algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT) para obtener valores de $\mathbf{M}(\ddot{\mathbf{r}})$ a valores discretos de $\ddot{\mathbf{r}}$. Para usar estos algoritmos, las muestras $S(k)$ deben ser obtenidas en un barrido “cartesiano” regular, con valores equidistantes 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 termino $\dot{\gamma}\ddot{G}(t')$ como una velocidad en el espacio k . Es el gradiente de funciones $\ddot{G}(t)$ el que define la dirección instantáneamente y la razón de cambio de $k(t)$ y de ahí se obtiene la señal $S(k(t))$. El último paso para 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 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: gradientes de frecuencia y gradientes de fase codificada (el tercer gradiente controla la localización, orientación y espesor del corte en cuestión). El llenado de la información en el espacio k se realiza de la siguiente manera (Figura 2.15): 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. $+F_f$ indica la máxima frecuencia espacial positiva, $-F_f$ la mínima frecuencia negativa a lo largo del eje de frecuencias codificadas; $+F_p$ y $-F_p$ son las frecuencias espaciales máxima y mínima a lo largo del eje de fases codificadas.

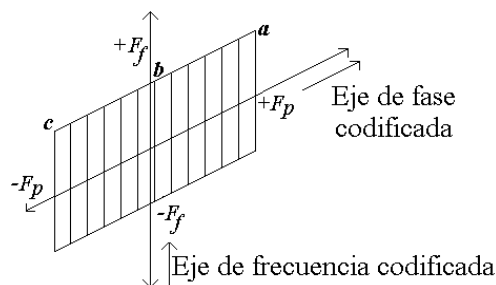


Figura 2.15 Llenado del Espacio k

Un espacio k grande indicaría una imagen con alta resolución mientras que un espacio k lleno solo en su parte central indicaría una imagen de resolución pobre. Es importante notar que llenar un espacio k grande requiere un cierto 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 (Cociente señal a ruido). Por otro lado, la longitud de cada línea es proporcional al producto de la magnitud del gradiente y su duración.

2.5 Muestreo bidimensional de una señal de RMN

Aunque es posible generar imágenes volumétricas con IRM, se requiere de un barrido largo suponiendo que un corte transversal (axial o coronal) de un objeto puede ser seleccionado por la excitación de los núcleos de la muestra. La rebanada seleccionada consiste en la aplicación de un pulso RF suficientemente largo en presencia de un campo magnético. El método más común se conoce como Eco Espín Bidimensional usando la transformada de Fourier directa (SE-2DDFT: Spin-Echo Two-Dimensional Direct Fourier Transform). La Figura 2.16 nos muestra la secuencia de eventos y su correspondiente descripción como una trayectoria en el espacio k .

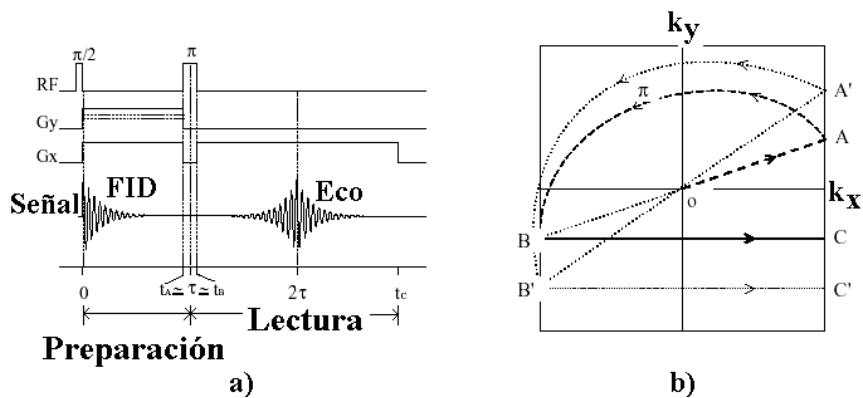


Figura 2.16 a) Eventos de la secuencia y b) su descripción de la secuencia Eco-Espín.

Justo después de la excitación, todos los espines en la rebanada seleccionada son cambiados al plano transversal y precesan coherentemente. La condición después de la excitación está ilustrada en la Figura 2.16a. Para un instante $t=0$, que corresponde al punto 0 en el espacio k (Figura 2.16b), la magnetización de cada voxel empieza a evolucionar en presencia de la aplicación del gradiente G_x , para codificación en frecuencia y el gradiente G_y para codificación de fase. Esta evolución que continua por un tiempo τ , se representa en la Figura 2.16b 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 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:

$$\gamma G_x \tau \quad (2.34)$$

y

$$K_y = -\gamma G_y \tau \quad (2.35)$$

y cada voxel de magnetización tiene una fase acumulada $r \cdot k_{yB} = -\gamma \tau (y G_y + x G_x)$, que da una fase inicial, para la precesión subsecuente. Este proceso es conocido como el período de codificación de fase. En $t=t_B$ comienza el período de lectura momento el cual es aplicado G_x . Esto corresponde al segmento \overline{BC} donde la señal $S(k(t))$ es muestreada (Figura 2.16b). Aquí k tiene los siguientes componentes:

$$k_x(t) = -\gamma G_x \tau + \gamma G_x (t - \tau) \quad (2.36)$$

y

$$k_y = -\gamma G_y \tau \quad (2.37)$$

y por lo tanto, la fase, dependiente del tiempo, de la magnetización para el voxel en (x, y) es:

$$y k_y + x k_x(t) \text{ ó } -\gamma y G_y \tau - x \gamma G_x \tau + x \gamma G_x (t - \tau) \quad (2.38)$$

Cada voxel puede inducir un voltaje:

$$S(t) = \mathbf{M}_T(x, y) e^{-i(\gamma y G_y \tau - x \gamma G_x \tau + x \gamma G_x (t - \tau))} \quad (2.39)$$

la señal total para todos los voxels en la rebanada seleccionada será la señal eco:

$$S(t) = \int \mathbf{M}_T(x, y) e^{-i(\gamma y G_y \tau - x \gamma G_x \tau + x \gamma G_x (t - \tau))} \quad (2.40)$$

El eco máximo ocurre en $t=2\tau$ cuando todos los espines tienen la misma fase, independientemente de la posición en x . Esto corresponde a la máxima condición de coherencia dada por $k_x=0$ en el k_y dada, y ocurre al centro de \overline{BC} (Figura 2.16b).

Al muestrear $S(t)$ en el período de lectura que ahora significa muestrear $S(k_x, k_y)$, para un valor de k_y , dado por la amplitud del gradiente de codificación de fase G_y , corresponde a realizar el muestreo a lo largo de la línea horizontal en el espacio k .

Líneas adicionales paralelas a k_x son generadas por una nueva excitación selectiva seguida por el mismo procedimiento usando el mismo G_x y un nuevo valor para G_y . Esto generará una nueva condición de fase inicial para cada voxel, que depende de su posición a lo largo de y . Este proceso es repetido m veces cubriendo el intervalo $[-G_{y\max}, G_{y\max}]$, muestreando la señal del eco n veces en cada ciclo de lectura. De esta manera se obtiene un arreglo de datos, dado por $S(k)$, sobre la región seleccionada del espacio k . El arreglo viene dado por:

$$S(k_x, k_y) = S(G_x t, G_y t_y) = \int \mathbf{M}_T(x, y) e^{-iG_y t_y} e^{iG_x t_x} dx dy \quad (2.41)$$

La distribución bidimensional de la magnetización, $\mathbf{M}(x, y)$, se obtiene entonces por la FFT compleja bidimensional de la señal $S(k_x, k_y)$, que son usadas para el control de la intensidad del píxel en el dispositivo de despliegue, produciendo así la imagen final de la rebanada seleccionada.

2.6 Secuencias Estándares para la formación de imágenes

2.6.1 Secuencia Básica Espín Eco

Para tratar de cubrir simétricamente el espacio k , a las secuencias de saturación-recuperación e inversión-recuperación se le incorporan espín ecos dentro de la secuencia. Al agregar el espín eco dentro de la secuencia saturación-recuperación (Figura 2.17) y al agregar el espín eco a la secuencia de inversión-saturación (Figura 2.18) obtenemos un par de secuencias que contienen simultáneamente a T_1 ponderado, T_2 ponderado y la densidad de espines ponderado; además de que podemos mejorar el contraste de la imagen al seleccionar los parámetros de la secuencia T_E y T_R .

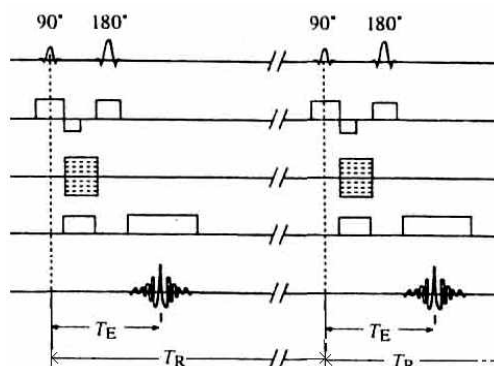


Figura 2.17 Secuencia Saturación-Recuperación Espín Eco.

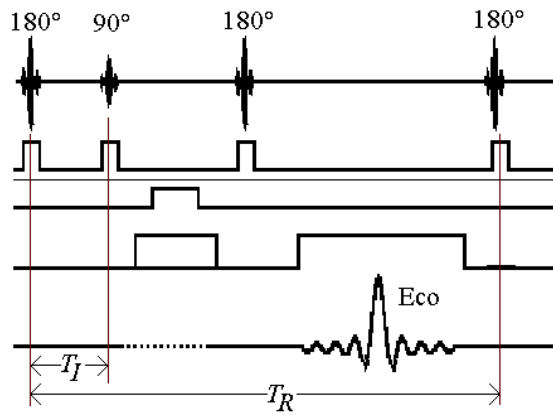


Figura 2.18 Secuencia Inversión-Recuperación Espín Eco.

2.6.2 Secuencia Saturación Recuperación

La secuencia saturación recuperación consiste en una cadena de pulsos de 90° (Figura 2.19a). El intervalo de tiempo entre dos pulsos de 90° es llamado tiempo de repetición (T_R). Esta secuencia puede ser descrita como:

$$(90^\circ - T_R)_N \quad (2.42)$$

Donde N es el número de veces que el pulso de 90° es aplicado.

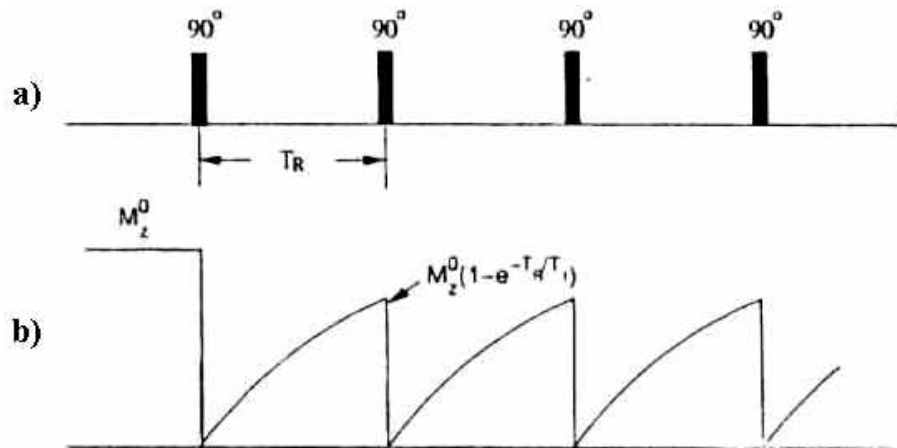


Figura 2.19 a) Pulsos de la secuencia Saturación-Recuperación,
b) curva de la relajación magnética transversal.

La condición de saturación (que sólo se da cuando T_R es mayor que T_2), nos dice que el decaimiento transversal que resulta después de aplicar un pulso de 90° se da completamente antes de que el siguiente pulso sea aplicado (Figura 2.19b). La secuencia saturación-recuperación es capaz de generar imágenes con densidad de espines ponderadas a T_1 .

2.6.3 Secuencia Inversión Recuperación

La secuencia Inversión Recuperación aplica un pulso de RF de 180° (o pulso de inversión). Después de un tiempo de inversión T_I se emite un pulso de 90° con el fin de inclinar la magnetización al plano transversal (Figura 2.20). La secuencia se puede escribir como:

$$(180^\circ - T_I - 90^\circ - T_R)_N \quad (2.43)$$

Donde T_I es llamado tiempo de inversión y T_R es llamado tiempo de repetición.

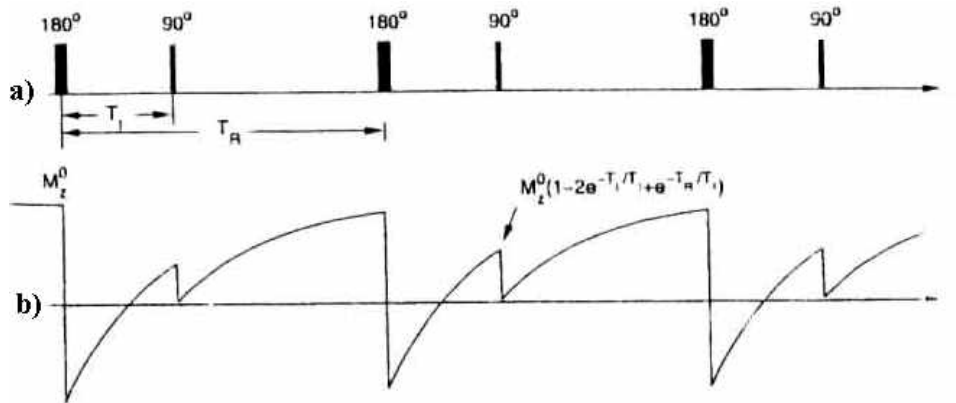


Figura 2.20 a) Pulso de Inversión-Recuperación y
b) curva de la relajación magnética transversal.

La intensidad de la imagen está en función del tiempo de relajación T_I y de los parámetros del pulso. Esta secuencia genera un mejor contraste que la secuencia de saturación recuperación y es más útil para diferenciar tejidos que tienen una similar densidad de espines y valores de T_2 significativamente diferentes de T_I .

2.6.4 Secuencia Básica Gradiente Eco

La idea básica de la imagenología gradiente eco es remplazar el pulso de 180° , desfasando los pulsos RF en la secuencia espín eco, por los pulsos gradiente eco (Figura 2.21).

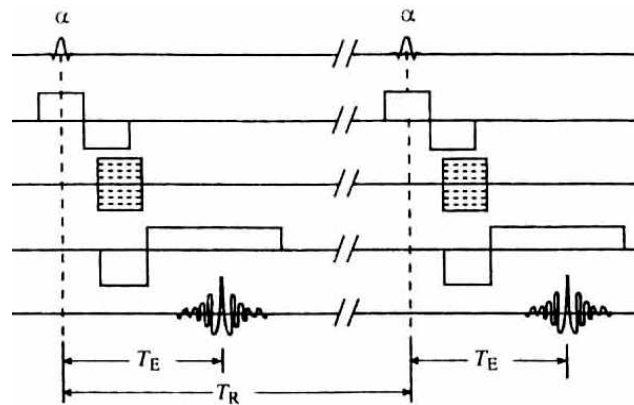


Figura 2.21 Secuencia Gradiente-Eco.

La secuencia gradiente tiene mejores mecanismos de contraste que la secuencia espín-eco. Específicamente la secuencia gradiente eco puede generar imágenes ponderadas en T_1 , ponderadas en T_1/T_2 , ponderadas en T_2 , ponderadas en T_2^* y con una densidad de espines mayor con la selección del ángulo de salto, del tiempo de repetición T_R y del tiempo eco T_E .

2.7 Secuencias Rápidas SENSE y EPI

2.7.1 Imagenología Eco Planar (EPI)

La imagenología eco planar (EPI) es una técnica propuesta por Mansfield en 1997 [2.4] que puede obtener una imagen de resonancia magnética a partir de una sola señal FID. La velocidad con que se obtienen las imágenes (4-40 ms) ayuda a reducir los artefactos producidos por el movimiento durante la adquisición de la imagen.

La secuencia básica del pulso EPI (Figura 2.22) es muy similar a la secuencia básica gradiente eco.

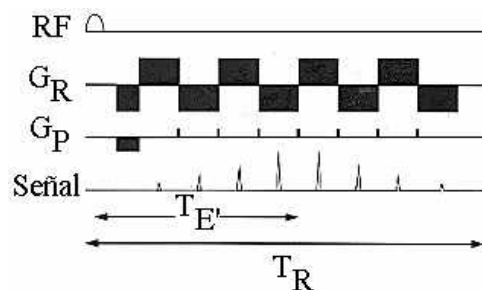


Figura 2.22 Secuencia EPI. El pulso de 90° de RF representa un pulso de selección de rebanada. Los gradientes de lectura generan una serie de gradientes ecos con un desfase debido a T_2 y T_2^* . Cada eco es codificado en fase.

El pulso de selección de la rebanada de la imagen excita selectivamente las señales del objeto en un plano. El gradiente G_S y el pulso RF formado determinan la localización de la rebanada seleccionada. El gradiente de codificación de fase G_P y el gradiente de lectura G_R son usados para obtener la distribución espacial de los espines en direcciones ortogonales de la rebanada seleccionada. El gradiente inicial de lectura se utiliza para desfasar los espines que fueron excitados por el pulso del RF. El proceso de desfase puede ser invertido aplicando un gradiente de lectura de polaridad opuesta, dando por resultado el gradiente eco. Al repetir este proceso podemos obtener un tren de ecos. La intensidad de la señal decaerá eventualmente a cero debido a los efectos de T_2 y a los efectos de T_2^* .

2.7.2 Secuencia SENSE (Sensitivity Encoding)

La técnica de adquisición de imágenes llamada SENSE o codificación de sensibilidad utiliza un arreglo de antenas de recepción múltiple [2.5]. Conociendo la sensibilidad espacial de la antena receptora, es posible obtener información del origen de la señal, lo que se utiliza para generar una imagen. La sensibilidad es una propiedad de la antena de recepción y no de la región de interés a examinar. Se reduce el tiempo de adquisición de imágenes considerablemente con respecto a la técnica estándar de Fourier. La técnica SENSE presenta una limitación con el *CSR* y es que este cociente está caracterizado por la raíz cuadrada del tiempo de adquisición. Esta desventaja restringe la aplicación del método a imágenes rápidas donde el *CSR* no sea un factor crítico. Un efecto inherente a la codificación de sensibilidad es que el *CSR* depende de la geometría de las antenas, a esto se le llama factor *g*. En términos de este cociente, una configuración de antenas óptima está caracterizada por el compromiso que existe entre la sensibilidad absoluta de cada antena, los niveles de ruido de cada monocanal, el acoplamiento entre las antenas, y las relaciones de sensibilidad geométrica de las antenas.

CAPÍTULO 3

DESCRIPCIÓN DE UN SISTEMA DE IRM

3.1 Introducción

Para producir imágenes médicas con un Sistema de IRM se deben completar varios procesos. Estos procesos incluyen la 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 emitida por los núcleos, codificación espacial de las señales recibidas y finalmente el proceso de formación de las imágenes de estructuras anatómicas [3.1]. Los principales componentes de un sistema de IRM (Figura 3.1) son:

1. Imán principal del sistema.
2. Sistema de gradientes
3. Sistema de Radio Frecuencia
4. Adquisición y procesamiento de imágenes
5. Sistema de Computo o Unidad de Control

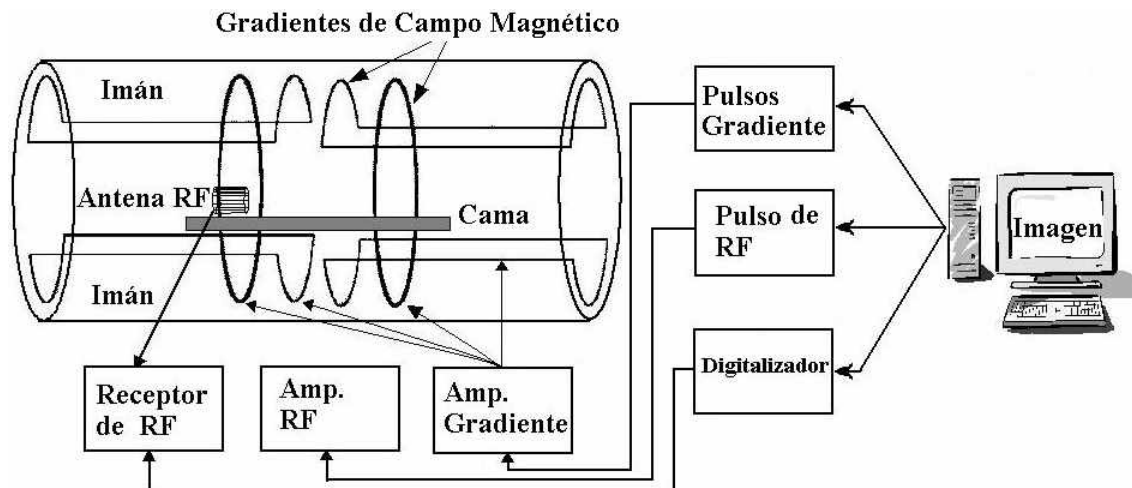


Figura 3.1 Diagrama a bloques de un sistema de IRM.

El proceso para la obtención de imágenes se realiza de la siguiente manera: primero, el imán produce un campo magnético B_0 respecto del cual se alinean los núcleos paralelamente o antiparalelamente. Una vez alineados los núcleos es necesaria la presencia 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

fuelle produce pulsos de RF que excitan los núcleos. Este sistema de RF requiere de un transmisor y un receptor [3.2]. Una vez obtenida la señal de RM es necesario cambiarla de un formato DLI a un espectro por medio de la Transformada de Fourier. Este proceso ocurre por medio de un arreglo de procesadores. La computadora permitirá al operador introducir parámetros que se puedan variar, tales como los tiempos de repetición y tiempos de eco, que están directamente relacionados con T_1 y T_2 respectivamente. Finalmente, la traducción matemática permite la formación de imágenes [3.3].

3.2 Componentes del Sistema de IRM

3.2.1 Imán

Actualmente la IRM cuenta con tres clases de imanes: los imanes permanentes, los imanes resistivos e imanes superconductores [3.4]. La mayor parte de los sistemas de resonancia magnética para uso clínico operan con intensidades de campo magnético entre 0.3 T (Tesla) hasta 3 T, aunque también existen sistemas que van de 4 T hasta 22 T, estos últimos se utilizan solo para propósitos de investigación. La magnitud del campo magnético no es uniforme en todo el imán. La inhomogeneidad dentro de un imán está expresada en partes por millón (ppm). Una inhomogeneidad de 1 ppm en un campo de 1T produce un campo que va de 10000 a 10000.01 gauss.

3.2.2 Clases de imanes

Imanes permanentes (Figura 3.2): Las sustancias ferromagnéticas que retienen el magnetismo después de haber sido expuestas a campos magnéticos, son usadas en la producción de un imán permanente. El material para producir un imán permanente son aluminio, níquel y cobalto. Su principal desventaja es que es excesivamente pesado.

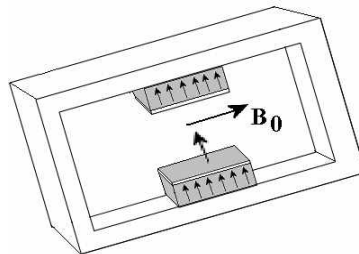


Figura 3.2 Imán Permanente.

Imanes superconductores (Figura 3.3): La resistencia del conductor por donde circula la corriente es mínima, por lo que la disipación de la potencia disminuye, ocasionando que la energía requerida para mantener el campo magnético disminuya. Cuando se usan imanes

superconductores para producir imágenes por RM, éstos producen campos homogéneos de magnitud alta que requieren de poca energía para su mantención. Los imanes superconductores pueden producir campos que van de 0.5 T a 22 T para IRM.



Figura 3.3 Imán Superconductor.

Imanes Resistivos (Figura 3.4): Están contruidos de conductores de cobre o aluminio. Estos imanes tienen un bajo costo, aunque la fuente de alimentación es muy costosa, estos imanes se ven fácilmente afectados por los cambios de temperatura lo cual origina inhomogeneidades en el campo magnético que producen.

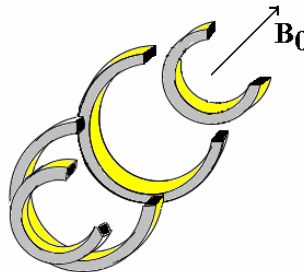


Figura 3.4 Imán Resistivo.

3.3 Bobinas 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. Éste proceso es llamado de compensación y a los anillos extras de alambre se les conoce como bobinas de compensación. Para propósitos de formación de imágenes requerimos de una inhomogeneidad no mayor a 10 ppm. Los procedimientos de espectroscopía 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.

3.4 Gradientes

Una fuente de gradiente es la que se encarga de generar los pulsos de corriente necesarios, tanto en magnitud como en tiempo de duración, requeridos en las antenas de gradiente (compuestas por un juego de espiras), esta corriente varía en el orden de 120 A y 150 A. 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. El Sistema de bobinas de Gradiente es colocado concéntricamente en la abertura del escáner, este sistema consiste en tres paneles de bobinas, donde cada bobina genera un campo de variación lineal en la misma dirección que un sistema de coordenadas cartesianas, en dirección x , y , y z , proporcional a la corriente sobrepuesta (Figura 3.1). 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 corte (axial, transversal o sagital) de la muestra (paciente), la codificación de la frecuencia y la fase respectivamente.

3.5 Sistema de Radio Frecuencia

La etapa de transmisión de la señal RF en un sistema de IRM está diseñada para generar los pulsos de RF que son emitidos por la antena de transmisión para excitar los espines de la muestra. La etapa de recepción se encarga de recibir y preparar la señal que es recogida por una antena sintonizada a la frecuencia de resonancia, además de enviar la señal al procesador de imagen. El sistema de RF cuenta con los siguientes componentes:

1. Canal de Transmisión
2. Antenas Transmisoras
3. Antenas Receptoras
4. Canal de Recepción

En la Figura 3.5 mostramos la etapa de RF, así como sus principales componentes:

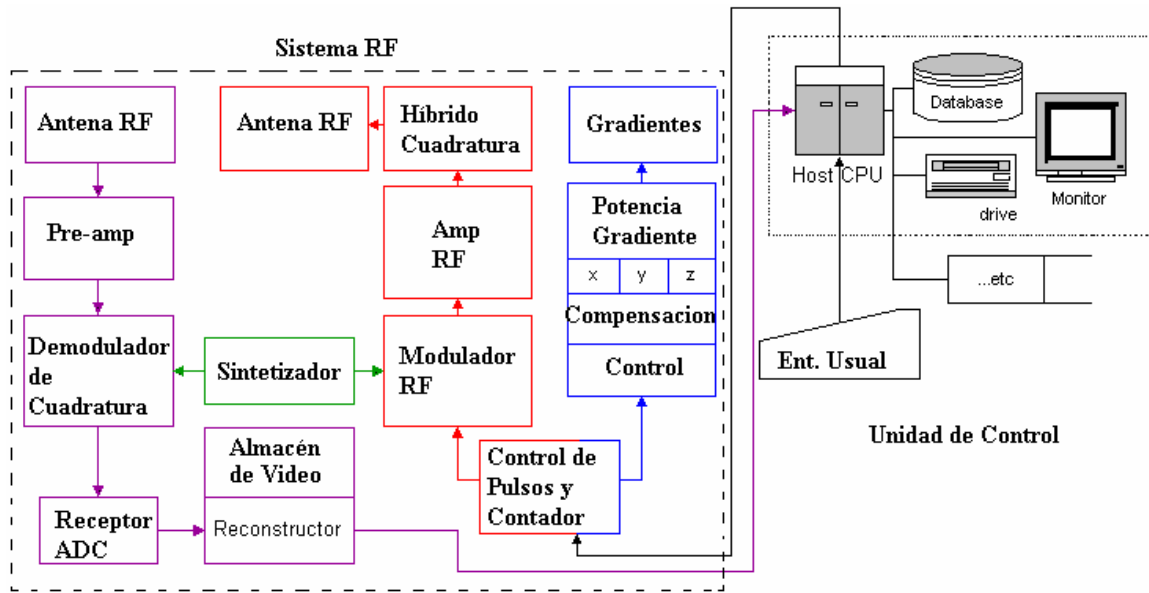


Figura 3.5 Diagrama a bloques del Sistema de RF.

Una descripción general del diagrama a bloques anterior es la siguiente: La computadora principal (CPU) calcula la secuencia basada en los registros de un secuenciador. La computadora manda las instrucciones que incluyen el control de flujo, el control de adquisición, el control de transmisión y recepción, la amplitud de la señal de RF, las formas de onda de la fase y los puntos de ruptura del gradiente. El generador de ondas está usualmente equipado con su propia unidad de procesamiento de señal y convertidores digitales-analógicos (DAC). El receptor de señal cuenta con un demodulador analógico, un convertidor analógico-digital (ADC) y un reconstructor de imagen. La computadora envía directamente los puntos de muestreo de gradiente para cada canal al convertidor digital-analógico. Estas señales analógicas son amplificadas y aplicadas a las antenas de gradientes. Las señales de RF y las señales de control son también calculadas por la computadora. La amplitud, la fase y la frecuencia de las ondas RF son parámetros que son programados por la computadora y transmitidos digitalmente al sintetizador digital, que se encarga de generar la señal de RF. Esta señal de RF, es modulada en frecuencia, amplificada y transmitida a la antena. Los gradientes se conectan de una forma rápida, en tiempos precisos, durante una secuencia de pulsos. Así, los gradientes se manejan a través de la 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, así como de la reconstrucción, almacenamiento y visualización de la imagen. El servidor de la terminal de video es la interfase entre la computadora central y el usuario.

3.6 Ejemplo de un sistema clínico de Imagenología por Resonancia Magnética

La Unidad de Imagenología por Resonancia Magnética del Hospital ABC de la ciudad de México (Figura 3.6) es un sistema de Resonancia Magnética Signa LX de 1.5 T de Sistema Médicos General Electric-México. El sistema Signa está construido en base de varios subsistemas. Estos subsistemas incluyen un espacio de trabajo del operador, un subsistema de manejo de gradientes, un subsistema RF, un subsistema del imán y un área del paciente. El espacio de trabajo del operador (Figura 3.7) está integrado por una 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 de RF de 20kW, un módulo de radio frecuencia, y un módulo de soporte. 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, que 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 recipiente con helio líquido. El imán produce una inhomogeneidad 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 contiene helio líquido que mantiene al imán a una temperatura de 4.2 K con una alimentación de 0.2 litros por hora. Las bobinas compensadoras auxilian al imán principal a compensar las inhomogeneidades del campo.



Figura 3.6 Sistema de RM del Hospital ABC.

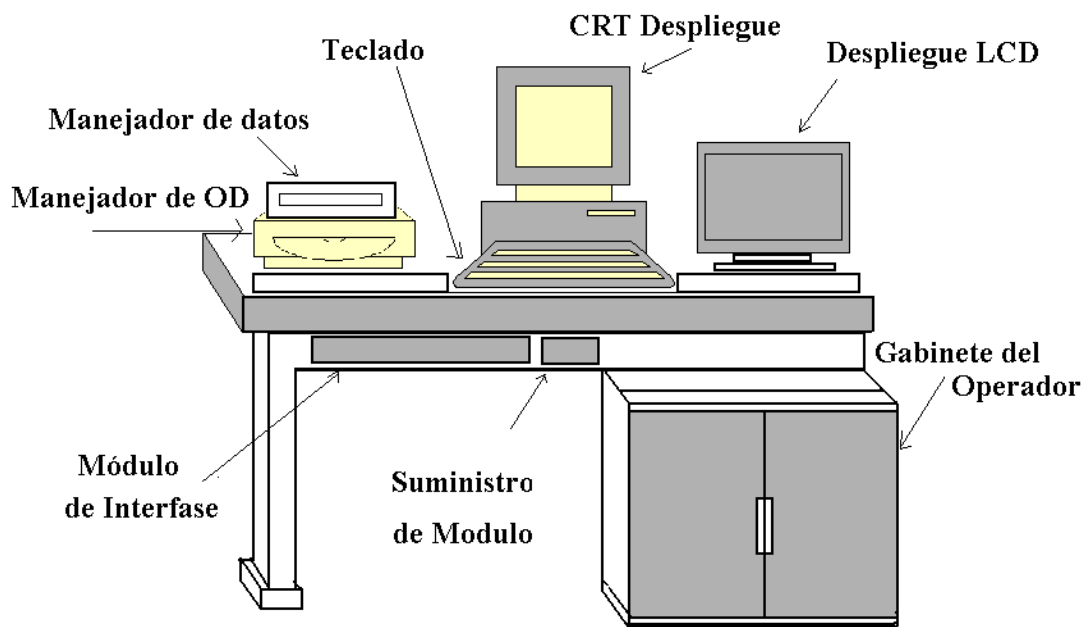


Figura 3.7 Espacio de trabajo del operador.

CAPÍTULO 4

ANTENAS SUPERFICIALES DE RADIO FRECUENCIA

4.1 Introducción

Como se vio en el capítulo 3 una antena de RF es utilizada para recibir y transmitir señales de RF. Una antena se puede representar por medio de un circuito RLC (Figura 4.1) en donde la corriente que circula por este circuito es máxima cuando oscila con una frecuencia igual a la frecuencia de resonancia [4.1]. La forma de las antenas varía desde una simple espira circular o rectangular hasta las geometrías más complejas como las antenas de Jaula de Pájaro.

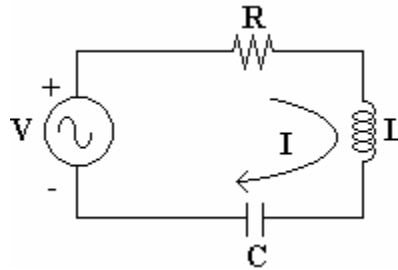


Figura 4.1 Circuito RLC.

Una antena puede funcionar en el modo de *transmisión y/o recepción* gracias al *principio de reciprocidad*. Cuando un circuito eléctrico se diseña para radiar una región de campo lejana con una fracción grande de su potencia de entrada, se le conoce como antena de RF en modo de transmisión; mientras que, un circuito eléctrico diseñado para almacenar energía magnética temporalmente en una región de campo cercana con mínima radiación y disipación del calor, se le llama antena de RF en modo de recepción. Una antena bien diseñada puede tener una alta eficiencia tanto para modo de transmisión como para recepción. Las antenas que se usan en ambos modos reciben el nombre *transceptoras*.

Una antena receptora en IRM forma parte del subsistema de radiofrecuencia. Las antenas se diseñan para captar una señal de RM y conducirla a la entrada de un preamplificador con distorsión mínima y máxima amplitud posible por arriba del nivel de ruido. La manera natural de conseguir esto es acoplando la impedancia del circuito de entrada al preamplificador del sistema de recepción de RF del sistema IRM. Dos propiedades deseables de los componentes del sistema de RF son: generar un campo magnético uniforme \mathbf{B}_1 y tener una alta sensibilidad de detección; por esta razón el sistema de IRM esta equipado con antenas de diferentes formas y tamaños que

permitan un alto *CSR* en aplicaciones diferentes. Las antenas se clasifican en dos grupos: antenas de superficie y antenas de volumen [4.2].

Las dimensiones de la antena a menudo no son despreciablemente pequeñas en comparación con la longitud de onda de RF. Como consecuencia, se tiene una contribución considerable de los llamados "elementos distribuidos" (capacitancias intersticiales, inductancias mutuas de diferentes secciones de la antena, etc.) [4.3]. Estos elementos forman (junto con los elementos principales del circuito, los cables para conexiones y el circuito de entrada al preamplificador) un circuito de RF complejo que tiene muchas autoinductancias.

4.2 Cociente Señal a Ruido (*CSR*)

En Imagenología por Resonancia Magnética (IRM), la calidad de las imágenes depende crucialmente del *CSR*, de la antena receptora. El *CSR* resulta ser entonces un parámetro que indica la calidad y desempeño de una antena. El cociente señal y ruido está definido por la siguiente relación:

$$CSR = \frac{Señal}{Ruido} \quad (4.1)$$

y es aproximadamente igual a:

$$CSR \approx \frac{campo}{resistencia} \approx \frac{B_1}{R} \quad (4.2)$$

Al incluir la resistencia se propone una expresión dada por Hoult y Richard [4.4]:

$$CSR \approx \frac{\omega_0^2 B_1^2 i^{-1} V_{muestra}}{R_{eff}} \quad (4.3)$$

Donde ω_0 es la frecuencia de resonancia, $V_{muestra}$ es el volumen del voxel y R_{eff} es la resistencia efectiva que incluye la resistencia de la muestra biológica, la resistencia de los componentes electrónicos y la resistencia de la antena. El *CSR* y la razón de contraste a ruido en imágenes por resonancia magnética de humanos mejoran conforme la intensidad del campo magnético se incrementa. Las ventajas de un campo magnético más intenso van acompañadas por un número de dificultades. Aunque la siguiente restricción no es absoluta, se requieren potencias de la antena transmisora muy grandes para producir campos magnéticos intensos. Otro problema es la necesidad de mejorar la homogeneidad del imán permanente conforme el campo magnético aumenta. Finalmente, otras complicaciones se derivan de la complejidad del diseño de la antena receptora y de los requerimientos para el manejo de los gradientes del campo RF. En lo que se

refiere al diseño de antenas como parte fundamental en la optimización del valor del *CSR*, existen prototipos de antenas de superficie simples, los cuales optimizan el *CSR* sobre un pequeño volumen de interés (RDI). Sin embargo, se han construido otras antenas de RF para mejorar el valor del *CSR*. Entre estas innovaciones se encuentran: las antenas circularmente polarizadas (CP) (es decir, en cuadratura); diseños de antenas Jaula de Pájaro que producen campos de RF altamente homogéneos; y más recientemente, arreglos de antenas de RF en fase, antenas para la secuencia SENSE (*Sensitivity Encoding*) y la antena PERES (*Petal Resonator Surface*).

4.3 Parámetros de las Antenas de RF

Ya que las antenas pueden ser representadas por medio de un circuito RLC, estas pueden ser caracterizadas por los siguientes parámetros: resistencia (R), inductancia (L) y capacitancia (C) que sirven para el diseño, construcción, caracterización y optimización de las antenas:

a) Inductancia L (almacén de energía magnética).

La inductancia se define generalmente en términos del flujo magnético producido a través de una antena por unidad de corriente en la misma antena. Cualquier antena superficial produce flujo magnético proporcional a la corriente, la energía es almacenada en el flujo magnético y podemos obtener la inductancia de la antena de su energía almacenada. La energía magnética total almacenada (W_m) en una antena de RF está dada por:

$$W_m = \frac{1}{2} \int \frac{1}{\nu} |\mathbf{B}_1|^2 d\nu \quad (4.4)$$

donde ν es la permeabilidad magnética. De manera similar a la disipación de energía en el resistor, la energía almacenada (W_m) debido a un inductor (L) puede ser expresada:

$$W_m = \frac{1}{2} |I|^2 L \quad (4.5)$$

donde I es la corriente que pasa a través del inductor. Por lo tanto, al despejar L de la (ecuación 4.5) y sustituir W_m (ecuación 4.4), tenemos:

$$L = \frac{1}{|I|^2} \int \frac{1}{\nu} |\mathbf{B}_1|^2 d\nu \quad (4.6)$$

La impedancia debida al inductor es $+j X_L$, donde la reactancia inductiva X_L es:

$$X_L = \omega L \quad (4.7)$$

con $\omega = 2\pi\omega_0$ y la reactancia inductiva es siempre positiva. La antena completa tiene una impedancia compleja (Z) que es la razón de voltaje a corriente a través del dispositivo.

$$Z = R + jX_L \quad (4.8)$$

b) Capacitancia C (almacén de energía eléctrica).

Los capacitores almacenan energía en un campo eléctrico, la energía total almacenada es:

$$W_E = \frac{1}{2} \int \epsilon |E|^2 dv \quad (4.9)$$

los campos eléctricos son proporcionales al voltaje aplicado (v). Así podemos obtener una ecuación, de manera similar a la de la inductancia, en términos del campo eléctrico:

$$C = \frac{1}{|v|^2} \int \epsilon |E|^2 dv \quad (4.9)$$

la impedancia que presenta un capacitor en un circuito es negativa e imaginaria, y esta dada por $-jX_C$. La reactancia capacitiva es:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (4.11)$$

c) Resistencia R (disipador de calor).

En una antena receptora, el ruido recibido es proporcional a la resistencia de la antena, como se muestra en la fórmula:

$$V_{\text{ruido}} = \sqrt{4kT\Delta\omega R_{\text{antena}}} \quad (4.12)$$

donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura efectiva, $\Delta\omega$ es el ancho de banda del receptor y R_{antena} es la resistencia de la antena. Existen otros factores que contribuyen a la resistencia de la antena, como la resistencia del cable en cualquier componente del circuito usado como interfase de la antena al sistema. Las pérdidas pueden ocurrir debido a los campos eléctricos de la interacción de la antena con la muestra.

d) Frecuencia de Resonancia y el Factor de Calidad

La frecuencia de resonancia de un circuito RLC que se obtiene a partir de la Ley de Kirchoff es:

$$\omega_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.13)$$

donde ω_0 es la frecuencia de resonancia del circuito cuando la resistencia tiende a cero y la corriente a infinito. Es claro que en la práctica la resistencia de una antena nunca es igual a cero, y por lo tanto la corriente no puede ser infinita. Sin embargo la corriente será máxima en la

frecuencia de resonancia. Cuando la resistencia es diferente de cero, cierta energía se disipará en el circuito y la calidad del circuito disminuirá. Para contar con una medida cuantitativa de la calidad, se define al Factor de Calidad como:

$$Q = \frac{\text{(Energía almacenada en el inductor)}}{2\pi(\text{Pérdida de energía por ciclo})} \quad (4.14)$$

para el circuito mostrado en la Figura 4.1, el Factor de Calidad está dado por la siguiente ecuación:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.15)$$

Una manera práctica de medir el factor de calidad es la siguiente:

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad (4.16)$$

donde $\Delta\omega$ denota el ancho de banda. Es importante hacer notar que el factor de calidad es un parámetro importante para el diseño de una antena de RF en IRM.

e) Efectos del campo eléctrico.

Quizás lo más importante es el acoplamiento capacitivo de la muestra con los campos eléctricos de la antena. Las corrientes en una antena producen sus propios campos eléctricos y si estos campos pasan a través de la muestra, sus efectos pueden ser significativos. Para calcular la capacitancia debido a los campos eléctricos de la antena se puede utilizar la ecuación 4.9. Esto puede causar un corrimiento de la frecuencia de resonancia en donde un corrimiento significativo de la frecuencia de resonancia indica que tenemos campos eléctricos en la muestra. Adicionalmente, los campos eléctricos en la muestra nos llevan al incremento de pérdidas eléctricas (resistencia) resultando en un decremento del Cociente Señal a Ruido y en un incremento en el calor en la muestra.

4.4 Tipos de Antenas de Radio Frecuencia

Las antenas de RF se pueden clasificar en dos grandes grupos. El primer grupo está compuesto por las **antenas de superficie**, y el segundo grupo por las **antenas de volumen**. El presente trabajo de tesis se enfoca al diseño y construcción de antenas superficiales, por lo que este capítulo se extiende más con este tipo de antenas. Las antenas superficiales incluyen espiras simples y antenas con múltiples espiras de varias formas. Estas antenas son usualmente mucho más pequeñas que las antenas de volumen, pero tienen un CSR más alto, dado que el ruido que

reciben proviene de una región de interés más pequeña. Sin embargo, el campo magnético que estas antenas generan es relativamente pobre, por lo que se utilizan principalmente como antenas receptoras. Las antenas de superficie tienen la desventaja de producir campos magnéticos muy inhomogéneos. Las antenas de superficie son muy utilizadas en espectroscopía por RM. Para pequeñas regiones superficiales de interés, las antenas de superficie pequeña pueden dar un *CSR* mucho mejor que una antena de superficie grande [4.5]. Las antenas superficiales de RF de superficie mayor o las antenas que producen un campo magnético uniforme \mathbf{B}_1 más grande y que son usadas en regiones de interés profundas, tienen un mejor *CSR*. Cuando la profundidad de la región de interés es relativamente pequeña, entonces el diámetro de la antena superficial debería ser aproximadamente igual al diámetro de la región de interés. Una regla razonable para escoger el diámetro de una antena superficial es escoger el radio de la antena al menos igual a la profundidad de la región de interés.

El segundo grupo está constituido por las **antenas de volumen**, que incluyen las *Antenas de Helmholtz*, las antenas en forma de *Silla de Montar* y la antena en forma de *Jaula de Pájaro* en las versiones pasa alta y pasa baja. Las antenas *Jaula de Pájaro* son de las más populares porque producen un campo magnético \mathbf{B}_1 muy homogéneo sobre un volumen grande dentro de la antena. Estas antenas son a menudo usadas como antenas transceptoras

A continuación se mencionan algunos ejemplos de antenas superficiales y de volumen que son utilizados en los sistemas de RM.

4.4.1 Antena de Espira Simple

Es la antena superficial más simple, que consiste en una malla de alambre. Existen una gran variedad de formas que se pueden construir a partir de una malla cerrada, es decir, elíptica, cuadrada, rectangular, etcétera, como se observa en la Figura 4.2.

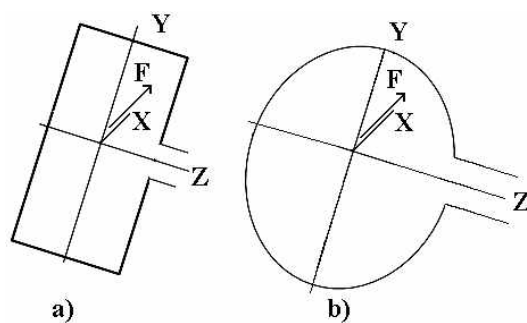


Figura 4.2 Antenas de una espira a) cuadrada y b) circular.

Todas las formas presentan una distribución del campo magnético muy similar y una alta sensibilidad a una distancia cercana de la antena que va disminuyendo conforme se aleja de la espira. La experiencia muestra que la profundidad de penetración efectiva es aproximadamente igual al radio de la antena. Una desventaja de las antenas de espira simple es que al incrementar los radios de la antena, disminuye el campo magnético B_1 .

4.4.2 Solenoide

El solenoide (Figura 4.3) es una antena superficial que supera a la antena de una espira ya que produce campos magnéticos mas uniformes. La mejor configuración de una antena solenoide es que tenga un espaciamiento entre anillo y anillo de la mitad del diámetro del rizo.

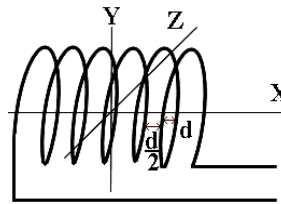


Figura 4.3 Solenoide.

4.4.3 Arreglos en Fase.

Es un arreglo de antenas de RF traslapándose (Figura 4.4) que pueden cubrir el 100% de la región de interés [4.6].

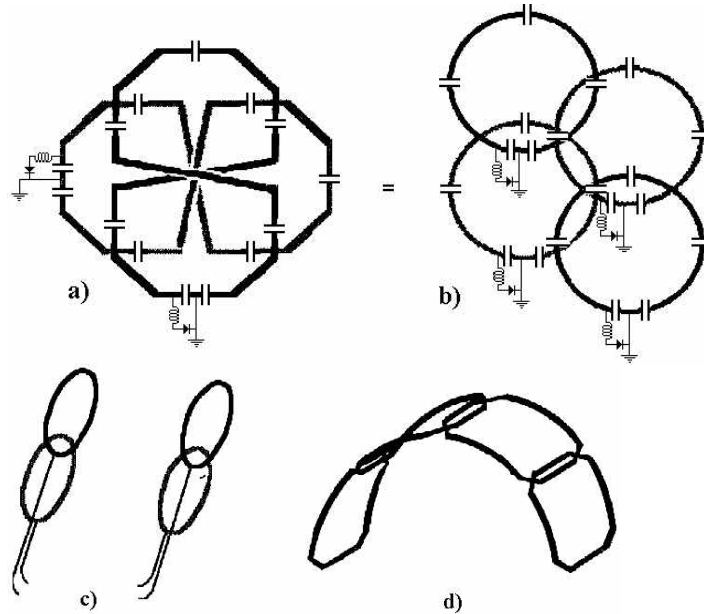


Figura 4.4 a) Antena de modo de cuadratura, b) Arreglo de círculos superpuestos para regiones, c) Arreglo independiente de antenas circulares para regiones frontales anteriores y posteriores, d) Arreglo de antenas octogonales en forma de herradura de caballo.

Los arreglos pueden ser lineales y bidimensionales, y están formados por pequeñas antenas superficiales en un plano. 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. Las interacciones entre las antenas cuyo campo de visión se traslapa, se pueden reducir:

- a) traslapando las antenas adyacentes para generar una inductancia mutua de cero, esto es interacción nula; y
- b) conectando cada antena a un preamplificador con baja impedancia de entrada para eliminar la interferencia de las antenas vecinas más cercanas y las antenas vecinas más distantes.

Los arreglos en fase de antenas de RF toman la idea de la cuadratura con múltiples antenas receptoras de RF traslapándose, y arregladas tal que operan independientemente, debido a que sus inductancias mutuas se consideran despreciables.

4.4.4 Antenas en Cuadratura (Polarización Circular).

En estas antenas de excitación y recepción polarizadas linealmente, las reconstrucciones de objetos uniformes tienen regiones de intensidad pobre en la imagen. Este artefacto parece provenir de los efectos de onda estacionaria dieléctrica y de las corrientes espurias. Los efectos llegan a ser más severos conforme se incrementan la frecuencia de la onda de radio y el tamaño de la antena. Los beneficios esperados de la polarización circular sobre la polarización lineal son la reducción de la potencia en la antena de excitación más allá del 50%, y una ganancia del *CSR* en objetos cilíndricos y humanos.

La configuración de antenas de **RF** en cuadratura (Figura 4.5) puede proporcionar un mejoramiento en el *CSR* respecto a las antenas simples, adquiriendo la señal de forma independiente con dos antenas orientadas ortogonalmente, o equivalentemente con dos modos de vibración de la misma antena. Cuando las dos antenas son ortogonales, éstas son completamente independientes y el ruido de los dos circuitos no está correlacionado. De donde se sigue que con un corrimiento de fase de 90° , las señales se pueden combinar para producir un mejoramiento en el *CSR*. Alternativamente, con un corrimiento de fase de 90° pero opuesto, estas señales se pueden cancelar para no producir señal alguna. La señal entonces se puede recuperar invirtiendo

la dirección de la precesión del vector de magnetización, al invertir la dirección del campo magnético estático.

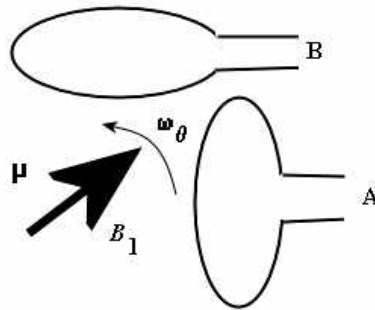


Figura 4.5 Configuración de antenas en cuadratura.

4.4.5 Antena Intestinal Intraluminal

La antena intestinal intraluminal es una antena ortogonal desarrollada en la UAM-I [4.7]. Esta antena superficial está formada por un arreglo de dos antenas rectangulares (Figura 4.6 y Figura 4.7), formando una estructura ortogonal que puede ser utilizada tanto en IRM y en ERM [4.8]. El método convencional para compensar el carácter inhomogéneo del campo magnético es usar antenas de recepción y transmisión por separado, arregladas ortogonalmente para minimizar las interacciones electromagnéticas. Cada elemento tiene una frecuencia de resonancia diferente: 200.4 MHz (^1H) y 8.1 MHz (^{31}P) y solo opera en el modo de recepción.

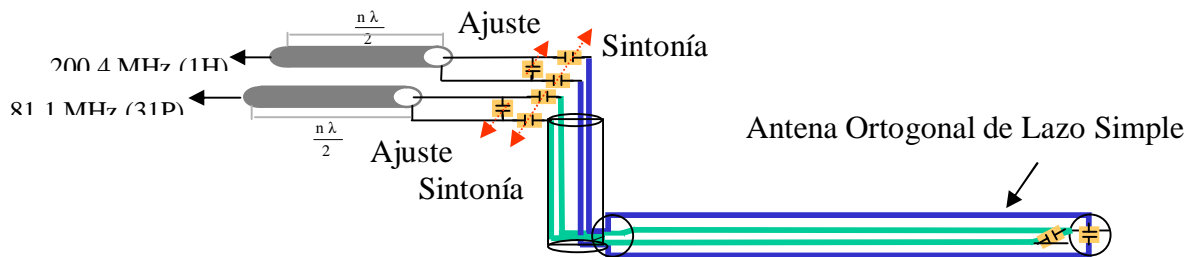


Figura 4.6 Representación gráfica de una antena ortogonal rectangular.

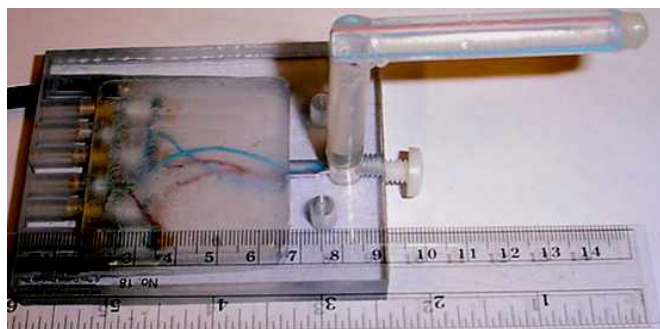


Figura 4.7 Fotografía de la Antena Intestinal Intraluminal.

4.4.6 Antena PERES (Petal Resonador Surface Coil).

La antena consiste en una versión modificada de una espira circular donde a la espira se le han agregado pétalos (Figura 4.8) para mejorar el valor del CSR de una espira circular simple con diámetro igual al de la espira principal de la antena *PERES*. Esta antena fue desarrollada en la UAM-I [3.1] y demostró tener mayor alcance en profundidad comparado con la antena circular simple.



Figura 4.8 a) Antena *PERES*, b) Antena *PERES* en forma de corona.

4.4.7 Antena Elipse Cruzada Plegable (Folded Crossed-Ellipse Coil)

Este tipo de antena receptora fue diseñada en la UAM-I para obtener imágenes de la mano en un sistema de IRM [4.9]. Esta antena proporciona un mejor Cociente Señal a Ruido que otras antenas (en arreglo de fase y de volumen), gracias a que tiene dos elipses cruzadas que se pueden plegar y así cubrir la forma anatómica de la mano (Figura 4.9), por lo tanto se coloca más fácilmente sobre la Región de Interés. La antena puede generar imágenes de la mano con una alta resolución con una secuencia de pulsos estándar (por ejemplo la secuencia eco-espín), además de poder utilizarse en casi todos los sistemas de IRM. La antena esta limitada por la inhomogeneidad del campo magnético. Esta puede ser una fuente de error muy importante cuando se obtiene imágenes de áreas pequeñas (manos de niños). Una manera de disminuir efectivamente el error en las imágenes es adecuando el tamaño de las elipses y de su separación.

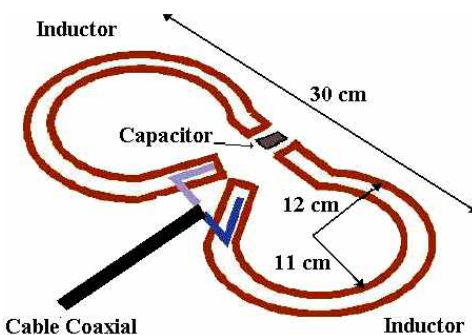


Figura 4.9 Antena Elipse Cruzada Plegable para obtener imágenes de la mano.

4.4.8 Configuración de la antena Jaula de Pájaro

Las antenas Jaula de Pájaro son generalmente usadas para generar un campo \mathbf{B}_1 uniforme. Este tipo de antenas nos puede proporcionar un campo homogéneo y un buen Cociente Señal a Ruido comparado a las antenas de superficie. La antena Jaula de Pájaro es construida con capacitores de valores fijos cuya función es almacenar la energía del campo eléctrico, dos anillos EDs (end-rings), y un número finito de piernas o segmentos rectos conductivos que generalmente son posicionados alrededor del perímetro del lazo conductivo; al unir todos estos elementos se aproximan a una superficie conductora continua (Figura 4.10). Estas antenas pueden funcionar en modo lineal o en cuadratura incrementando el Coeficiente Señal a Ruido en un factor de $\sqrt{2}$.

El diseño de la antena Jaula de Pájaro para bajas frecuencias (Figura 4.10b), consiste de dos anillos al final de un cilindro circular, conectados por N segmentos rectos igualmente espaciados, cada uno de los cuales incluye un capacitancia C . Este diseño tiene dos modos de vibración que son espacialmente y eléctricamente ortogonales. La excitación en cuadratura de los dos modos con corrientes de igual magnitud, pero con diferencia de fase de 90° , produce un campo de RF circularmente polarizado. La potencia requerida para perturbar un núcleo con un campo de RF circularmente polarizado es la mitad de lo que se requiere con un campo linealmente polarizado.

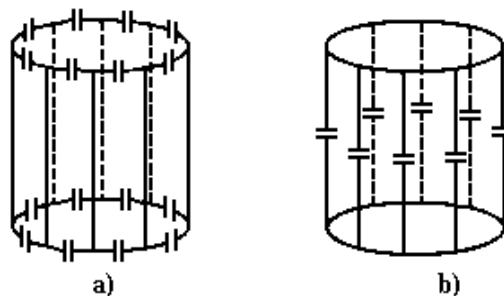


Figura 4.10 Antena en forma de Jaula de Pájaro: **a)** pasa altas frecuencias; **b)** pasa bajas frecuencias.

4.4.9 Antena de Helmholtz

Consiste en un par de anillos de radio r , colocados paralelamente uno respecto uno otro tal que sus centros están a una distancia d . Esta antena produce un campo magnético uniforme en el área central entre ambos anillos. Debido a la simetría axial de su diseño, es fácil calcular las condiciones geométricas para tener un máximo en homogeneidad del campo magnético. En la figura 4.11 se presenta el esquema de la antena de Helmholtz. Una desventaja de este diseño es

que la mayor parte de la inhomogeneidad se encuentra entre los anillos y dada la forma y el tamaño requerido, es difícil introducirla dentro de los imanes.

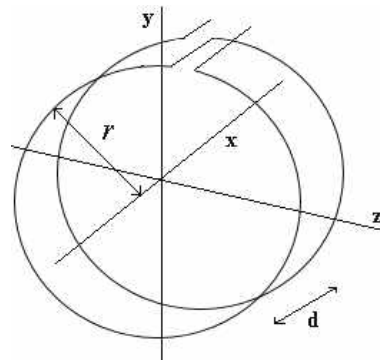


Figura 4.11 Antena de Helmholtz.

CAPÍTULO 5

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA ANTENA PERES DE PÉTALOS CIRCULARES Y PÉTALOS ELÍPTICOS

5.1 Introducción

Actualmente no existe un método específico para desarrollar antenas superficiales de RF. Generalmente este tipo de antenas se diseña bajo el método de ensayo y error. Las antenas de RF son usualmente construidas con alambres conductores y capacitores. Debido a que su estructura es complicada, es difícil (además de que se lleva mucho tiempo) analizarlas de acuerdo a las ecuaciones de Maxwell. Las antenas de RF para IRM son comúnmente usadas en el área clínica e investigación, por que es posible colocarlas directamente sobre el objeto o persona de la cual se obtendrá una serie de imágenes. Se debe tener presente que un tejido vivo tiene una inductancia propia, que se agrega a la inductancia de la antena, por lo que la corriente que se genera en la antena tiende a disminuir debido a la inductancia mutua entre el paciente y la antena.

Una clase de antena de RF superficial es la antena PERES (Petal Resonator Surface Coil) propuesta por Mansfield [5.1] en 1988, que tiene una forma similar a una antena multi-anillos, con una separación mínima de 3 veces el radio entre los pétalos de la antena, necesaria para disminuir la inductancia mutua. La homogeneidad de la antena puede mejorar si se agregan pétalos o anillos a la antena (Figura 5.1). Este tipo de antenas también nos proporciona un aumento significativo en el *CSR*.

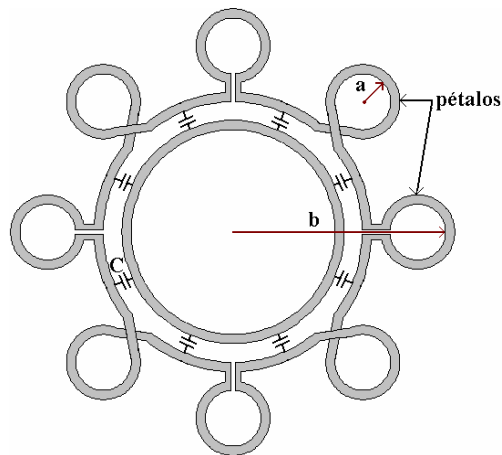


Figura 5.1 Antena PERES Silvia con pétalos orientados hacia el exterior del cuerpo de la antena.

La antena PERES se diseñó en la UAM-I para mejorar el *CSR*, usando una geometría simple con las limitaciones impuestas por el número de pétalos y la distancia de separación de sus radios [5.2]. Las imágenes obtenidas con esta antena (Figura 5.2) muestran que la uniformidad del campo magnético es pobre, y esto se refleja en las partes sombreadas que se observan en la imagen.

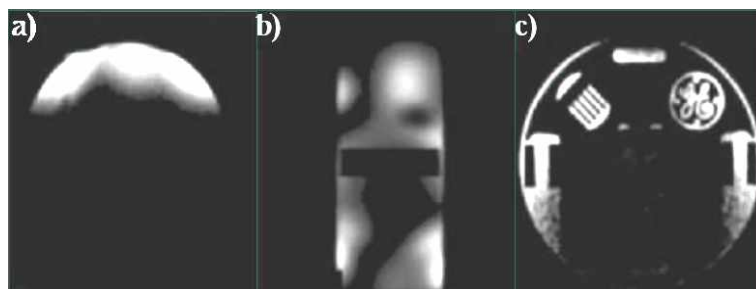


Figura 5.2 La figura nos muestra las imágenes obtenidas de un fantoma en un sistema de 1.5T **a)** fantoma esférico, **b)** fantoma cilíndrico corte coronal, y **c)** fantoma cilíndrico corte axial.

El presente trabajo de tesis tiene por objetivo modificar la forma geométrica de la antena PERES de 8 pétalos para obtener una mejor sensibilidad (*CSR*) y una mayor uniformidad de campo. Para lograr esto, se modificara el arreglo de los pétalos de la antena y se realizaran las pruebas correspondientes para investigar el comportamiento respecto al *CSR* y la uniformidad de su campo.

5.2 Diseño de la antena PERES de pétalos circulares y la antena PERES de pétalos elípticos

Se diseñaron dos prototipos de antenas para obtener imágenes con un sistema de IRM basados en la antena PERES Silvia. Las antenas PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos tienen por objetivo mejorar la uniformidad de campo magnético. Para lograr esto se sugiere modificar el arreglo de los pétalos de la antena. Los tipos de arreglos sugeridos son el de pétalos circulares (Figura 5.3) y el de pétalos elípticos (Figura 5.5).

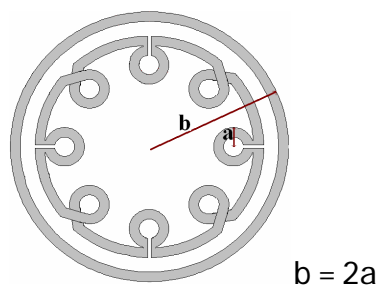


Figura 5.3 Antena PERES de pétalos circulares.

Se utiliza este tipo de arreglos porque una antena circular nos proporciona una mejor uniformidad que una antena rectangular de RF y por que al utilizar pétalos circulares en el nuevo diseño de la antena de RF pretendemos conseguir un incremento en la uniformidad de toda la antena. También se sugiere utilizar los pétalos elípticos ya que con la forma de la elipse podemos respetar la relación de los radios y reducir la inductancia mutua. Con los pétalos circulares y elípticos orientados al interior de la antena buscamos obtener una mejor sensibilidad y una mejor capacidad de penetración (*CSR*). Por lo que respecta a la antena de pétalos circulares se hicieron dos diseños, uno para intensidades de campo magnético de 1.5T y otro para 3T. La antena de pétalos elípticos fue diseñada para intensidades de campo magnético de 3T, y todos los prototipos se diseñaron para protones a frecuencias de 63.8 MHz y 128 MHz respectivamente.

Para la construcción de las antenas se eligió el cobre en forma de lámina por sus características de maleabilidad, bajo punto de fusión, paramagnetividad magnética y excelente conductividad eléctrica. La lámina de cobre cuenta con un espesor de 76.2 μm y 0.2032 m de ancho. La antena PERES modificada de pétalos circulares está compuesta por 8 pétalos internos y por una espira circular externa, cada uno con 3 cm de diámetro. La espira circular interior tiene un radio de 7 cm, y la espira circular externa tiene un radio de 9 cm (Figura 5.3). La inductancia calculada para nuestra antena fue de 500 nH. El diámetro de los pétalos y la distancia entre ellos cumple con la relación de la distancia entre los radios que debe ser por al menos dos veces el radio, $b=2a$, que es la proporción entre el radio del pétalo y el radio total de la espira circular, para obtener una inductancia mutua despreciable [5.3]. La antena fue diseñada para un sistema de 3T y tiene una frecuencia de resonancia de 128 MHz. La antena de RF cuenta con un cable coaxial para conectarla al sistema clínico de IRM, la cual tiene un cuarto de la longitud de onda de la señal a manejar y una impedancia igual a 50 ohms ($Z = 50-j0$). Su longitud se calcula de la siguiente manera:

$$\text{Longitud del cable} = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4\omega_0} \text{ (metros)} \quad (5.1)$$

donde λ es la longitud de onda, c es la velocidad de la luz (300 000 Km/s) y ω_0 es la frecuencia de resonancia de la antena de RF. Para la antena PERES de pétalos circulares con aplicación a sistemas de 1.5 T, la longitud del cable es:

$$\text{Longitud del cable} = \frac{3 \times 10^8}{4 * 63.87 \times 10^6} = 1.17 \text{ m}$$

Para la antena de pétalos circulares a 3 T, la longitud del cable es 0.56 m.

La antena PERES de pétalos elípticos sigue el mismo diseño de la antena PERES modificada circular y, ya que está diseñada para 3 T, utiliza la misma longitud de cable. La antena de pétalos elípticos cuenta con 8 pétalos elípticos orientados hacia el interior de la antena y con una espira circular externa de radio igual a 9 cm y una espira circular interior de radio igual a 7 cm (Figura 5.5).

5.3 Construcción de las antenas PERES de pétalos circulares y elípticos

En la lámina de cobre se trazaron las formas geométricas de la antena PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos (Figura 5.4a y 5.4b) y se pegaron a un cartoncillo con el fin de conservar la forma geométrica.

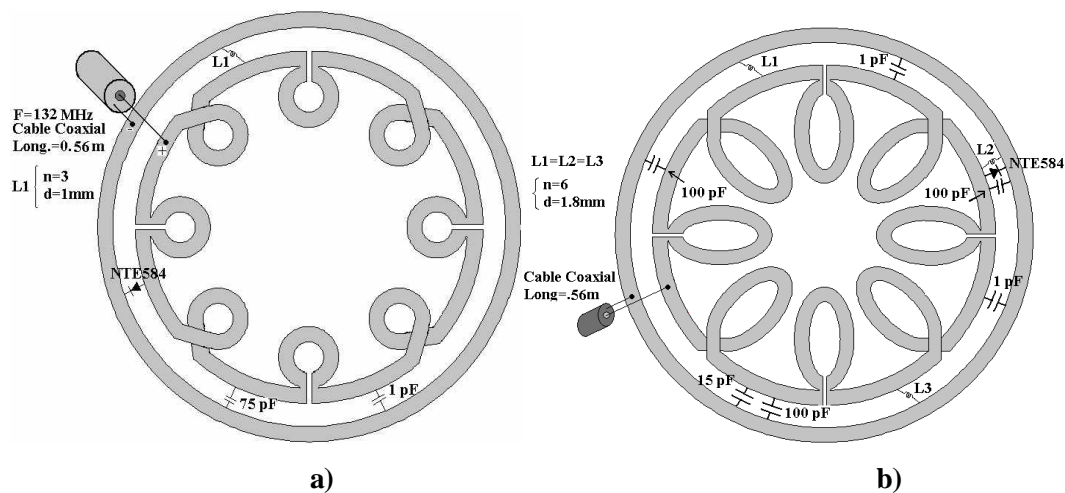


Figura 5.4 Forma geométrica de la antena PERES de a) pétalos circulares y b) pétalos elípticos.

Para sintonizar y ajustar la antena de RF se emplean capacitores no magnéticos, con alto factor de calidad, fabricados por American Technical Ceramics (ATC) cuyos valores van de 0.1 pF a 100 pF y sus dimensiones son de $1.4\text{ mm} \times 1.4\text{ mm}$. Los capacitores fueron distribuidos a lo largo de la antena de tal manera que la antena formara un circuito balanceado, y se facilitara el ajuste y la sintonización. También se utilizaron bobinas, que se colocaron después de los capacitores en paralelo, para tener un ajuste fino en el factor de calidad [5.4]. Las fotos de los prototipos de antena se muestran en la Figura 5.5a y Figura 5.5b.

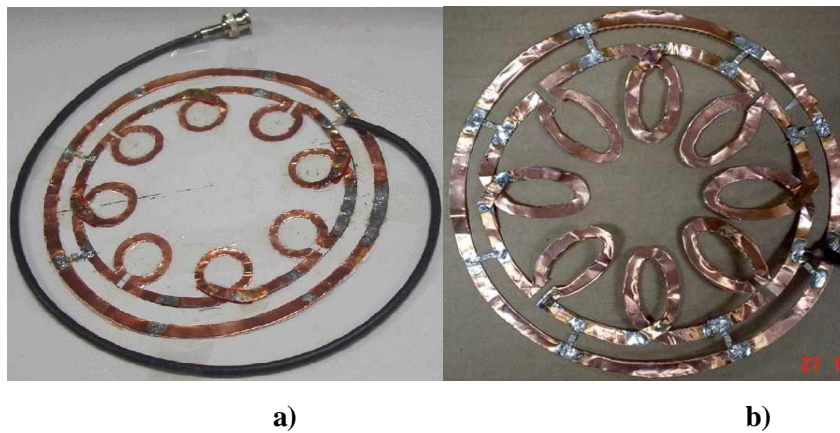


Figura 5.5 Diseño Final de la antena PERES de **a)** pétalos circulares y **b)** de pétalos elípticos.

5.4 Caracterización de las Antenas

Para caracterizar una antena de RF es necesario medir la frecuencia de resonancia, impedancia y factor de calidad. Para realizar esto se emplea un analizador de redes marca ADVANTEST, modelo 3753 (Figura 5.6), cuyo intervalo de operación es de 5-500 MHz.



Figura 5.6 Analizador de redes ADVANTEST 3753AH.

El analizador de redes muestra el espectro original de la antena PERES de pétalos circulares a 3T (Figura 5.7); sin utilizar capacitores y sin bobinas para su ajuste.

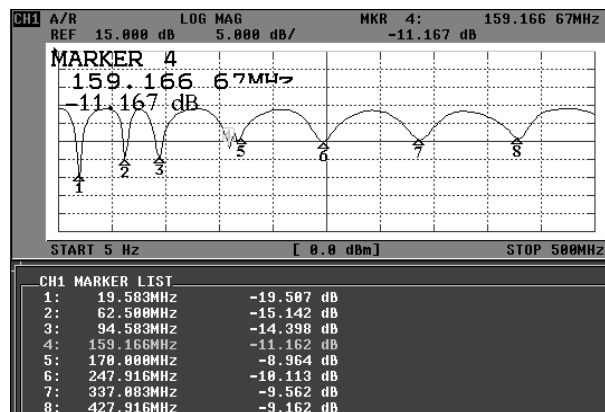


Figura 5.7 Respuesta espectral la antena PERES de pétalos circulares a 3T ($\omega_0 = 132.6$ MHz) sin capacitores y sin bobinas.

Para sintonizar la antena de RF colocamos capacitores y bobinas. En la Figura 5.8 se observa el espectro de frecuencia al estar la antena sintonizada y ajustada ($Z \approx 50 \Omega$ y $\omega_0 \approx 132.6 \text{ MHz}$).

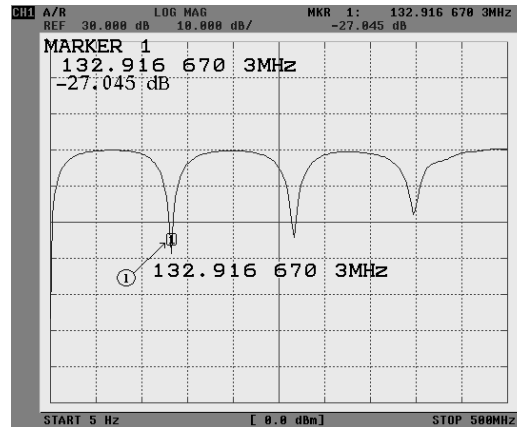


Figura 5.8 Espectro de la antena sintonizada y ajustada. El marcador 1 representa la frecuencia de resonancia y el resto son armónicas.

Si la respuesta espectral nos muestra el pico de resonancia deseado, podemos continuar con la caracterización de nuestra antena. Si el pico no es el deseado, se utiliza el método de prueba y error para modificar los valores de la capacitancia y de la inductancia hasta conseguir la frecuencia de resonancia deseada. Con la ayuda del analizador de redes podemos observar de una manera mejor, nuestro pico de resonancia (Figura 5.9a) y la carta Smith (Figura 5.9b), donde observamos el valor experimental de la impedancia que en este caso es $53.260 - j1.7$.

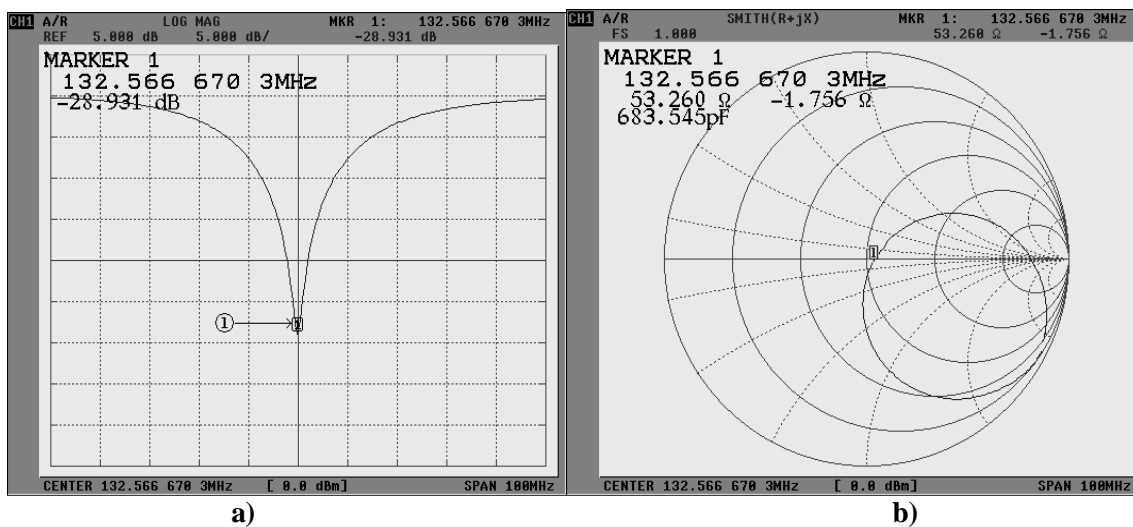


Figura 5.9 a) Pico Resonante, b) Carta Smith.

Una vez que nuestra antena está sintonizada y ajustada a la frecuencia de resonancia, procedemos a obtener el factor de calidad de la antena por medio de la ecuación 4.15. El factor de calidad se obtiene de manera indirecta al obtener el ancho de banda en -3db (Figura 5.10).

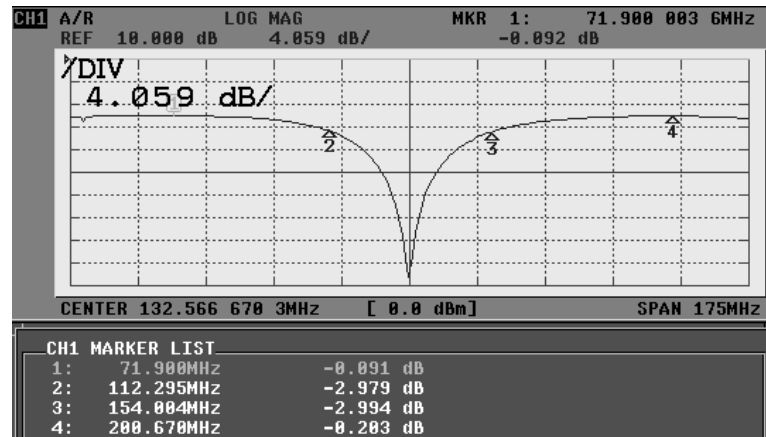


Figura 5.10 Pico de resonancia con marcadores a-3 dB.

El factor de calidad de la antena es 317.83 y se obtiene a partir de la ecuación 4.16.

CAPÍTULO 6

SIMULACIÓN DE UN CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ANTENAS SUPERFICIALES RF

6.1 Introducción

En el Capítulo IV se mencionó que el funcionamiento de una antena RF puede ser representado por medio de un circuito equivalente RLC. Puesto que la antena tiene un circuito equivalente, podemos simularlo para obtener el desempeño de la antena. Los resultados de la simulación son comparados con los resultados de las mediciones experimentales de la antena prototipo (antenas de RF de geometría circular, cuadrada, PERES de 4, 6 y 8 pétalos).

Para la simulación se usó el paquete computacional SPICE OPUS LIGHT, que es un software de simulación de circuitos que se encuentra libre en Internet, desarrollado por la Universidad de Berkeley, California. El SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) incluye un lenguaje de programación llamado Nutmeg que permite tener sesiones interactivas de SPICE [6.1]. El análisis de los datos obtenidos fue realizado en el software SCILAB que es un software científico para operaciones numéricas que proporciona un ambiente computacional para ingeniería y aplicaciones científicas [6.2]. Con estas herramientas computacionales se obtuvieron gráficas de inductancia contra factor de calidad, capacitancia contra factor de calidad e inductancia contra factor de calidad para sistemas de 3T, 7T y 9T.

6.2 Método de simulación de circuitos equivalentes de antenas RF

El método de simulación de circuitos equivalentes consiste en desarrollar un programa del circuito equivalente de la antena de RF (Apéndice 3). La simulación proporciona las respuestas de desempeño del circuito equivalente (respuesta espectral simulada) en condiciones ideales, que será comparada contra la respuesta espectral experimental. El circuito simulado (Figura 6.1) utilizado se basa en el circuito equivalente de la antena PERES [6.3].

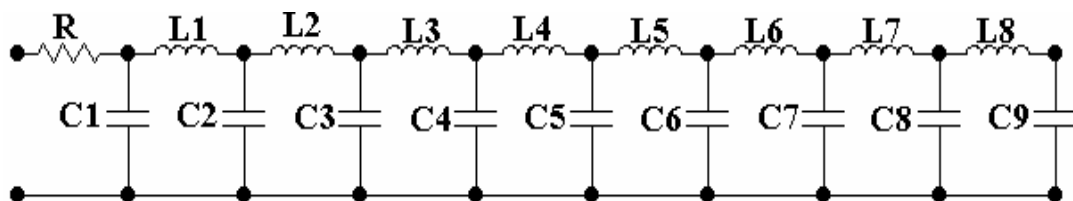


Figura 6.1 Circuito equivalente de la antena PERES modificada de pétalos circulares orientados al exterior de la antena.

El circuito equivalente se sintonizó y ajustó para tener una respuesta espectral para 4 diferentes intensidades de campo magnético (1.5 T, 3 T, 7 T y 9 T).

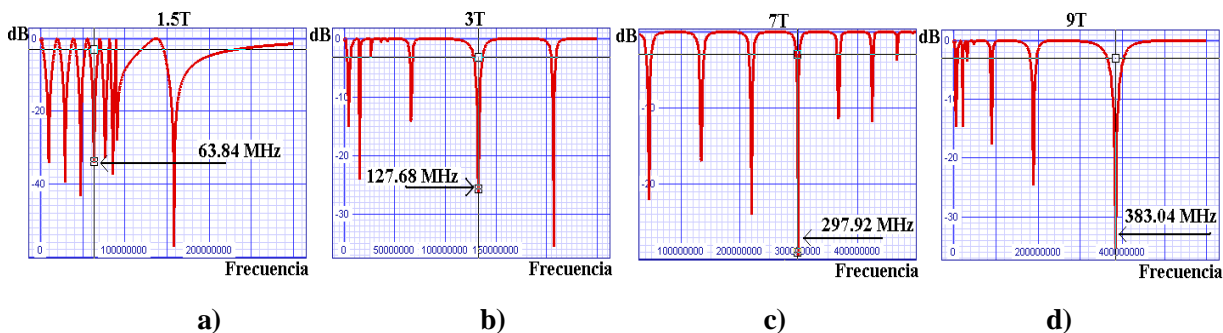


Figura 6.2 Respuesta espectral obtenida del circuito equivalente de la antena PERES de 8 pétalos circulares para intensidades de campo de **a)** 1.5T, **b)** 3T, **c)** 7T y **d)** 9T.

La respuesta espectral del circuito equivalente muestra el pico de resonancia de interés que depende de la intensidad de campo magnético al que es sometido. La frecuencia de resonancia se obtiene a partir de la ecuación de *Larmor* (ecuación 2.2) tomando en cuenta que el núcleo activo que se emplea para la obtención de imágenes es el hidrógeno. La frecuencia de resonancia para una intensidad de campo magnético de 1.5 T es 63.87 MHz y para intensidades de campo de 3 T, 7 T y 9 T las frecuencias de resonancia son 127.74 MHz, 298.06 MHz y 383.22 MHz, respectivamente.

Además de la simulación del circuito equivalente de la antena PERES de pétalos circulares, se realizó la simulación de los circuitos equivalentes de las antenas circular, cuadrada, y PERES de 4 y 6 pétalos (Apéndice 5). Los espectros obtenidos de la simulación para intensidades de campo de 3 T, 7 T y 9 T son mostrados en el Apéndice 6.

6.3 Comparación Espectral

Al comparar el pico de resonancia experimental de la antena PERES [5.3] a 1.5T (Figura 6.3a), el pico de resonancia de la antena PERES modificada de 8 pétalos circulares a 1.5T (Figura 6.3b) contra el pico de resonancia simulado a 1.5T (Figura 6.3c), se observa que los picos de resonancia son muy similares. Se puede apreciar que la antena PERES de pétalos circulares tiene una mejor atenuación que la alcanzada por la antena PERES. El espectro del circuito equivalente simulado tiene una mejor atenuación que los espectros de las antenas PERES de 8

pétalos y de pétalos circulares, debido a que el circuito equivalente está simulado bajo condiciones ideales.

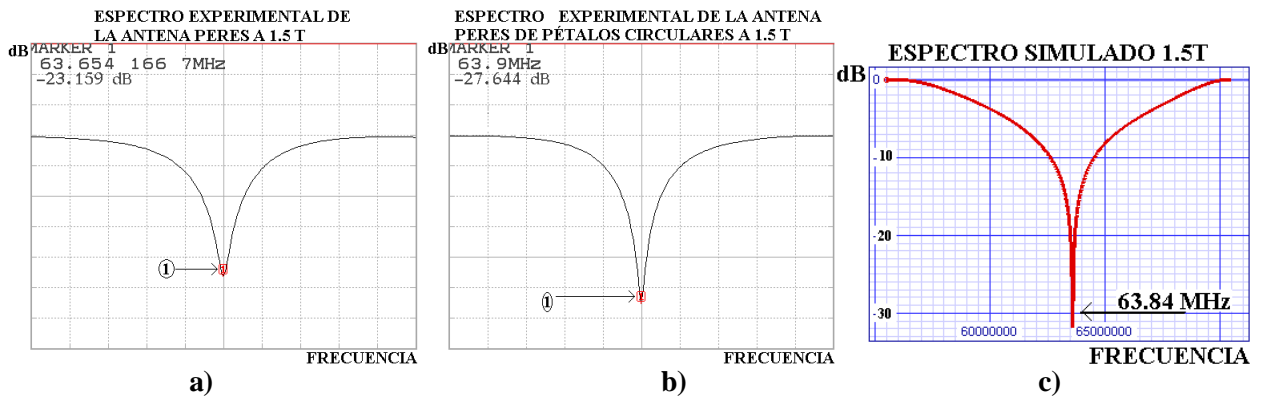


Figura 6.3 a) Pico de resonancia de la antena PERES a 1.5T, b) Pico de resonancia de la antena PERES de pétalos elípticos a 1.5T, c) espectro del circuito de 8 pétalos simulado a 1.5T.

La Tabla 6.1 proporciona los datos recolectados de la respuesta espectral del circuito simulado y de las antenas prototipo.

Respuesta Espectral	Intensidad de campo (T)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Atenuación (dB)	Impedancia (Ω)	Factor de calidad (Q)	
Circuito simulado (Figura 6.1)	1.5	63.84	-32	53-j0	613.26	
PERES	Pétalos circulares hacia afuera (Figura 5.1)	1.5	63.654	-23.159	57.221-j1.719	661.34
	Pétalos circulares hacia adentro (Figura 5.4a)	1.5	63.9	-27.684	54.257-j0.857	318.06

Tabla 6.1 Datos obtenidos de la respuesta espectral experimental y simulada.

La siguiente comparación espectral se realiza para la antena PERES de pétalos circulares a 3 T que se compara contra el espectro de su circuito equivalente (Figura 6.4), también se realiza la comparación espectral de la antena PERES de pétalos elípticos a 3 T contra el espectro simulado de la antena PERES de pétalos circulares (Figura 6.5).

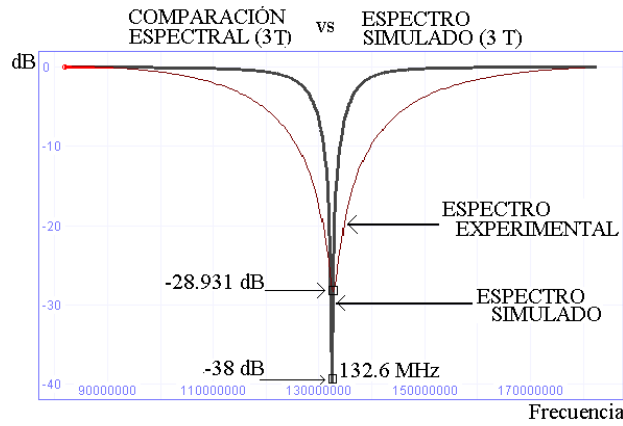


Figura 6.4 Comparación del espectro experimental de la antena PERES de pétalos circulares vs su espectro simulado obtenido en el SPICE OPUS.

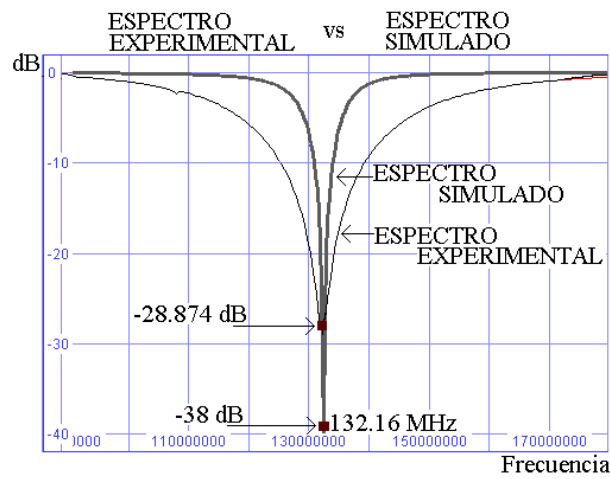


Figura 6.5 Comparación del espectro experimental de la antena PERES de pétalos elípticos vs el espectro simulado de la antena PERES de pétalos circulares.

Los resultados obtenidos de la comparación espectral se muestran en la tabla 6.2

Respuesta Espectral	Intensidad de campo (T)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Atenuación (dB)	Impedancia (Ω)	Factor de calidad (Q)
Circuito simulado (Figura 6.1)	3	132.6	-38	53-j0	570
PERES	Pétalos circulares (Figura 5.4a)	132.566	-28.566	53.260-j1.756	317.83
	Pétalos elípticos (Figura 5.4b)	132.65	-29.108	53.220-j1.566	324.645

Tabla 6.2 Datos obtenidos de la respuesta simulada de la antena PERES de pétalos circulares a 3T y de la respuesta espectral experimental de las antenas PERES de pétalos circulares y elípticos a 3 T.

La antena PERES de pétalos circulares y la antena PERES de pétalos elípticos sufren los efectos de las condiciones bajo las que están construidas las antenas, como son, la superficie en la que están fijadas, el tipo de soldadura, la cantidad de grasa en la antena como resultado de su manipulación, por lo que su factor de calidad tiende a disminuir. En general podemos observar que el espectro experimental y el espectro simulado tienen una gran similitud (Para ambas antenas).

6.4 Análisis de datos

Los espectros obtenidos en el SPICE OPUS (espectros simulados) nos proporcionaron datos del factor de calidad contra los parámetros (R, L y C) que influyen en la respuesta espectral. Estos datos son analizados en el software SCILAB, (en el Apéndice 4 aparece el listado de los programas). El factor de calidad teórico se obtuvo con la ecuación 4.16 al variar cada uno de los parámetros de diseño (R, L y C). Para comparar el factor de calidad contra la resistencia se hace un ajuste de mínimos cuadrados de los datos obtenidos al variar R (Figura 6.6).

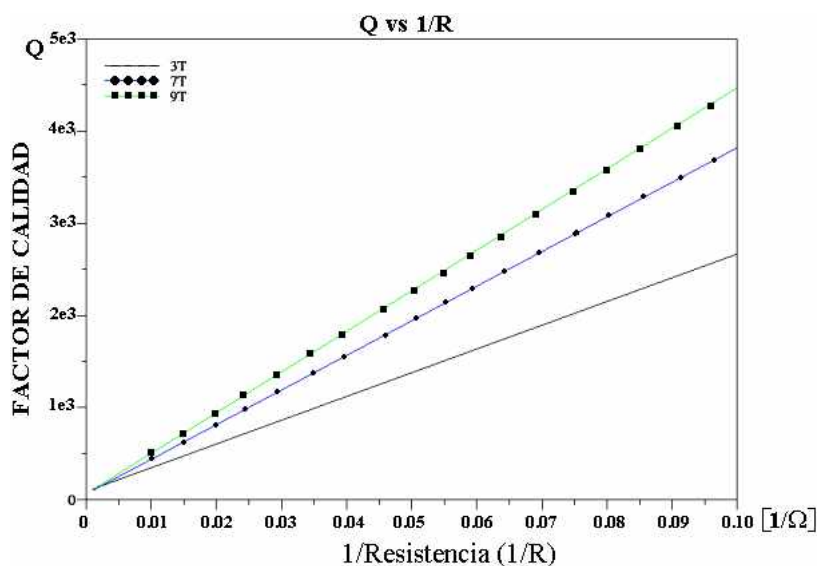


Figura 6.6 Grafica obtenida con el SCILAB mostrando el factor de calidad contra la resistencia para sistemas de 3T, 7T y 9T.

La resistencia dentro de un circuito equivalente nos representa la resistencia total que tiene la antena, y está compuesta de la resistencia de los diferentes componentes que constituyen la antena (cable coaxial, capacitores, lámina de cobre, soldaduras, etc.). Al variar la resistencia (Figura 6.6) se observa que a mayor resistencia se tiene un menor factor de calidad y conforme como la resistencia disminuye, el factor de calidad se incrementa. Este análisis se hizo para las intensidades de campo de 3T, 7T y 9T.

En el análisis siguiente graficamos el factor de calidad contra la capacitancia para estudiar el comportamiento de las variables (Figura 6.7). La capacitancia se varía en el circuito equivalente de la antena PERES de pétalos circulares para realizar la sintonización y el ajuste de la antena a la frecuencia deseada. El comportamiento del factor de calidad muestra que a una mayor capacitancia el factor de calidad es menor, y que al disminuir el valor de la capacitancia el factor de calidad aumenta, pero en determinado valor de capacitancia el factor de calidad permanece constante.

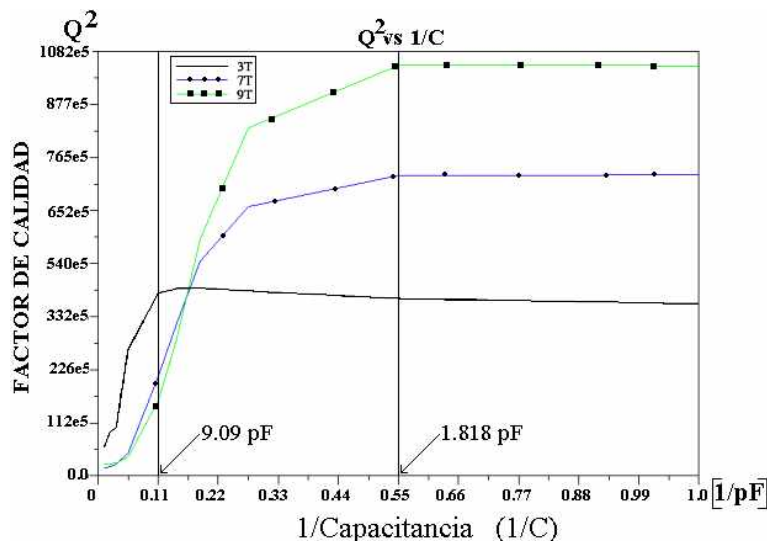


Figura 6.7 Grafica del factor de calidad contra la capacitancia para 3T, 7T y 9T.

Otro análisis importante realizado al circuito equivalente de la antena PERES de pétalos circulares fue al variar la inductancia contra el factor de calidad (Figura 6.8) para sistemas de 3T, 7T y 9T.

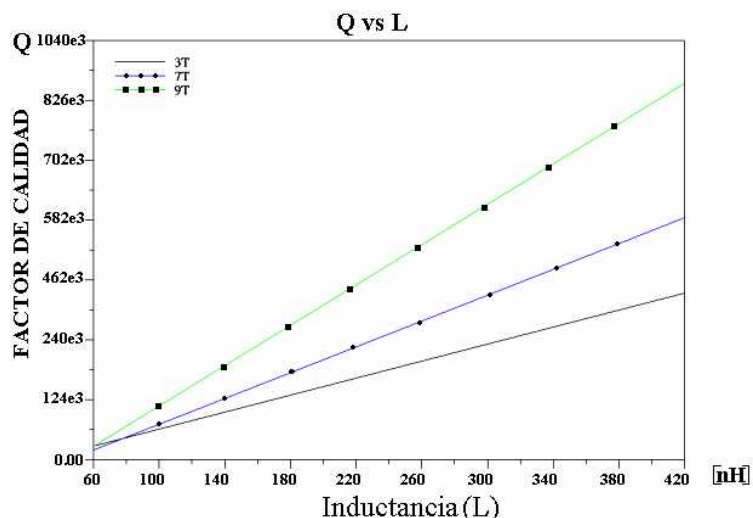


Figura 6.8 Grafica del factor de calidad contra la inductancia para sistemas de 3T, 7T y 9T

El intervalo de variación de la inductancia realizado en el SPICE OPUS fue de 100 nH a 500 nH. Para observar el comportamiento del factor de calidad al variar la inductancia se hace un ajuste de mínimos cuadrados y se observa que el factor de calidad varía proporcionalmente con la inductancia.

A los datos obtenidos del factor de calidad (Figura 6.8) se les hace una regresión lineal que permite obtener las pendientes (m):

$$m1 (3T) = 4.732 \times 10^9$$

$$m2 (9T) = 1.651 \times 10^9$$

Al dividir la pendiente de la curva de 3T sobre la curva de 9T se observa que la pendiente de 9T es casi 3 veces mayor que la pendiente de la curva de 3T:

$$\frac{m_{9T}}{m_{3T}} = \frac{4.732 \times 10^9}{1.651 \times 10^9} = 2.866$$

Esto es normal, ya que la intensidad de campo de 9T es 3 veces mayor que la intensidad de campo de 3T.

CAPÍTULO 7

RESULTADOS

7.1 Introducción

En este capítulo se presentaran los resultados obtenidos con las antenas PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos. Los resultados espectrales son proporcionados por el analizador de redes (capítulo5) y nos proporciona la atenuación, la impedancia de la antenna. El factor de calidad se obtiene por medio de la ecuación 4.16 que es la forma práctica de obtener Q en -3dB. Además de las respuestas espectrales obtenidas, se obtuvo la carta smith de cada antenna (Apéndice 6).

7.2 Antena PERES de pétalos circulares a 1.5 T y a 3T

En la figura 7.1 se muestra el espectro obtenido de la antenna PERES de pétalos circulares a 1.5 T, donde se puede apreciar el pico de resonancia a la frecuencia de 63.4 MHz, y su atenuación (dB).

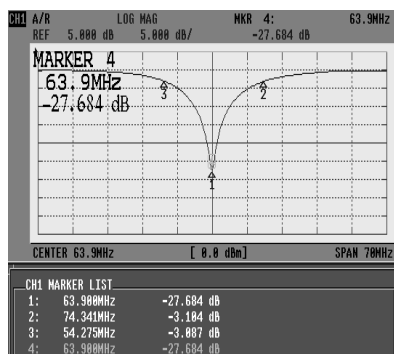


Figura 7.1 Espectro de la antenna PERES de pétalos circulares a 1.5 T

En la Figura 7.2 observamos el espectro de la antenna PERES de pétalos circulares a 3 T, con un pico de resonancia de 132.66 MHz.

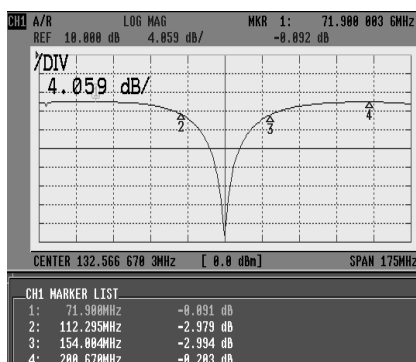


Figura 7.2 Pico de resonancia de la antenna PERES de pétalos circulares a 3 T

7.3 Antena PERES de pétalos circulares a 3T

La respuesta espectral obtenida de la antena PERES de pétalos elípticos a 3T se muestra en la Figura 7.3. Se aprecia la frecuencia de resonancia que es de 132.65 MHz y su atenuación en decibeles.

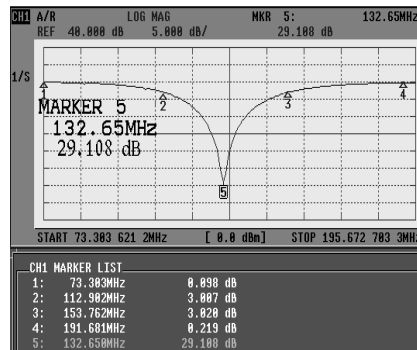


Figura 7.3 Pico de resonancia de la antena PERES de pétalos elípticos a 3 T

En la tabla 7.1 también se muestran los datos obtenidos de la antena PERES para realizar una comparación con las antenas propuestas.

Antena	Intensidad de campo (T)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Atenuación (dB)	Impedancia (Ω)	Factor de calidad (Q)	
PERES	1.5	63.654	-23.159	57.221-j1.719	661.34	
P E R E S	Pétalos circulares	1.5	63.9	-27.684	54.257-j0.857	318.06
	Pétalos circulares	3	132.566	-28.566	53.260-j1.756	317.83
	Pétalos elípticos	3	132.65	- 29.108	53.220-j1.566	324.645

Tabla 7.1 Resultados obtenidos de los espectros mostrados por el analizador de redes

Se observa en la tabla, que las antenas propuestas cuentan con una mejor atenuación y una mejor impedancia. El factor de calidad de la antena PERES es mejor que el factor de calidad de las antenas propuestas (antena PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos).

CAPÍTULO 8

DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES

En el presente trabajo de tesis se estudiaron las bases teóricas de la Imagenología por Resonancia Magnética. Se presentó, en particular, el funcionamiento de las antenas de RF de superficie aplicadas a la imagenología del cuerpo humano.

Se desarrollaron nuevas propuestas de antenas superficiales de RF las cuales fueron las antenas PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos, además se presentó su construcción y el diseño final de la antena de RF. También se realizó una simulación del circuito equivalente de las antenas RF así como del análisis de los datos obtenidos. Las antenas diseñadas tuvieron como objetivo superar a su predecesora la antena PERES.

Otra ventaja de las antenas propuestas es una disminución en la impedancia de la antena de pétalos circulares del 5.2%, además de un incremento en la atenuación del 16.34%.

Una de las limitantes de las antenas PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos es la disminución del 50% del factor de calidad, comparado con la antena PERES original debido al nuevo tamaño de la antena y a la nueva geometría (la nueva antena prototipo tiene una geometría mas compleja). Otro factor que ocasiona la disminución del factor de calidad es la resistencia del material utilizado en su construcción (cable coaxial, soldadura, lámina de cobre, capacitores, etc.).

De las graficas del capítulo 6 referente a la simulación de circuitos equivalentes de 8 pétalos podemos observar lo siguiente:

- El espectro simulado es similar al espectro experimental a intensidades de campo de 1.5 T y 3 T (Figura 6.3, 6.4 y 6.5).
- Si la resistencia disminuye, el factor de calidad aumenta (Figura 6.6).
- Conforme el valor de la capacitancia disminuye, el factor de calidad aumenta linealmente, pero al alcanzar un determinado valor de capacitancia el factor de calidad

se mantiene constante sin importar que continuemos disminuyendo la capacitancia. (Figura 6.7).

- Si la inductancia aumenta el factor de calidad aumenta (Figura 6.8).

Se concluye que la simulación de un circuito equivalente puede proporcionar los parámetros de diseño adecuados en la construcción de una antena de RF superficial para IRM.

Al proporcionarnos el método de simulación los parámetros adecuados para el desarrollo de antenas nos ahorra tiempo y esfuerzo en su diseño y construcción.

PERSPECTIVAS

A partir de los resultados obtenidos, el paso siguiente consistirá en la obtención de imágenes reales con las antenas diseñadas. Las imágenes que se obtendrán con las antenas prototipo permitirán realizar una evaluación del cociente señal a ruido.

El paso siguiente en el proceso de simulación de antenas de RF, será obtener una simulación del campo magnético de las antenas PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos.

La antena PERES construida por Silvia Hidalgo cuenta con un buen cociente señal a ruido pero la uniformidad del campo es muy pobre, por lo que la nueva geometría de la antena PERES de pétalos circulares y de pétalos elípticos es una buena propuesta para mejorar la uniformidad de campo y el cociente señal a ruido.

Referencias Bibliográficas

- [1.1] URL: <http://www.nobel.se/physics/laureates/1945/pauli-bio.html>
- [1.2] F. Bloch, “Nuclear Induction” *Phys. Rev.*, Vol. 70, p 460, 1946
- [1.3] E. M. Purcell, H. C. Torrey & R. V. Pound. “Resonance absorption by nuclear magnetic moments in solid”. *Phys. Rev.*, Vol. 69, p 37, 1946.
- [1.4] P. C. Lauterbur, “Image formation by induced local interactions: examples employing nuclear magnetic resonance”, *Nature*, Vol. 242, p 190, 1973.
- [1.5] P. Mansfield y P. K. Grannel. “Diffraction in solids”. *J. Phys. C: Solid State Phys.*, Vol. 6, p 1422, 1973.
- [1.6] R. Damadian. “Tumor detection by nuclear magnetic resonance”. *Science*, Vol. 171, p 1151, 1971
- [2.1] URL: <http://www.uib.no/med/avd/miapr/arvid/MRI2000/MRITutor.pdf>
- [2.2] Z. Liang and P. Lauterbur, “Principles of Magnetic Resonance Imaging”, SPE PRESS, New York, 2000.
- [2.3] R. Mezrich, “A perspective on K-space”, *Radiology* Vol. 195, p 2, 1995.
- [2.4] P Mansfield, Multi-planar image formation using NMR spin echoes, *J. Phys. C.*, Vol. 10, L55, 1997.
- [2.5] K. P. Pruessmann, M. Weiger, M. B. Scheidegger, and P. Boesiger, “SENSE: Sensitivity Encoding for Fast Magnetic Resonance Imaging”, *Magn. Reson. Med.*, Vol. 42, p 952, 1990.
- [3.1] S. Hidalgo Tobón, “Antena Superficial para Imagenología y Espectroscopía por Resonancia Magnética”, Tesis de Maestría en Ciencias (Física Médica), Posgrado de Ciencias Físicas de la UNAM, México, D.F., 2000.
- [3.2] W. Schempp. “Magnet Resonance Imaging”, Ed. A John Wiley & Sons, New Jersey, 1998.
- [3.3] M. A. Foster and J. M. Hutchison, “Practical NMR Imaging”, *IEEE Trans. Med. Imag.*, Vol 10, p 2, 1991.
- [3.4] R. R. Edelman, J. R. Hesselink and M. B. Thompson and R. Venkatesan, “Magnetic Resonance Imaging: physical principles and sequence design”. Ed A John Wiley & Sons, Saunders, Philadelphia, 1999.
- [4.1] D. Flores, “Optimización de parámetros para el diseño de antenas superficiales que se emplean en RMN”, Tesis Profesional, Universidad del Ejército y Fuerza Aérea. Escuela Militar de Ingenieros, México, 2001.
- [4.2] W. T. Sobol, “Dedicated Coils in Magnet Resonante Imaging”. *Rev. Magn. Reson Med.*, Vol. 1, p 181, 1986.

- [4.3] S. M. Wright, “Basic Concepts: Components”, 11th ISMRM, Vol. 1, p 651. 2003.
- [4.4] D. I. Hoult and R. E. Richard, “Magnetic Resonance Imaging”, J. Magn. Reson. Vol 24, p 71, 1976.
- [4.5] T. J Lawry, M. W. Weiner, and G. B. Matson, “Computer Modeling of Surface Coil Sensitivity”, Magn. Reson. Med., Vol. 16, p 294, 1990.
- [4.6] P. B. Roemer, W. A. Edelstein, C. E. Hayes, S. P. Souza, and O. M. Muller, “The NMR phased array”, Magn. Reson. Med., Vol. 16, p 192, 1990.
- [4.7] R. Amador, E. Sacristan, A. Rodríguez, “Dual Frequency Intestinal Intraluminal Coil for in vivo MRIS”, 10th ISMRM, Honolulu, Hawaii, pag 981, 2002.
- [4.8] M. B. Smith, C. Chin, and C. Collins, “The Birdcage Coil (Teory)”, 11th ISMRM, Vol. 1, pag 616, 2003.
- [4.9] R. Hernández., A. Rodríguez., P. Salgado., F. A. Barrios “Ellipsoidal Coil for Magnetic Resonance Spectroscopy”, 7th Mexican Symposium on Med. Phys., Vol. 682, p 205, 2003
- [5.1] P. Mansfield, “The petal resonator: a new approach to surface coil design for NMR imaging and spectroscopy”, J Phys D: App Phys, Vol. 21, p 1643, 1988.
- [5.2] A. Rodriguez, S. Hidalgo, R. Rojas, A. Barrios. “Petal Resonator Surface (PERES) Coil”, Proc. Intl. Soc. Mag. Reson. Med, Vol. 9, p 112, 2001.
- [5.3] C-N Chen and D. L. Hoult, “Biomedical Magnetic Resonant Technology”. Adam Hilger, Bristol and New York, 1989.
- [5.4] A. B. Richard., “Desarrollo de Antenas Superficiales de RF para Imagenología por Resonancia Magnética”, Tesis de Maestría (Ingeniería Biomédica), Posgrado en Ingeniería Biomédica de la UAM-I, México, D.F., 2001.
- [6.1] URL: <http://www.fe.uni-lj.si/spice/>
- [6.2] URL: <http://www-rocq.inria.fr/scilab>
- [6.3] C. M. Mantaras, A. O. Rodríguez., “Simulation of Equivalent Circuits for MRI Surface Coils”, Proceedings of the 24th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology, Houston, Texas, p 1736, 2002.

APÉNDICE 1

Diferentes diseños de antenas de RF desarrolladas en la UAM-I. Estas antenas constituyen la línea de investigación que ha seguido el grupo de resonancia magnética en el desarrollo de antenas superficiales de RF, cada diseño busca mejorar el desempeño de una antena superficial de RF.

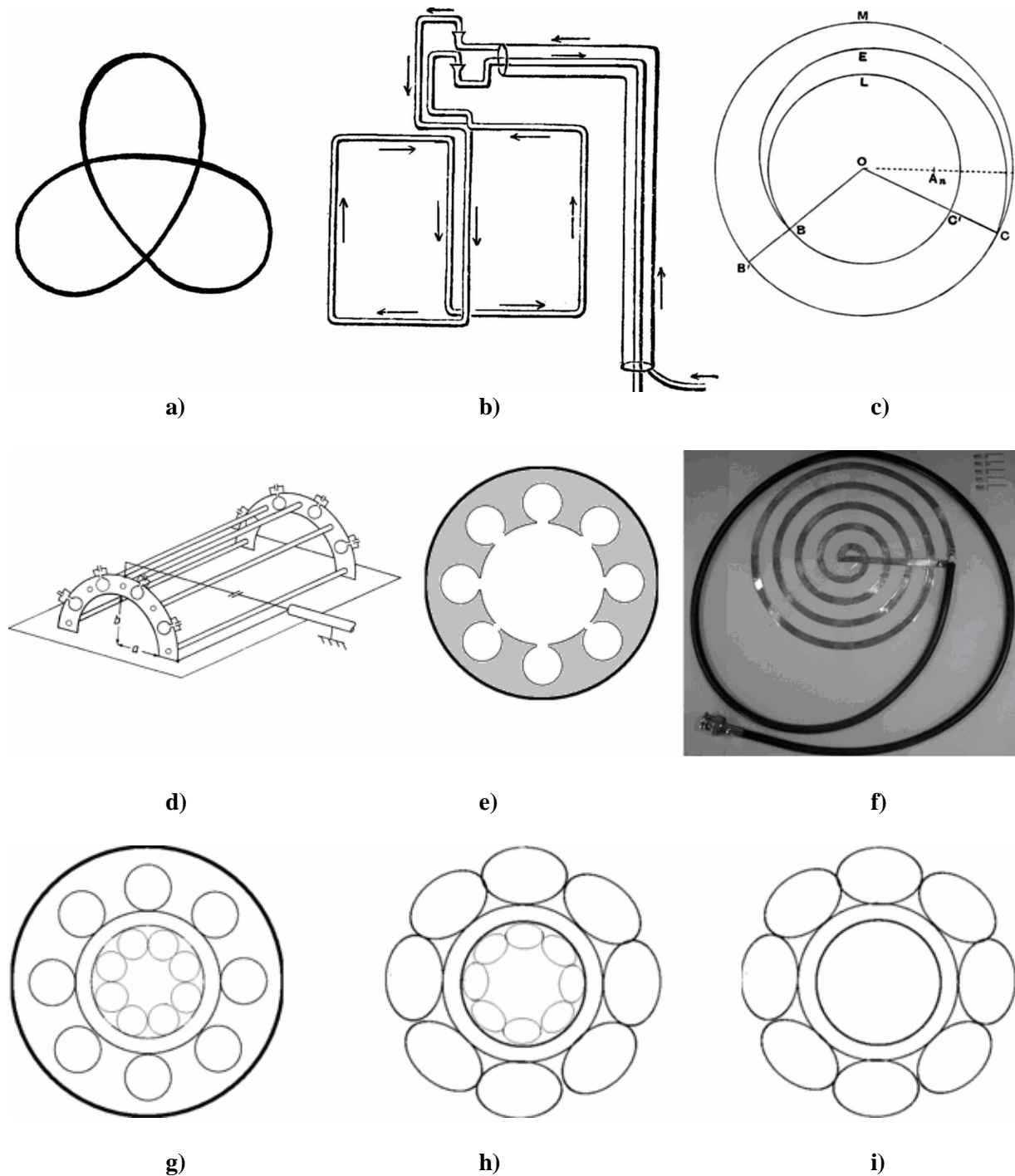


Figura A1.1 a) antena infinito, b) antena Maxwell, c) antena Arquímedes, d) antena cavity resonator, e) antena magnetrón, f) antena espiral y g),h),i) variación de la antena PERES

APÉNDICE 2

Espectro de la antena arreglo en fase diseñada para IRM en sistemas de 1.5T. Esta antena de RF superficial contiene dos antenas de RF (Figura A2.1), una antena cuadrada y una antena PERES de pétalos circulares. La frecuencia de resonancia es de 63.8 MHz.

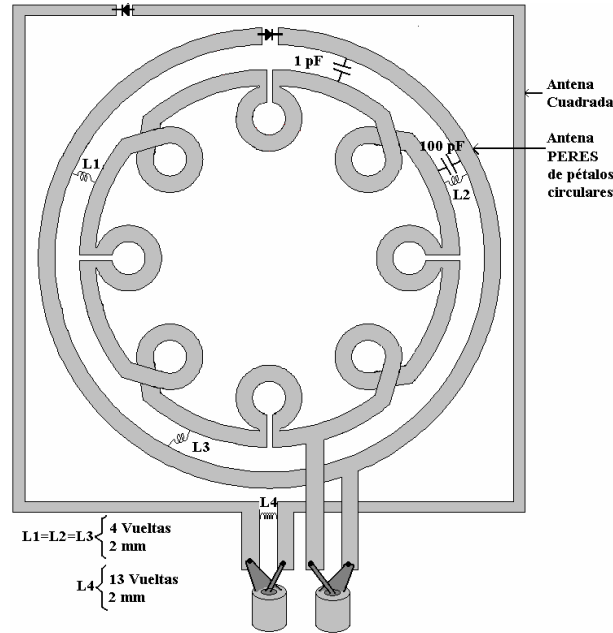


Figura A2.1 antena arreglo en fase

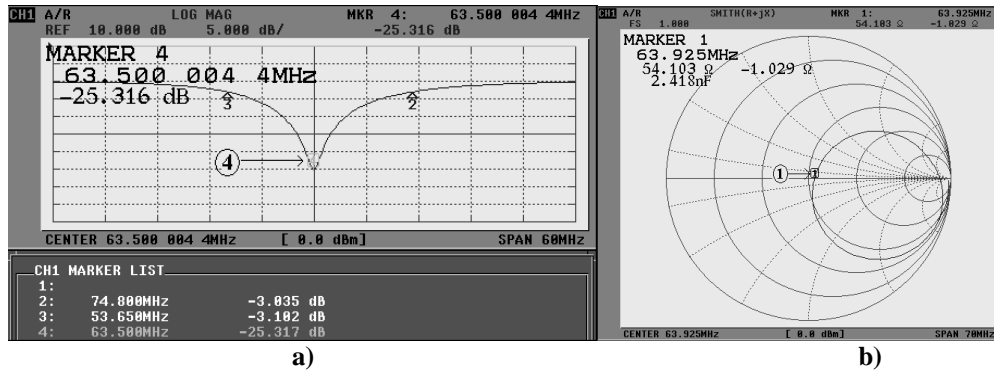


Figura A2.2 a) Espectro de la antena cuadrada para sistemas de 1.5 T, b) Carta Smith obtenido del analizador de redes para la antena cuadrada

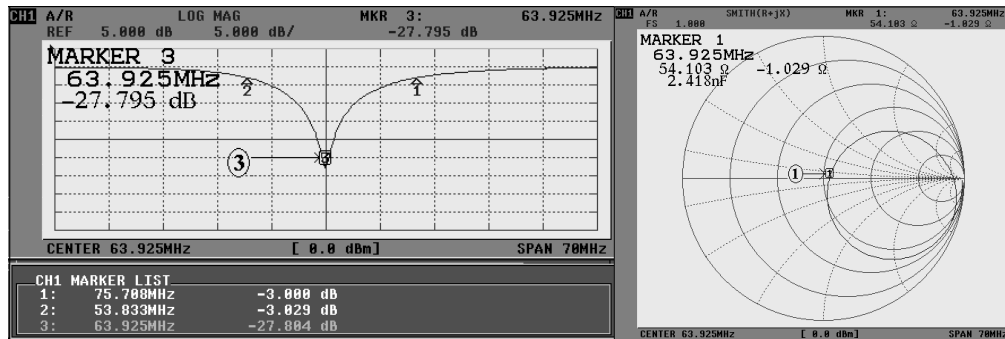


Figura A2.3 a) Espectro de la antena PERES de pétalos circulares, b) Carta Smith obtenido del analizador de redes

APÉNDICE 3

Programas utilizados en el simulador PSPICE para obtener las respuestas de desempeño del circuito equivalente de una antena RF.

Programas utilizados para sistemas de 1.5T**Circuito RLC de 8 pétalos 1.5**

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 1p
l1 2 3 44n
c2 3 0 58p
l2 3 4 44n
c3 4 0 78p
l3 4 5 100n
c4 5 0 120p
l4 5 6 100n
c5 6 0 120p
l5 6 7 100n
c6 7 0 120p
l6 7 8 100n
c7 8 0 120p
l7 8 9 100n
c8 9 0 120p
```

Programas utilizados para sistemas de 3T**Circuito RLC de 4 Pétalos 3T**

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 2p
l1 2 3 380n
c2 3 0 3.8p
l2 3 4 400n
c3 4 0 3.8p
l3 4 5 500n
c4 5 0 15p
l4 5 6 500n
c5 6 0 100p
.end
```

Circuito RLC de 6 Pétalos 3T

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 2p
l1 2 3 380n
c2 3 0 3.8p
l2 3 4 500n
c3 4 0 3.8p
l3 4 5 500n
c4 5 0 15p
l4 5 6 500n
c5 6 0 100p
l5 6 7 500n
c6 7 0 100p
```

```
l6 7 8 500n
c7 8 0 100p
.end
```

Circuito RLC de 8 Pétalos 3T

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 1p
l1 2 3 100n
c2 3 0 10p
l2 3 4 100n
c3 4 0 22p
l3 4 5 100n
c4 5 0 120p
l4 5 6 100n
c5 6 0 120p
l5 6 7 100n
c6 7 0 120p
l6 7 8 100n
c7 8 0 120p
l7 8 9 100n
c8 9 0 120p
l8 9 10 100n
c9 10 0 120p
.end
```

Circuito RLC antena circular 3T

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 3p
l2 2 3 400n
c2 3 0 3.8686p
.end
```

Circuito RLC Antena Cuadrada 3T

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 3p
l1 2 3 360n
c2 3 4 3.685p
l2 4 0 60n
.end
```

Programas utilizados para sistemas a 7T**Circuito RLC de 4 Pétalos 7T**

```
v1 1 0 dc 0V ac 1V sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 50
c1 2 0 1.5p
l1 2 3 200n
c2 3 0 1p
l2 3 4 200n
c3 4 0 2p
l3 4 5 225n
c4 5 0 2p
l4 5 6 200n
c5 6 0 1p
.end
```

Circuito RLC de 6 Pétalos 7T

```
v1 1 0 dc 0V ac 1V sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 50
c1 2 0 1p
l1 2 3 300n
c2 3 0 2p
l2 3 4 350n
c3 4 0 2p
l3 4 5 250n
c4 5 0 2p
l4 5 6 250n
c5 6 0 7p
l5 6 7 200n
c6 7 0 1.5p
l6 7 8 400n
c7 8 0 5p
.end
```

Circuito RLC de 8 Pétalos 7T

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 1p
l1 2 3 100n
c2 3 0 2.793p
l2 3 4 100n
c3 4 0 3p
l3 4 5 100n
c4 5 0 120p
l4 5 6 100n
c5 6 0 120p
l5 6 7 100n
c6 7 0 120p
l6 7 8 100n
c7 8 0 120p
l7 8 9 100n
c8 9 0 120p
l8 9 10 100n
c9 10 0 120p
.end
```

Circuito RLC de la antena circular 7T

```
v1 1 0 dc 0V ac 1V sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 50
c1 2 0 1p
l1 2 3 251n
c2 3 0 1.14p
.end
```

Circuito RLC de la antena cuadrada 7T

```
v1 1 0 dc 0V ac 1V sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 50
c1 2 0 1.25p
l1 2 3 201n
c2 3 4 0.95p
l2 4 0 100n
.end
```

Programas utilizados para sistemas a 9T**Circuito RLC de 4 Pétalos 9T**

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
c1 2 0 2p
l1 2 3 90n
c2 3 0 2.4p
l2 3 4 400n
c3 4 0 3.8p
l3 4 5 400n
c4 5 0 15p
l4 5 6 400n
c5 6 0 10p
.end
```

Circuito RLC de 6 Pétalos 9T

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 2p
l1 2 3 120n
c2 3 0 2.285p
l2 3 4 250n
c3 4 0 4p
l3 4 5 350n
c4 5 0 15p
l4 5 6 300n
c5 6 0 200p
l5 6 7 300n
c6 7 0 150p
l6 7 8 200n
c7 8 0 150p
.end
```

Circuito RLC de 8 Pétalos 9T

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 1p
l1 2 3 90n
c2 3 0 3.95p
l2 3 4 90n
c3 4 0 36p
l3 4 5 90n
c4 5 0 60p
l4 5 6 90n
c5 6 0 60p
l5 6 7 90n
c6 7 0 60p
l6 7 8 90n
c7 8 0 60p
l7 8 9 90n
c8 9 0 60p
l8 9 10 90n
c9 10 0 60p
.end
```

Circuito RLC antena circular 9T

```
v1 0 1 dc 0V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 3p
l2 2 3 110n
c2 3 0 1.56p
.end
```

Circuito RLC antena cuadrada 9T

```
v1 1 0 dc 1V ac 1 sin 0 0.1V 100Hz
r1 1 2 53
c1 2 0 3p
l1 2 3 90n
c2 3 4 1.56p
l2 4 0 20n
.end
```


APÉNDICE 4**Circuitos utilizados para el análisis de datos en SCILAB****Programa utilizado para realizar la grafica de Q vs C**

//comparaciones entre las capacitancias de la antena de 8
pétalos y el factor de calidad.

```

clear
c=[1                                24093.7
0.5                                22987.09
0.25                               22429.68];
0.17
0.13                                xtitle('QQ vs 1/C','1/C','QQ');
0.1                                plot2d(c,[q1 q2 q3],[1,2,3]);
0.05                               plot2d(c,[q1 q2 q3],[1,2,3],"111","3T@7T@9T");
0.03
0.02
0.01];

//para un sistemas de 3T
//8petalos

q1=[324610.1
334082.95
348443.77
354316.32
352342.42
344292.82
237488.82
90851.86
82769.66
54684.02];

//para un sistema de 7T
//8petalos

q2=[567135.4
565990.25
507251.79
404716.59
284648.24
186856.75
42832.75
21842.61
17018.5
14832.54];

//para un sistema de 9T
//8petalos

q3=[772881.9
773591.94
655514.59
446555.96
254283.6
141160.7
35575.74

```

Programa utilizado para realizar la grafica de Q vs L

//valores para la comparación de Q vs L con valores simulados y calculados a una frecuencia fija para cada sistema en antenas de 8 pétalos

clear

//graficas a frecuencia fija con regresión lineal
//valores de inductancia

x2=regress(l1,q2); //regresión lineal
y2=x2(1)+(x2(2)*l1); //y1=a+(r*b)

l1=[100e-9
140e-9
180e-9
220e-9
260e-9
300e-9
340e-9
380e-9
420e-9
460e-9];

//9T (383.04 MHz)

q3=[1134.93
1951.3
2964.71
4149.95
5503.45
6939.13
8290.91
9746.56
10759.55
13680];

//Circular simulada 3T (127.68 MHz)
//valores del factor de calidad

q1=[590.56
974.66
1452.56
2178.84
2787.77
3395.74
3606.78
4298.99
5254.32
5551.3];

x3=regress(l1,q3); //regresión lineal
y3=x3(1)+(x3(2)*l1); //y1=a+(r*b)

xtitle('Q vs L','L','Q');

plot2d(l1,[y1 y2 y3],[1,2,3]);
plot2d(l1,[y1 y2 y3],[1,2,3],"l1l","3T@7T@9T");

x1=regress(l1,q1); //regresión lineal
y1=x1(1)+(x1(2)*l1); //y1=a+(r*b) x1(1)=a
x1(2)=b (pendiente)

//7T (297.92MHz)

q2=[673.27
1269.91
1904.86
2655.26
3525.68
4453.21
5406.9
6620.44
7485.43
8008.6];

Programa utilizado para realizar la grafica de Q vs R

//comparación entre la resistencia y el factor de calidad de la antena PERES de 8 pétalos para los sistemas de 3T, 7T y 9T

clear

r=[0.1000
0.0333
0.0189
0.0143
0.0111
0.0100
0.0033
0.0020
0.0014
0.0011
0.0010];

// sistema a 3T
// antena 8 pétalos

q1=[2665.55
988.24
570
439.22
350.1
320.24
168.18
147.93
140.99
137.45
136.08];

// sistema a 7T
// antena 8 pétalos

q2=[3834.23
1311.85
753.08
577.36
458.06
416.85
187.23
150.71
137.49
130.82
128.33];

// sistema a 9T
// antena 8 pétalos

q3=[4485.25
1537.08

879.14
672.47
532.22
482.36
207.76
162.52
144.7
141.11
132.36];

x1=regress(r,q1);
y1=x1(1)+(x1(2)*r);

x2=regress(r,q2);
y2=x2(1)+(x2(2)*r);

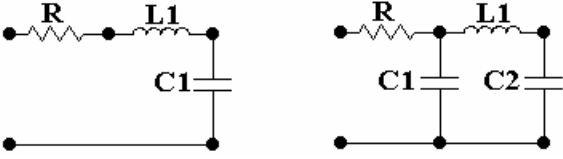
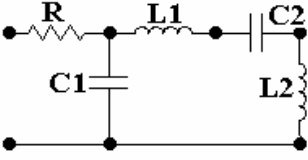
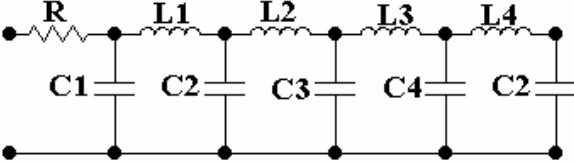
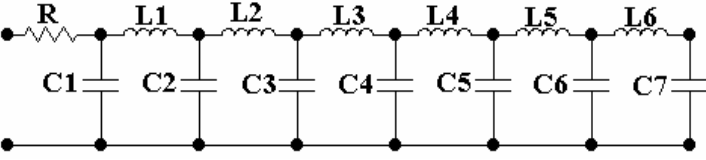
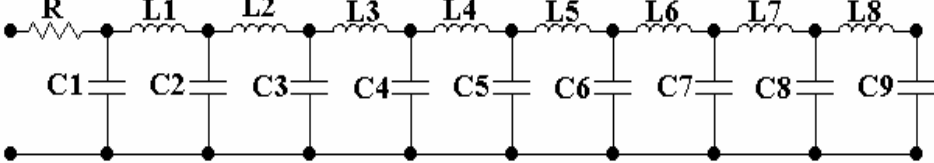
x3=regress(r,q3);
y3=x3(1)+(x3(2)*r);

plot2d(r,[y1 y2 y3],[1,2,3]);
plot2d(r,[y1 y2 y3],[1,2,3],"111","3T@7T@9T");

xtitle('Q vs 1/R Resultados obtenidos de la simulación (3T, 7T Y 9T) de la antena de 8 pétalos'),'1/R','Q');

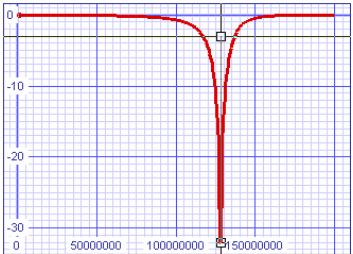
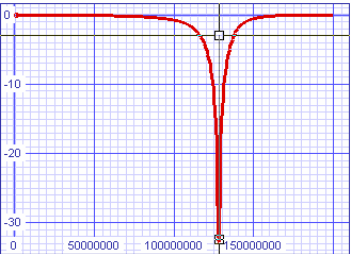
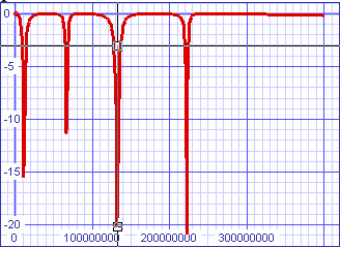
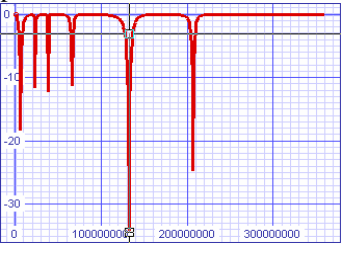
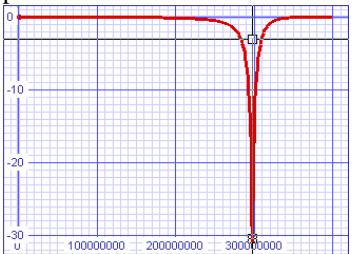
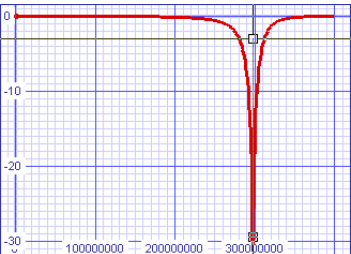
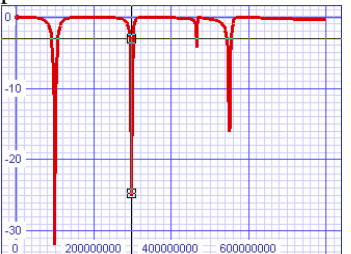
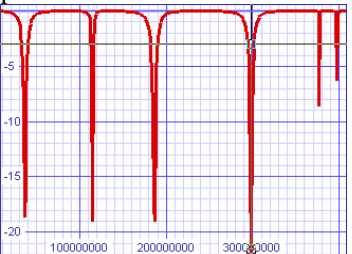
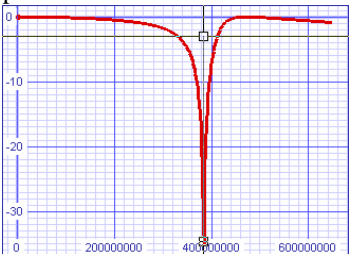
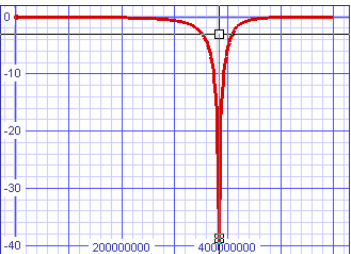
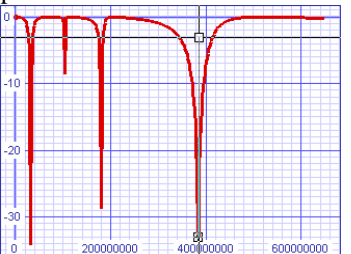
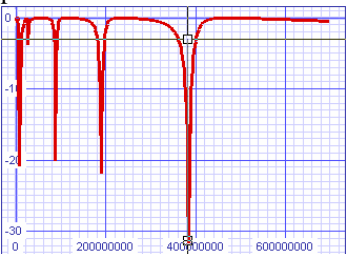
APÉNDICE 5

Circuitos Equivalentes de las antenas circular, cuadrada, PERES de 4, 6 y 8 pétalos.

Antena RF	Circuito Equivalente	
Circular		
Cuadrada		
P E R E S	4 pétalos	
	6 pétalos	
	8 pétalos	

APÉNDICE 6

Espectros obtenidos en el SPICE OPUS a partir de los circuitos equivalentes de 4 Pétalos, 6 Pétalos, y de la antena circular y cuadrada

ANTENA SISTEMA	Cuadrada	circular	4 pétalos	6 pétalos
3T	Programa circuito RLC antena cuadrada 3T 	Programa Circuito RLC antena circular 3T 	Programa Circuito RLC de 4 pétalos 3T 	Programa Circuito RLC de 6 pétalos 3T 
7T	Programa RLC antena cuadrada para 7T 	Programa Circuito RLC antena circular 7T 	Programa Circuito RLC de 4 pétalos 7T 	Programa Circuito RLC de 6 pétalos 7T 
9T	Programa RLC antena cuadrada para 9T 	Programa Circuito RLC antena circular 9T 	Programa Circuito RLC de 4 pétalos 9T 	Programa Circuito RLC de 6 pétalos 9T 

APÉNDICE 7

Pico de resonancia y carta Smith para la antenna PERES de pétalos circulares a 1.5T

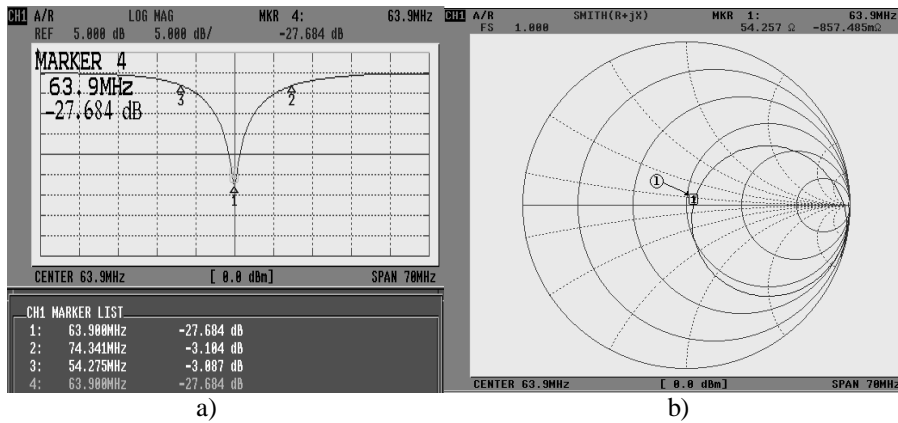


Figura 7.1 a) Pico de resonancia de 63.9MHz, b) Impedancia de la antenna PERES de pétalos circulares a 1.5T.

Pico de resonancia y carta Smith para la antenna PERES de pétalos circulares a 3T

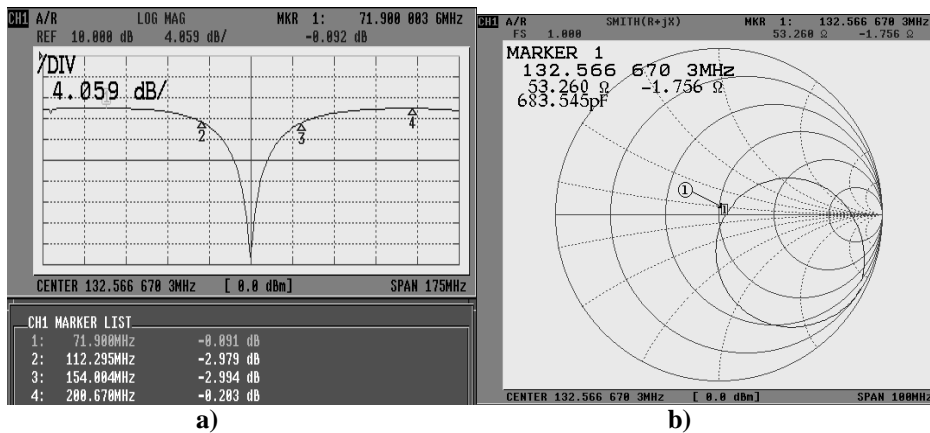


Figura 7.3 a) Pico de resonancia a 132.566MHz, b) Impedancia de la antenna PERES de pétalos circulares a 3T.

Pico de resonancia y carta Smith para la antenna PERES de pétalos elípticos a 3T

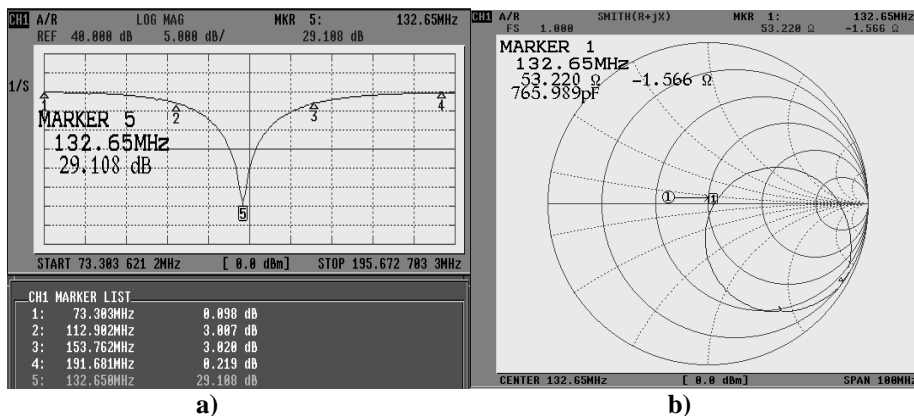


Figura 7.4 a) Pico de resonancia a 132.566MHz, b) Impedancia de la antenna PERES de pétalos circulares a 3T

APÉNDICE 8

Conector antena-sistema.

El conector antena-sistema es un acoplador de impedancias a 50Ω (Figura 6.1) que permite conectar la antena de RF al Sistema clínico de Resonancia Magnética de 3T. Este conector fue fabricado en el laboratorio de imagenología de la UAM-I.

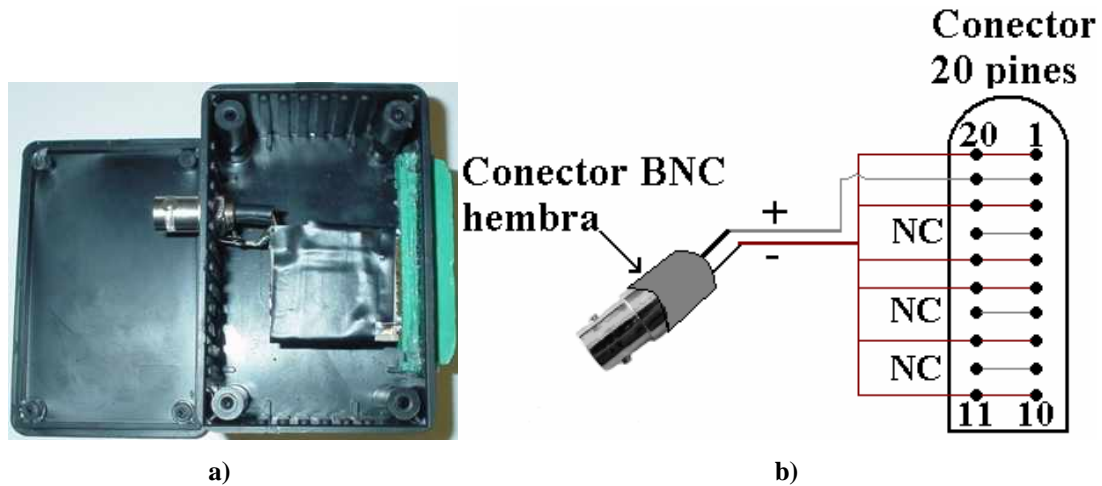


Fig. 6.1 a) Conector Antena-Sistema, b) Diagrama esquemático.

Las dimensiones del conector se muestran en la Figura 6.2.



Fig. 6.2 Dimensiones del conector de 20 pines.