

Universidad Autónoma Metropolitana

Unidad Iztapalapa

Posgrado en Ingeniería Biomédica

Antena Volumétrica Tipo Magnetrón para 7
Tesla.

Comunicación Idónea de Resultados que Presenta:

I. B. Jaime Fabian Vázquez de la Rosa

Para obtener el grado de:

Maestro en Ciencias (Ingeniería Biomédica)

Asesor: Dr. Alfredo O. Rodríguez González

Julio de 2009

AGRADECIMIENTOS

A la vida, por haberme dado esta oportunidad.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT), por el apoyo en el sustento de este grado.

Al Dr. Alfredo O. Rodríguez, por enseñarme esta senda, y por todo lo que ha implicado trabajar con él.

A las personas que dedicaron su tiempo a revisar esta tesis.

A los jefes, por haberme incitado siempre a caminar solo.

A todos mis amigos, donde quiera que estén, de todos los lugares en donde he estado; a los que están y a los que cumplieron su ciclo en este mundo. Si los mencionara a todos no alcanzarían las páginas de esta tesis, pero ustedes saben que los aprecio, respeto y extraño.

A mis compañeros de aventuras: Urbano ('el cuernos'), Luis Alberto ('el chupi'), Héctor y Leobardo ('el lagarto').

A Rodrigo ('el flaco') y Alfonso ('el tico'), por la amistad invaluable que me han brindado. A Sophie, por los correctivos en mi nuca cuando los necesité.

Y el agradecimiento especial a mis 'senseis': Sergio Solís y Oscar Marrufo (¡Arriba Durango!), por los buenos ratos que hemos pasado y porque sin ellos este trabajo no hubiera sido posible.

Y al Rock n' Roll que nunca me deja solo.

Resumen

El diseño de la antena magnetrón volumétrica fue concebido en base a la teoría desarrollada por P. Mansfield en 1990 de la 'High Frequency Cavity Resonator Designs for NMR' que propone una antena de volumen sintonizada sin capacitores, que no ha sido construida; y la antena desarrollada por A. O. Rodríguez en 2006 'Magnetron Surface Coil for Brain MR Imaging'. De igual forma se tomaron algunas consideraciones de la antena de volumen 'Jaula de Pájaro'.

Dentro del trabajo se encontró, al simular el campo magnético generado por la antena a 300MHz , y al variar el número de cavidades sobre las placas terminales que se mantenía un campo más homogéneo con 6 cavidades.

El primer diseño presentado es la antena polarizada linealmente, que a pesar de que obtuvo imágenes el consumo de potencia excedía los límites de seguridad de los amplificadores del sistema.

Al polarizar la antena en cuadratura obtuvimos una considerable disminución en el consumo de potencia y con la ayuda de un circuito de desacople pudimos optimizar la sintonización de los canales.

Debido al diseño de la capacitancia distribuida por medio de las cavidades resonantes, se logró construir una antena que sólo consta de dos capacitores fijos, que balancean el circuito de ajuste de impedancia y sintonización.

Se obtuvieron imágenes de un fantoma de agua destilada y se compararon con imágenes obtenidas con una antena jaula de pájaro con el mismo número de piernas que la magnetrón volumétrica y con los mismos parámetro de adquisición. Se mostró que la antena desarrollada mostraba una notable mejoría en la intensidad de señal recibida y en la homogeneidad del campo producido.

Como primera aproximación de la utilización de la antena desarrollada obtuvimos imágenes de rata *in vivo*, en las cuales se observa una buena resolución que hace a esta antena un buen candidato para imagenología de roedores.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I. PRINCIPIOS DE LA IMAGENOLÓGÍA POR RESONANCIA MAGNÉTICA	
I.1. Principios Físicos	3
I.2. Volumen de Magnetización	5
I.3. Importancia de la Frecuencia de Larmor	8
I.4. Excitación de Radiofrecuencia (RF)	9
I.5. La Ecuación de Bloch	10
I.6. Precesión Libre y Relajación	11
I.7. Ángulo del Pulso de RF (Flip Angle)	12
I.8. Relajación T_1	13
I.9. Relajación T_2 , T_2^* y Espín-Eco	14
I.10. Ubicación Espacial de la Señal	16
I.11. El Espacio k	20
I.11.1. Apariencia del Espacio k	21
I.11.2. Simetría del Espacio k	22
I.12. Secuencias de Pulsos Básicas	23
I.12.1. Espín Eco (SE)	24
I.12.2. Gradiente Eco (GRE)	24
I.12.3. Inversión-Recuperación (IR)	25
I.13. Imagenología Eco-Planar (EPI)	26
I.14. Imagenología en Paralelo	27
I.14.1. SENSE	27
I.14.2. SMASH	29

CAPÍTULO II. EL SISTEMA DE IMAGENOLOGÍA POR RESONANCIA MAGNÉTICA

II.1. El Imán	31
II.1.1. Homogeneidad	32
II.1.2. Tipos de Imanes	32
II.1.3. Shimming	35
II.1.4. Shielding	36
II.2. Sistema de Gradientes	37
II.3. Sistema de Radiofrecuencia	40
II.3.1. Transmisor	40
II.3.2. Antenas	41
II.3.3. Preamplificador	41
II.3.4. Receptor	41
II.4. Computadora	42

CAPÍTULO III. ANTENAS DE RADIOFRECUENCIA (RF)

III.1. Introducción	45
III.2. Clasificación de Antenas para IRM	46
III.2.1. Clasificación Según su Función	46
III.2.1.1. Antenas Transmisoras	46
III.2.1.2. Antenas Receptoras	46
III.2.2. Clasificación Según su Diseño	47
III.2.2.1. Antenas Superficiales	47
III.2.2.2. Antenas de Volumen	53
III.2.2.3. Arreglos de Antenas	55
III.3. Diseño de Antenas	56
III.3.1. Inductancia	57
III.3.2. Capacitancia	59
III.3.3. Resistencia	60
III.3.4. Líneas de Transmisión	60

III.3.5. Factor de calidad ' Q '	61
III.3.6. Resonancia en una Antena	62
III.3.7. Tuning y Matching	62
III.4. Polarización de la Antena	63
CAPÍTULO IV. ANTENA MAGNETRÓN VOLUMÉTRICA	
IV.I. Introducción	67
IV.II. Antecedentes	68
IV.III. Diseño y construcción de la antena magnetrón volumétrica	73
CAPÍTULO V. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	
V.I. Simulaciones	79
V.II. Antena Lineal	82
V.III. Antena en Cuadratura	83
V.III.I. Imagenología <i>In Vivo</i>	89
CONCLUSIONES	93
TRABAJO A FUTURO...	95
REFERENCIAS	97
APENDICES	99

INTRODUCCIÓN

Dentro de los dispositivos esenciales para obtener señales de Resonancia Magnética (RM) tenemos las antenas de radiofrecuencia; en general la señal obtenida es de muy baja amplitud (μV), si la distancia de donde se genera hasta donde se recibe es grande entonces nuestra capacidad de recepción disminuirá.

Otro aspecto importante es que las antenas desarrolladas hasta el momento tienen una serie de limitantes como la adición de un número considerable de capacitores que involucran dificultad en la sintonización de la antena, consumo de energía y riesgos potenciales de campos eléctricos locales, entre otros. En algunos diseños se ha podido incrementar la señal en algunas regiones pero es muy pobre en otras dentro del mismo volumen de la antena, en este sentido es necesario que se mantenga una uniformidad del campo generado por la antena para la correcta interpretación de la información.

El objetivo del presente trabajo es mostrar el desarrollo de un nuevo prototipo de antena de volumen para imagenología por resonancia magnética a 7 Tesla para roedores, que muestre buena homogeneidad de campo a lo largo de la región de medición.

En el primer capítulo se revisan los principios físicos de la resonancia magnética y las técnicas de obtención de imágenes.

En el segundo capítulo hacemos referencia al hardware del sistema de IRM; en la siguiente sección se realiza una revisión de las antenas de radiofrecuencia para IRM.

Como cuarto capítulo, se plantean los antecedentes que dieron pie a la concepción de la idea de la antena magnetrón volumétrica. Se muestra el diseño propuesto y las primeras consideraciones que nos llevaron a convencernos de que la antena era un buen candidato para obtener imágenes. Se realizaron las simulaciones numéricas de los campos eléctrico y magnético de los diseños propuestos.

Como parte final, se abordan los detalles de construcción de la antena, los problemas al construirla y se concluye con los resultados obtenidos tanto de imágenes de fantomas como en aplicaciones de imagenología *in vivo*.

I. PRINCIPIOS DE LA IMAGENOLOGÍA POR RESONANCIA MAGNÉTICA

I.1. Principios Físicos

La Imagenología por Resonancia Magnética (IRM), en su forma más básica, puede ser analizada en términos de transferencia de energía. Durante la medición, el paciente o la muestra son expuestos a una energía a la frecuencia de radio adecuada para ser absorbida. Un tiempo después, esta energía es re-emitida, en este instante la energía puede ser detectada y procesada [1]. Los protones susceptibles de magnetización del cuerpo al ser sometidos a un campo magnético estático sólo tienen dos posibilidades: se alinean en forma paralela o anti paralela al campo. Al excitar con pulsos de radio frecuencia (RF), los protones se energizan; al regresar a su estado estable liberan el excedente de energía que será la señal de RM que debe captarse para su posterior codificación para formar la imagen.

A grandes rasgos se puede decir que el átomo está compuesto por protones, neutrones y electrones; en el núcleo se encuentran los protones y neutrones, y orbitando alrededor del núcleo se encuentran los electrones. Una propiedad física de las partículas subatómicas es el giro o 'espín', lo cual hace que cada partícula tenga un momento angular. Se trata de una propiedad intrínseca de la partícula como lo es la masa y la carga eléctrica.

El espín se puede entender como la rotación de un núcleo sobre sí mismo, es decir que esta rotación está dada sobre el mismo eje de la partícula.

Existe otro fenómeno importante para la resonancia magnética, aunado al movimiento sobre el propio eje, que es el movimiento de precesión el cual es la rotación del eje de espín alrededor de otro eje; se dice que un núcleo precesa u orbita y la frecuencia con la que lo hace es un valor fijo para cada núcleo y es un dato fundamental para que la IRM sea posible.

Podemos tener tres casos para el espín I , dependiendo de la masa atómica y del número atómico:

- 1) Núcleos con masa impar tienen un espín fraccional
- 2) Núcleos con masa par y carga par tienen espín igual a cero
- 3) Núcleos con masa par y carga impar tienen espín entero

El núcleo más sencillo es el del hidrógeno, formado únicamente por un protón por lo cual tiene un espín $I=1/2$.

Como cualquier elemento cargado girando genera un campo magnético, los núcleos con espín diferente de cero también crean un campo magnético alrededor de ellos, éste se comporta de manera parecida a un imán, por lo cual se consideran como dipolos magnéticos (figura 1). Físicamente es representado por un vector $\vec{\mu}$, el cual es llamado *momento de dipolo magnético nuclear* o *momento magnético* [2]. Una relación fundamental en la física de

partículas es que los vectores del momento angular del espín (\vec{J}) y el momento magnético están relacionados por:

$$\vec{\mu} = \gamma \vec{J} \quad (1.1)$$

donde γ es conocida como la constante giromagnética y éste es un valor ya conocido para cada núcleo susceptible de magnetizarse (Tabla 1).

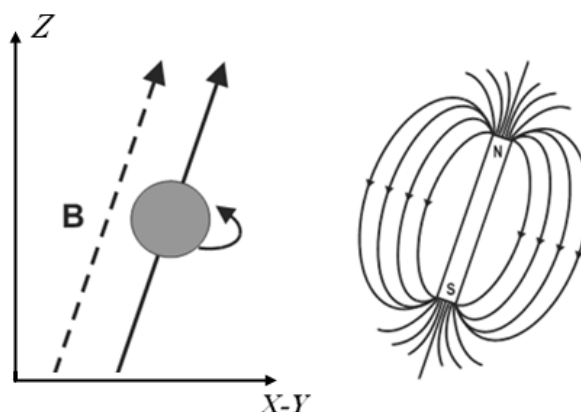


Figura 1. Precesión del núcleo a lo largo del eje del campo B y representación como un dipolo.

Núcleo	Espín	Constante Giromagnética γ (MHz/T)
^1H	$\frac{1}{2}$	42.58
^{13}C	$\frac{1}{2}$	10.71
^{19}F	$\frac{1}{2}$	40.05
^{31}P	$\frac{1}{2}$	11.26

Tabla 1. Valores de constante giromagnética para algunos núcleos susceptibles de magnetizarse.

La dirección del vector $\vec{\mu}$ es completamente aleatoria si la muestra no es sometida a un campo magnético externo, esto es debido al movimiento térmico que también es aleatorio, pero esto no implica que en el equilibrio térmico exista un campo magnético neto alrededor de un objeto macroscópico.

Para activar el vector neto de magnetización de la muestra, es necesario alinear los vectores de los espines. Esto es logrado al exponer la muestra a campos magnéticos intensos [2]. Este campo magnético es conocido como B_0 y por convención se considera que es aplicado en la dirección z .

Para describir el movimiento de $\vec{\mu}$ cuando es puesto en un campo magnético externo, se considera que es un vector clásico de momento magnético sin interacciones mutuas. De acuerdo a los conceptos de la mecánica clásica el torque que $\vec{\mu}$ experimenta por la fuerza del campo magnético externo está dado por $\vec{\mu} \times B_0 \vec{k}$ (figura 2), que es igual a la velocidad de cambio de su momento angular, es decir

$$\frac{d\vec{J}}{dt} = \vec{\mu} \times B_0 \vec{k} \quad (1.2)$$

Por otro lado $\vec{\mu} = \gamma \vec{J}$, entonces tenemos que

$$\frac{d\vec{\mu}}{dt} = \gamma \vec{\mu} \times B_0 \vec{k} \quad (1.3)$$

es la ecuación para el movimiento de los espines aislados. La solución a la ecuación está dada de la siguiente forma:

$$\mu_{xy}(t) = \mu_{xy}(0)e^{-i\gamma B_0 t} \quad (1.4)$$

$$\mu_z(t) = \mu_z(0) \quad (1.5)$$

donde $\mu_{xy}(0)$ y $\mu_z(0)$ son los valores iniciales; las ecuaciones 1.4 y 1.5 describen el movimiento de precesión de $\vec{\mu}$ alrededor del eje z, en este caso alrededor de la dirección del campo B_0 , y es llamado *precesión nuclear*.

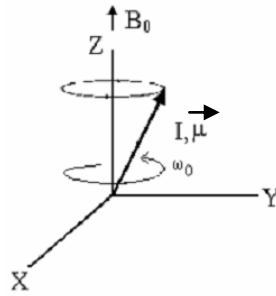


Figura 2. Torque producido por el campo magnético estático.

De las deducciones anteriores podemos rescatar las siguientes observaciones: Primero, la frecuencia angular o precesión nuclear está dado por

$$\omega_0 = \gamma B_0 \quad (1.6)$$

Y es la ecuación que determina el valor de la conocida 'Frecuencia de Larmor'. Segundo, la precesión de $\vec{\mu}$ alrededor de B_0 es en el sentido de las manecillas del reloj si es observada en contra de la dirección del campo magnético.

I.2. Volumen de Magnetización

El momento magnético total \vec{M} de una muestra, también llamado magnetización, es la suma vectorial de los momentos magnéticos de los núcleos individuales. En ausencia de un campo magnético externo los momentos magnéticos individuales se orientan aleatoriamente en el volumen y el momento magnético total es cero (figura 3). Si aplicamos un campo magnético externo $B_0 = B_0 \vec{z}$, podemos orientar el vector total de magnetización (figura 4), sólo una pequeña fracción de los dipolos que se alinea con el campo magnético externo

ayudarán a crear una magnetización diferente de cero en la dirección z [3]. Debido a que los dipolos individuales están fuera de fase, la componente transversal M_{xy} de la magnetización es casi cero.

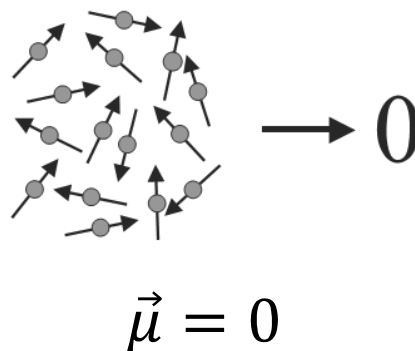


Figura 3. Representación de la suma vectorial de los momentos magnéticos de los núcleos individuales en ausencia de un campo magnético externo.

Entonces podemos representar el comportamiento de un sistema de espines de la siguiente forma:

$$\vec{M} = \sum_{n=1}^{N_s} \vec{\mu}_n \quad (1.7)$$

donde N_s es el número total de espines del objeto del cual se obtendrá la imagen.

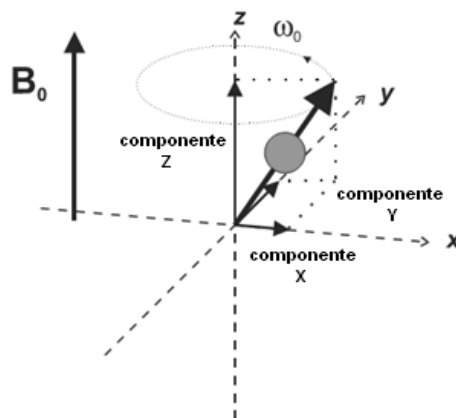


Figura 4. Cuando el protón es sometido a un campo magnético externo, precesa alrededor de un eje paralelo a la dirección de B_0

En realidad, debido al movimiento de precesión de los núcleos, la componente de interés de los vectores de los espines es la contribución en la dirección z , es decir la proyección sobre z ; ya que esta componente no cambia de dirección ni de magnitud conforme los núcleos precesan. Las componentes x y y varían con respecto a ω_0 .

Como ya se había mencionado no existe una magnetización neta perpendicular a B_0 , pero para el caso de la dirección z el resultado es diferente dado que la orientación del protón al eje de precesión es constante en el tiempo, existe un valor constante diferente de cero, es

decir, que existe una interacción o un acoplamiento entre los protones y el B_0 [4]; a este se le conoce como efecto Zeeman.

Si analizamos la magnetización \vec{M} para un sistema de espín igual a $\frac{1}{2}$, como es el caso del hidrógeno, nos encontramos con el caso de que los núcleos sólo pueden tomar una de dos posibles orientaciones con respecto al eje z : paralelos o anti-paralelos al campo externo. Los espines orientados de diferente forma también tendrán una diferencia en cuanto a energías de interacción con el campo magnético externo \vec{B}_0 . Específicamente, de acuerdo a la teoría cuántica:

$$E = -\vec{\mu} \cdot \vec{B}_0 = -\mu_z B_0 = -\gamma \hbar m_I B_0 \quad (1.8)$$

donde $\hbar = \frac{h}{2\pi}$, con h como el valor conocido como constante de Planck ($6.626 \times 10^{-34} \text{Js}$)

Por lo tanto, para espines paralelos ($m_I = \frac{1}{2}$)

$$E_{\uparrow} = -\frac{1}{2}\gamma \hbar B_0 \quad (1.9)$$

Y para espines anti-paralelos ($m_I = -\frac{1}{2}$)

$$E_{\downarrow} = \frac{1}{2}\gamma \hbar B_0 \quad (1.10)$$

De las ecuaciones anteriores podemos observar que los espines en sentido paralelo se encuentran en un estado de baja energía, mientras que los espines en sentido anti-paralelo se encuentran en un estado de alta energía [4]. La diferencia de energía entre los dos estados de los espines queda determinado como

$$\Delta E = E_{\downarrow} - E_{\uparrow} = \gamma \hbar B_0 \quad (1.11)$$

En la figura 5 se muestra esquemáticamente la diferencia de estados entre los protones alineados en sentido o en contra del campo.

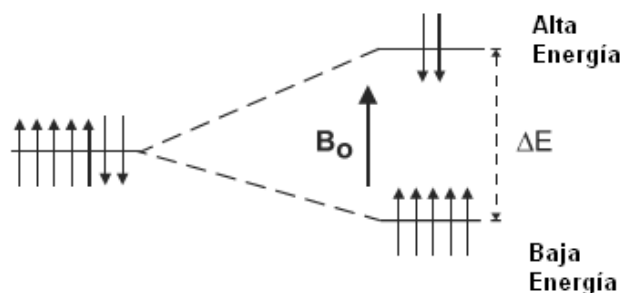


Figura 5. Efecto Zeeman. En ausencia de campo externo (lado izquierdo de la figura) no existe una orientación preferencial de los espines. Al lado derecho de la figura se muestra que en presencia de un B_0 , los espines en sentido paralelo se encuentran en estado de baja energía y los anti-paralelos están en estado de alta energía.

El número exacto de protones en cada nivel de energía está determinado por la distribución de Boltzmann:

$$\frac{N_{alta\ energía}}{N_{baja\ energía}} = e^{-\frac{\Delta E}{kT}} \quad (I.12)$$

donde $N_{alta\ energía}$ y $N_{baja\ energía}$ (figura 5) son el número de protones en los estados de alta y baja energía, k es la constante de Boltzmann igual a $1.381 \times 10^{-23} JK^{-1}$.

Debido a que la separación entre los niveles de energía ΔE depende de B_0 , el número de espines en cada estado también depende de la intensidad de B_0 , incrementándose como se incrementa este; es por ello que a mayor intensidad de campo se espera una mayor señal.

Para un volumen de protones a la temperatura del cuerpo (310K) a 1.5T existe normalmente una diferencia de 3 en 1000000 protones en estado de baja energía con respecto a los que se alinean en dirección de alta energía [4]. Esta desigualdad en el número de protones en cada estado de energía significa que la suma vectorial será diferente de cero y se alineará en forma paralela a la dirección del campo magnético externo. En otras palabras, los tejidos se polarizarán o se magnetizarán en presencia de B_0 con un valor de M_0 , conocido como magnetización neta. La magnetización neta será en la misma dirección que B_0 y no variará en el tiempo. Para los tejidos del cuerpo, la magnitud de M_0 es proporcional a B_0 :

$$M_0 = \chi B_0 \quad (I.13)$$

donde χ es conocida como la susceptibilidad magnética.

I.3. Importancia de la Frecuencia de Larmor

Recordando que la frecuencia de precesión que $\vec{\mu}$ experimenta, en presencia de un campo magnético externo B_0 está dada por la ecuación (I.6), tenemos que la frecuencia de Larmor es la frecuencia natural de resonancia del sistema espín.

Podemos observar que la frecuencia de resonancia es linealmente dependiente de la intensidad del campo externo y de la constante giromagnética. Esta relación es la base física para lograr la especificidad de los núcleos, es decir la diferencia en frecuencias de resonancia para los diferentes núcleos es la que permite obtener imágenes de alguno de ellos sin ruido ocasionado por otros núcleos que sean susceptibles de precesar.

En la práctica, un sistema de espines puede tener un intervalo de frecuencias de resonancia [3]. A cada grupo de espines que comparten la misma frecuencia de resonancia se le llama *isocromático*. Existen dos razones por las cuales un sistema espín magnetizado tiene múltiples isocromáticos: (1) por la existencia de inhomogeneidades en el campo B_0 , y (2) por el efecto de corrimiento químico.

De la ecuación (I.6) se puede ver claramente que si B_0 no es homogéneo, espines con el mismo valor de γ tendrán diferentes frecuencias de Larmor en diferentes localizaciones espaciales. El desplazamiento químico es debido a que los núcleos en un sistema espín están

interactuando con diferentes medios químicos (moléculas) en una muestra heterogénea. Dado que cada núcleo de una molécula está rodeado por electrones orbitando, y estos electrones girando producen un campo magnético débil propio, que crea un “blindaje” para los núcleos en diferentes grados dependiendo de la posición del núcleo en la molécula. El campo magnético efectivo que el núcleo experimenta es

$$\widehat{B}_0 = B_0(1-\delta) \quad (1.14)$$

donde δ es la constante de blindaje tomando valores positivos o negativos. Entonces la frecuencia de resonancia de los núcleos será:

$$\widehat{\omega}_0 = \omega_0 - \Delta\omega = \omega_0(1-\delta) \quad (1.15)$$

La ecuación (1.15) indica que los espines en diferentes ambientes químicos tendrán desplazamientos de sus frecuencias de resonancia aún cuando B_0 sea perfectamente homogéneo.

I.4. Excitación de Radiofrecuencia (RF)

El efecto macroscópico al aplicar un campo magnético sobre una muestra de núcleos con espín diferente de cero, es la generación de un único vector que representa al volumen de magnetización \vec{M} y se orienta en la dirección del campo estático. A pesar de que existe una componente transversal microscópica para cada vector de momento magnético de cada uno de los núcleos, la componente macroscópica transversal de \vec{M} es prácticamente cero en el equilibrio porque los momentos magnéticos de precesión de cada núcleo tienen fases aleatorias, entonces existirá una diferencia de fase entre los núcleos de la muestra. El hecho de establecer una coherencia en cuanto a fases entre los espines precesando “aleatoriamente” en un sistema de espines magnetizado es conocido como *resonancia*.

La coherencia en fase se establece por la aplicación de una fuerza externa denotada como $\vec{B}_1(t)$, la energía que lleva esta radiación electromagnética con frecuencia ω_{rf} es:

$$E_{rf} = \hbar\omega_{rf} \quad (1.16)$$

Cuando un protón es radiado con energía a la frecuencia adecuada (ω_0), este será excitado del estado de más baja energía al estado de más alta energía. Para generar una transición coherente de los espines de un estado a otro se debe cumplir el criterio conocido como *condición de resonancia*, de tal forma que la energía de la radiación debe ser igual a la diferencia de energía entre los estados del espín. Entonces, por la ley de Planck:

$$\hbar\omega_{rf} = \Delta E = h\gamma B_0/2\pi = \hbar\omega_0 \quad (1.17)$$

por lo que:

$$\omega_{rf} = \omega_0 \quad (1.18)$$

La ecuación (I.18) muestra cuantitativamente la condición de resonancia, por lo tanto si se aplica una fuerza adicional $\vec{B}_1(t)$ esta deberá estar a la frecuencia ω_0 para que se cumpla la condición de resonancia. B_1 es un campo magnético, el cual es de corta duración y oscila en el intervalo de las radio frecuencias, por ello también es conocido como pulso de RF, normalmente es aplicado por algunos micro o milisegundos. La expresión que describe a este campo magnético transitorio se muestra en la ecuación (I.19). En comparación con B_0 , B_1 es mucho más débil, por ejemplo $B_1 = 50mT$ mientras $B_0 = 1.5T$.

Podemos describir matemáticamente un pulso de RF de la siguiente forma:

$$\vec{B}_1(t) = 2B_1^e(t) \cos(\omega_{rf}t + \varphi) \quad (I.19)$$

donde

$B_1^e(t)$: Función envolvente del pulso

ω_{rf} : Frecuencia del pulso de RF (en resonancia $\omega_{rf} = \omega_0$)

φ : Ángulo de fase inicial

I.5. La ecuación de Bloch

El comportamiento de \vec{M} en función del tiempo en presencia de un campo magnético $\vec{B}_1(t)$ es descrito por la ecuación de Bloch. Hablando de IRM, la ecuación de Bloch toma la siguiente forma general:

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \gamma \vec{M} \times \vec{B} - \frac{M_x \vec{i} + M_y \vec{j}}{T_2} - \frac{(M_z - M_z^0) \vec{k}}{T_1} \quad (I.20)$$

donde M_z^0 es el valor de \vec{M} en el equilibrio térmico en presencia de \vec{B}_0 solamente. T_1 y T_2 son las constantes de tiempo que caracterizan el proceso de relajación del sistema espín después de que éste ha sido sacado de su estado de equilibrio térmico.

Ahora, si consideramos la ecuación (I.20), para el presente análisis se pueden omitir los dos últimos términos debido a que estamos interesados solamente en el comportamiento de \vec{M} durante el periodo de excitación del pulso de RF. Esta asunción es válida siempre que la duración del pulso de RF sea menor que T_1 y T_2 , lo cual siempre sucede en la práctica.

Bajo esta discusión, la ecuación de Bloch toma la siguiente forma simplificada:

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \gamma \vec{M} \times \vec{B} \quad (I.21)$$

Podemos identificar que esta ecuación de Bloch es idéntica a la ecuación del movimiento de un espín libre, si sustituimos \vec{M} por $\vec{\mu}$ (ecuación I.3).

I.6. Precesión libre y relajación

Después de que un sistema espín magnetizado ha sido sacado del equilibrio térmico por un pulso de RF, según las leyes de la termodinámica, regresará a su estado estable siempre que el tiempo sea suficiente para eliminar la fuerza externa. Este proceso es caracterizado por una precesión de \vec{M} alrededor del campo B_0 , llamado *precesión libre*; una recuperación de la magnetización longitudinal M_z , llamada *relajación longitudinal*; y la destrucción de la magnetización transversal M_{xy} , llamada *relajación transversal*. Los fenómenos de relajación son causados por el intercambio de energía entre un espín y otro, y entre el espín y sus alrededores [5]. Estos tipos de interacciones son llamados *espín-espín* y *espín-red*, respectivamente.

La relajación espín-espín es debida a la interacción entre los momentos magnéticos nucleares. El campo magnético instantáneo que experimentan los núcleos está determinado por el campo magnético externo aplicado B_0 . Sin embargo, existe también una contribución al campo magnético local de cualquier otro núcleo que pase cerca. Estas interacciones dipolo-dipolo causan que las velocidades de precesión de los núcleos individuales sean ligeramente diferentes. El resultado es una pérdida de coherencia en la fase, de tal forma que la componente de magnetización transversal decae progresivamente a cero (Figura 6). La constante de tiempo del decaimiento de M_{xy} está determinada por el tiempo T_2 .

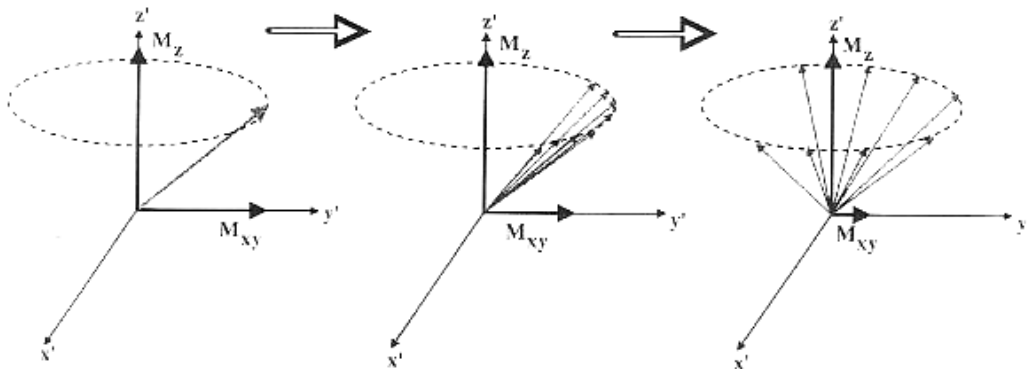


Figura 6. Inmediatamente después de aplicar un pulso de RF existe un valor de M_{xy} , el cual decae a medida que los núcleos, como se muestra esquemáticamente con los vectores, empiezan a tener diferentes velocidades de precesión, causando un comportamiento aleatorio, cuyo resultado es una suma vectorial cercana a cero.

La relajación espín-red causa que los momentos magnéticos precesando se reajusten gradualmente con B_0 . Entonces la componente M_z , paralela al campo B_0 , decae hacia su estado de equilibrio M_0 , en un tiempo conocido como T_1 (figura 7). Una vez que el vector de magnetización ha regresado al estado estable, ya no es posible que exista magnetización transversal. Así T_2 es siempre menor o igual a T_1 [5].

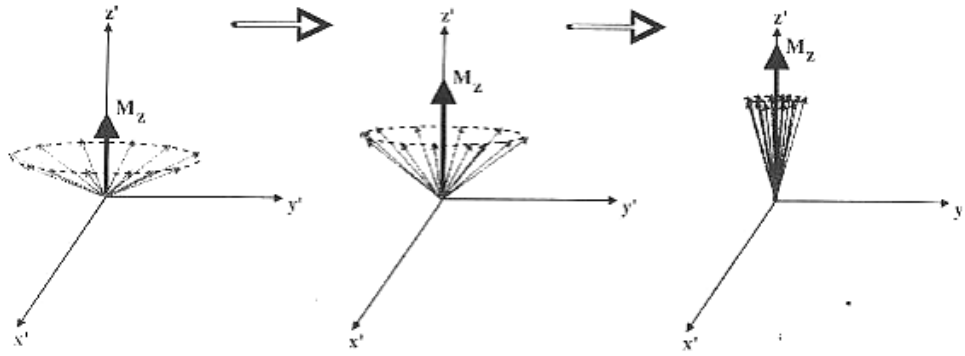


Figura 7. Debido a los intercambios de energía de cada espín con la red (que crean el resto de los espines), existe un decaimiento progresivo hacia el estado estable de la componente longitudinal de magnetización.

I.7. Ángulo del pulso de RF (Flip Angle)

Como resultado de una precesión forzada por la aplicación temporal de un campo magnético adicional \vec{B}_1 , el volumen de magnetización es puesto relativamente lejos del eje z , creando una componente transversal que puede ser medida; esto es debido a que el pulso de RF es aplicado en dirección perpendicular al campo B_0 . El ángulo de brinco α es definido como el mínimo ángulo entre \vec{M} y el eje z .

Si un pulso de RF es capaz de rotar \vec{M} alrededor de la dirección del campo \vec{B}_1 , es decir rotar la magnetización 90° es llamado $\frac{\pi}{2}$, si rota \vec{M} 180° es un pulso π ; el ángulo α puede tomar cualquier valor intermedio.

Cuando el transmisor del pulso de RF (Antena de Radiofrecuencia emisora) es apagado, los protones empiezan a re-alinearse y regresan a su orientación en equilibrio, con ello liberan energía a la frecuencia ω_0 . Si un arreglo de alambre (antena receptora) es puesto perpendicular al plano transversal, los protones inducen un voltaje en el alambre durante su precesión. Este voltaje inducido (señal de RM) es conocido como FID o Free Induction Decay (Figura 8). La magnitud de la señal FID depende del valor de M_0 inmediatamente después de la aplicación del pulso de RF.

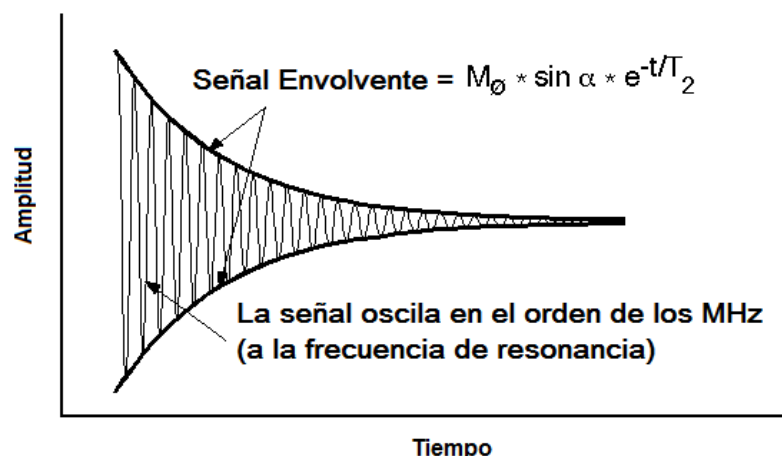


Figura 8. La señal FID decae a medida que los protones de la muestra se relajan.

I.8. Relajación T_1

El tiempo de relajación T_1 es el tiempo necesario para que la componente z de M regrese al 63% de su valor original antes de la aplicación del pulso de RF (Figura 9). La relajación T_1 es el mecanismo por el cual los protones liberan su energía para tomar su orientación inicial. Resolviendo la ecuación de Bloch (ecuación I.20), se obtiene la ecuación I.22. La recuperación sigue un comportamiento exponencial creciente, con T_1 como la constante de tiempo que caracteriza el crecimiento:

$$M(t) = M_0(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}) \quad (I.22)$$

donde t es el tiempo que transcurre después de que se ha dejado de aplicar el pulso de RF. Después de que ha transcurrido tres veces el tiempo T_1 , M se habrá recuperado en un 95% del valor de M_0 . Si normalizamos la ecuación (I.22) con respecto de M_0 , tenemos el comportamiento de la figura 9, donde el valor máximo de la curva será 1.

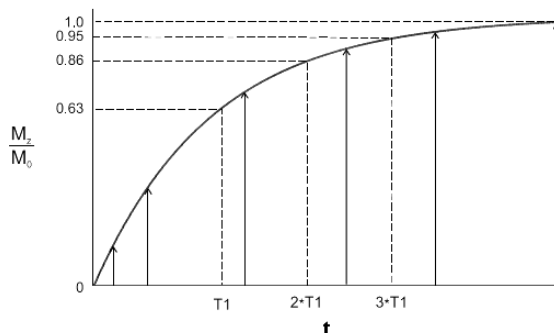


Figura 9. Recuperación de la magnetización longitudinal

I.9. Relajación T_2 , T_2^* y Espín-Eco

El tiempo de relajación T_2 es el tiempo necesario para que la componente transversal de M decaiga en 37% de su valor inicial (Figura 10). Es también conocido como decaimiento espín-espín o tiempo de relajación transversal.

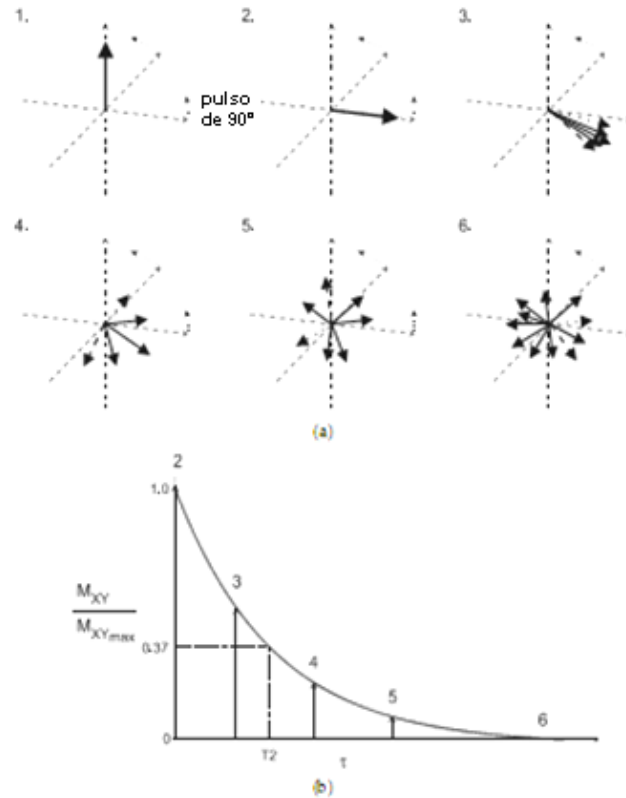


Figura 10. Existe una pérdida progresiva en la fase de los espines (a), que se refleja en un decaimiento de la magnetización transversal (b).

Existen varias causas para la pérdida de coherencia de la magnetización transversal. Una es el movimiento de los espines adyacentes debido a vibraciones moleculares o su rotación. Otra causa es que los protones nunca experimentan un campo 100% uniforme u homogéneo; dado que el protón precesa experimenta fluctuaciones del campo magnético local, causando variaciones en ω_0 y con ello perdiendo coherencia de fase en la magnetización transversal. La mala uniformidad del campo B_0 proviene de tres fuentes:

1. Las inhomogeneidades en el campo magnético principal. Siempre existe algún grado de uniformidad en B_0 debido a las imperfecciones en la fabricación del imán, la composición de los muros cercanos o alguna otra fuente metálica. Se puede considerar que estas distorsiones son constantes en el tiempo.
2. Inhomogeneidades inducidas por la muestra. Las diferencias en la susceptibilidad magnética o grado de magnetización de los tejidos cercanos (hueso, aire, etc.), pueden distorsionar el campo magnético local cerca de las interfaces entre los diferentes tejidos. Estas inhomogeneidades son de magnitud constantes y están presentes mientras el sujeto se encuentre dentro del imán.

- Las antenas gradientes para producir la imagen. Para la codificación espacial de la señal se ocupa un disturbio en el campo magnético que también crea un desfaseamiento en los protones. Estas inhomogeneidades son transitorias durante la medición.

Un diseño adecuado de la secuencia de pulsos elimina a los gradientes de la imagen como fuentes de desfaseamiento. Las otras fuentes contribuyen con el tiempo total de relajación transversal T_2^* :

$$\frac{1}{T_2^*} = \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_{2M}} + \frac{1}{T_{2MS}} \quad (1.23)$$

donde T_{2MS} es el desfaseamiento debido a las inhomogeneidades del campo magnético principal y T_{2M} es el tiempo de desfaseamiento debido a las diferencias de susceptibilidad magnética. El decaimiento de la magnetización transversal después de que se ha aplicado un pulso de 90° (el FID) sigue un comportamiento exponencial con una constante de tiempo T_2^* que es más rápida que T_2 :

$$M_{xy}(t) = M_{xyMáx} e^{-\frac{t}{T_2^*}} \quad (1.24)$$

donde $M_{xyMáx}$ es la magnetización transversal inmediatamente después del pulso de excitación. Para la mayoría de los tejidos y líquidos, el factor principal en la determinación de T_2^* es T_{2M} , mientras que para tejidos con significantes depósitos de aire o cavidades llenas de aire T_{2MS} determina a T_2^* .

Algunas fuentes de desfaseamiento de los protones pueden ser minimizadas por la aplicación de pulsos de RF de 180° , como se muestra en la figura 11. El proceso general es:

- Aplicación de un pulso de 90°
- Un corto lapso de tiempo t
- Aplicación de un pulso de 180°
- Un segundo lapso de tiempo t

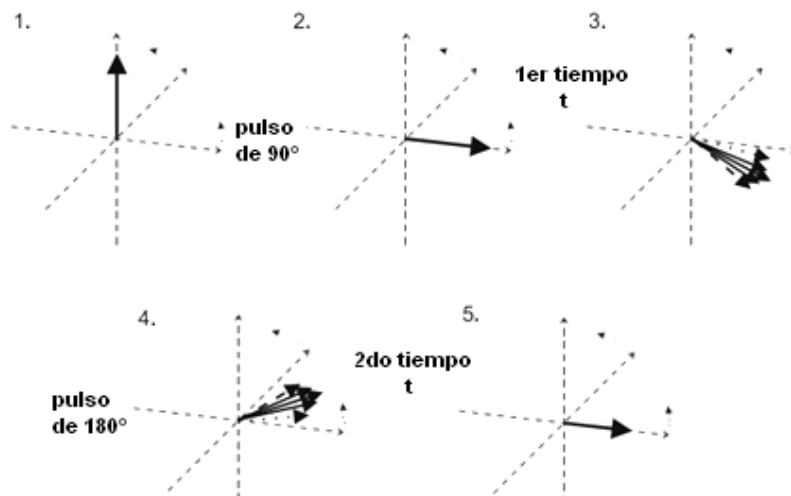


Figura 11. Generación de una señal eco por medio de la manipulación de la fase de los espines del volumen de magnetización.

El pulso inicial de 90° rota M_0 al plano transversal. Durante el tiempo t el desfaseamiento de protones ocurre a través del proceso de relajación T_2^* y con ello se da la pérdida en la coherencia transversal. La aplicación del pulso de RF de 180° hace que los protones regresen en fase a la frecuencia de resonancia. La velocidad y la dirección de precesión para los protones no cambian, sólo sus fases relativas. Si transcurre otro tiempo t los protones recuperaran su coherencia transversal. Esta reformación en la coherencia de la fase induce otra señal en la antena receptora, conocida como espín-eco. Las fuentes de desfaseamiento que no cambian durante los dos intervalos de tiempo—las inhomogeneidades en el campo magnético principal y las diferencias en susceptibilidad magnética—son eliminadas debido a que los protones experimentan exactamente las mismas interacciones antes y después del pulso de RF de 180° . Esto quiere decir que la contribución de la relajación T_2^* de esas fuentes estáticas desaparecerá. Sólo la interacción espín-espín no es afectada por el pulso de 180° a fin de que las pérdidas de coherencia en fase y la amplitud de la señal para un espín-eco sean debidas únicamente a la relajación T_2 .

Una diferencia importante entre los tiempos de relajación T_1 y T_2 está en la influencia de B_0 . T_1 es muy sensible a B_0 , con altos campos es factible medir tiempos T_1 largos. T_2 es relativamente insensible a B_0 , sobre todo si se habla de altos campos como los que se utilizan en IRM. Solamente a bajas intensidades de campo (menores a $0.05T$) existirían cambios significantes en T_2 . Las otras componentes de T_2^* (T_{2M} y T_{2MS}) tienen mayor contribución a altos campos. Una buena uniformidad en el campo magnético es más difícil de obtenerse a altos campos magnéticos, de tal forma que T_{2M} será más corto. Al incrementar B_0 también se causan mayores diferencias en M_0 entre dos tejidos con diferente susceptibilidad magnética, produciendo un T_{2MS} más corto. El resultado es que en la técnica de ponderación en T_2 existirá poca sensibilidad a B_0 , mientras que la técnica de ponderación en T_2^* presentará mayores diferencias en cuanto a la señal entre más intenso sea B_0 .

I.10. Ubicación espacial de la señal

El paso inicial en la IRM es la localización de la excitación de los pulsos de RF en una región del espacio, esto es posible por el uso de una excitación selectiva en frecuencia en combinación con un gradiente conocido como gradiente de selección de rebanada (G_{SS}). La intensidad del gradiente junto con la excitación por medio de pulsos de RF con ciertas características, determinan el ancho y la posición de la rebanada.

En las secciones anteriores se ha descrito la relación entre la frecuencia de la energía que los protones absorben y la intensidad del campo magnético que éstos experimentan. La IRM utiliza esa dependencia de frecuencias con el campo para ubicar o codificar espacialmente las señales en diferentes regiones del espacio. El campo magnético externo se puede hacer variar por la aplicación de gradientes de campo magnético. Estos gradientes son pequeñas perturbaciones que se añaden al campo B_0 y que generalmente causan una perturbación total de menos del 1%. Dado que las perturbaciones son lineales el campo magnético exacto es

linealmente dependiente de la localización dentro del imán; podemos expresarlo de la siguiente forma:

$$B_i = B_0 + G_T \otimes r_i \quad (1.25)$$

donde B_i es el campo magnético en la localización r_i y G_T es la magnitud total del gradiente. Existen tres tipos de gradientes: el de selección de rebanada, el de codificación en fase y el de codificación en frecuencia (o de lectura); la orientación física de estos tres gradientes es, hasta cierto punto, arbitraria siempre y cuando se mantengan perpendiculares entre sí. En general, cada fabricante determina en qué dirección del plano cartesiano serán ubicados los gradientes y el manejo por medio de software que estos tendrán. Cada gradiente es aplicado en una sola dirección y durante un corto intervalo de tiempo, por ello pueden ser manejados como pulsos gradientes. La combinación de pulsos gradientes, pulsos de RF, periodos de muestreo de datos y el tiempo entre cada uno de ellos, es imprescindible para la adquisición de una imagen y es conocida como secuencia de pulsos.

Considerando la acción de los gradientes de campo magnético es necesario hacer un nuevo planteamiento de la expresión que define la frecuencia de Larmor dada por la ecuación (1.7), así tenemos:

$$\omega_i = \gamma(B_0 + G \cdot r_i) \quad (1.26)$$

donde ω_i es la frecuencia de los protones en la posición r_i y G es un vector que representa la amplitud total del gradiente y su dirección. Las dimensiones de G son expresadas en mili tesla por metro (mT/m) o gauss por centímetro (G/cm), donde $1G/cm=10mT/m$ [1].

Para una mejor comprensión de la ubicación espacial de las señales pongamos el caso de tres tubos que contienen diferentes volúmenes de agua, y son colocados en las posiciones x_1 , x_2 y x_3 (figura 12a); en cada posición se experimentarán campos magnéticos diferentes: B_1 , B_2 y B_3 respectivamente. Si se excitan las muestras con pulsos de RF a la frecuencia de resonancia (o de Larmor) del hidrógeno, los protones comenzarán a precesar a diferentes frecuencias $\omega_1 = \gamma_H B_1$, $\omega_2 = \gamma_H B_2$ y $\omega_3 = \gamma_H B_3$, donde γ_H es la constante giromagnética del hidrógeno ($42.58MHz/T$), teniendo así diferentes señales como se muestra en la figura 12b. Para conformar la imagen, cada una de las señales es interpretada aplicando la transformada de Fourier; considerando las componentes espectrales de las señales en diferentes ubicaciones espaciales de las muestras es posible digitalizar las señales. 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 12c) [5]. Así, conociendo la relación entre frecuencias y posición, y conociendo la amplitud tendremos una representación de una imagen unidimensional.

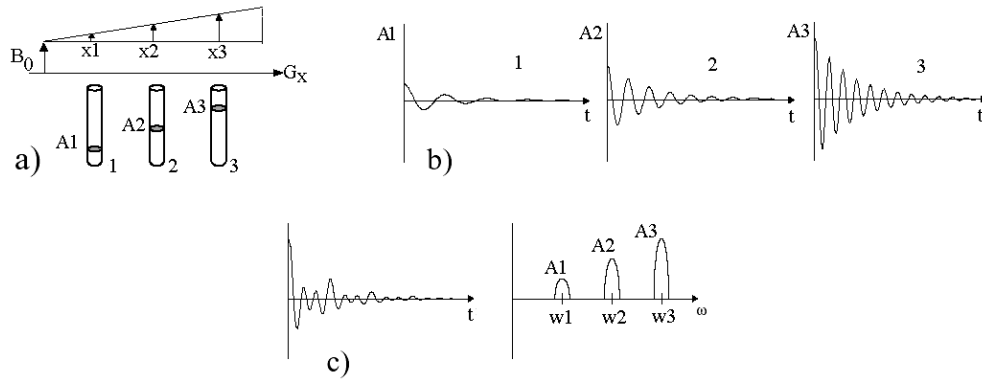


Figura 12. a) Dada la variación lineal del gradiente G_x las muestras en las posiciones x_1 , x_2 y x_3 tendrán diferentes frecuencias de Larmor. b) Diferentes amplitudes y frecuencias para diferentes muestras en distintas posiciones. c) Señal total y sus componentes espectrales.

Un pulso de RF selectivo en frecuencia tiene dos componentes: Una frecuencia central y un intervalo o ancho de banda de frecuencias (típicamente 1-2 KHz). Cuando este pulso es transmitido en presencia de un gradiente de selección de rebanada, una región estrecha del tejido alcanza la condición de resonancia (ecuación 1.26) y absorbe la energía de RF. Debido a que la frecuencia central ω_i del pulso determina la localización particular de la región, se puede cambiar o elegir diferentes posiciones z_i de la rebanada cambiando la frecuencia central (figura 13). El grosor de la rebanada es determinado por la intensidad (o amplitud) del gradiente G_{SS} y el ancho de banda de frecuencias $\Delta\omega$ incluidas en el pulso de RF:

$$\Delta\omega = \gamma\Delta(G_{SS} * \Delta z) \quad (1.27)$$

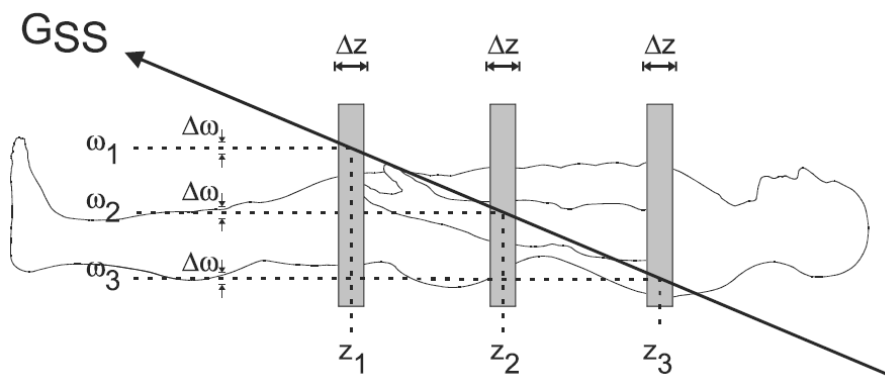


Figura 13. La selección de rebanada es posible gracias al pulso de RF de ancho de banda limitado y a la aplicación del gradiente G_{SS} .

Normalmente, $\Delta\omega$ es de un valor fijo de tal forma que el grosor de la rebanada se cambia variando la amplitud de G_{SS} . Rebanadas más delgadas requieren de un G_{SS} más intenso.

Considerando que ahora se tiene una muestra continua (y no muestras discretas como los tres tubos) con una magnetización en el estado estable $M_0(x)$ (Figura 14); inmediatamente después de la excitación, el momento magnético transversal del elemento de volumen dx localizado en x es:

$$dm(x, t) = M_0(x)e^{j\omega(x)t}e^{-\frac{t}{T_2}}dx \quad (1.28)$$

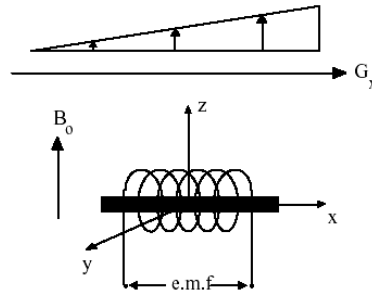


Figura 14. Muestra continua posicionada en dirección x , con densidad de magnetización en equilibrio $M_0(x)$; a esta se le aplica el gradiente de campo G_x .

Entonces, la señal resultante $S(t)$ estará determinada por la contribución de todos los elementos $dm(x, t)$, integrando la ecuación (1.28) se tiene:

$$S(t) \propto \int_x M_0(x)e^{j\gamma(\omega_0+Gx)t}e^{-\frac{t}{T_2}}dx \quad (1.29)$$

debido a que $M_0(x)$ es nulo fuera del objeto se pueden extender los límites de la integral a infinito, el factor de oscilación $e^{j\gamma\omega_0 t}$ no depende de la posición, entonces tenemos:

$$S(t) \propto e^{j\gamma\omega_0 t} \int_{-\infty}^{+\infty} M_0(x)e^{j\gamma Gx t}e^{-\frac{t}{T_2}}dx \quad (1.30)$$

Esta es una señal de radiofrecuencia modulada, con la frecuencia de la portadora (que lleva la información de la localización espacial de los espines) igual a la frecuencia de Larmor [6]. Si hacemos un cambio de variable $k(t) = \gamma Gt$, la función envolvente es:

$$S(k(t)) \propto e^{-\frac{k(t)}{\gamma G T_2}} \int_{-\infty}^{+\infty} M_0(x)e^{jk(t)x}dx \quad (1.31)$$

Ahora, podemos redefinir $S(k(t))$ como el producto de dos funciones:

$$W(k(t)) = e^{-\frac{k(t)}{\gamma G T_2}} \quad (1.32)$$

y

$$G(k(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} M_0(x)e^{jk(t)x}dx \quad (1.33)$$

De la ecuación anterior podemos observar que se encuentra implícita la transformada de Fourier. Ahora, recordando el teorema de la convolución, podemos expresar de transformada de Fourier de $S(t)$ de la siguiente forma:

$$\mathcal{F}\{S(k)\} = \mathcal{F}\{W(k) \cdot G(k)\} = \mathcal{F}\{W(k)\}\mathcal{F}\{G(k)\} \quad (I.34)$$

O

$$\mathcal{F}\{S(k)\} = P(x)M_0(x) \quad (I.35)$$

Si consideramos el fenómeno de relajación T_2 , $P(x) = \mathcal{F}\{W(k)\}$ será:

$$P(x) \propto \frac{1}{1-(GT_2)^2x^2} \quad (I.36)$$

La ecuación I.36 describe lo que se conoce como “Point Spread Function” (PSF) que es la función que caracteriza a la muestra.

I.11. El espacio k

Existe un concepto importante antes de pasar directamente al del espacio k: El espacio de los datos; el cual es una matriz de los datos de la imagen. Se puede decir que el espacio de los datos es la versión ‘analógica’ del espacio k (Figura 15), en éste los ejes son referidos como frecuencias espaciales. Podemos observar que en la figura 15, el cero del espacio k se encuentra cuando el gradiente de codificación en fase está apagado, para el caso que se está tratando tenemos 256 pasos de codificación en fase y recorreremos el espacio del -127 al 128, con lo anterior se ve que existen 256 frecuencias diferentes para llenar el espacio k. Tenemos también que el eje Y está determinado por la dirección de la codificación en fase; conforme se avanza en el eje Y, cada bloque de señales es adquirida con una mayor intensidad del gradiente de codificación en fase, con la máxima intensidad en el paso +128 [7]. De manera análoga, conforme se va descendiendo en el eje Y, cada paso tiene señales adquiridas con un gradiente de codificación en fase más intenso pero con dirección opuesta con la máxima amplitud en el paso -127.

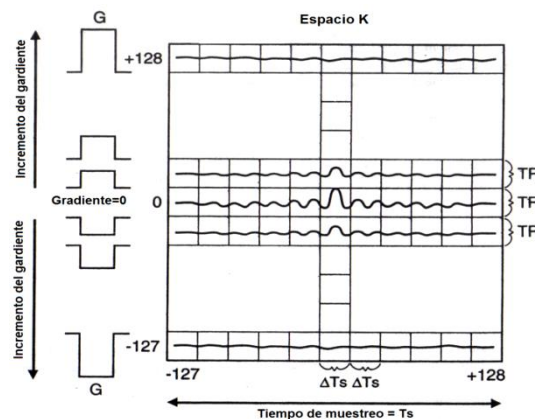


Figura 15. Llenado del espacio k. Nótese la acción del gradiente de codificación en fase y su variación de amplitud.

Supongamos que se aplica una secuencia de pulsos y obtenemos un ‘eco’ (o señal); lo que procede es poner una versión muestreada (o digitalizada) del eco en uno de los renglones de la matriz en el espacio k. Consideramos que este eco fue adquirido sin la utilización de un

gradiente de codificación en fase en la dirección Y. Una vez muestreada la señal se pone en la línea cero del espacio de los datos. Si decimos, por ejemplo que tenemos una matriz de 256x256 entonces tendremos 256 muestras. Cada una de los 256 puntos en un renglón del espacio de los datos es una muestra del eco [7]. Para el segundo renglón, se hace lo mismo que para el anterior, excepto que en este paso la señal es obtenida usando un gradiente de codificación en fase pequeño en el eje Y. Dado que el gradiente de codificación en fase causa un 'defase' de los espines, la señal para la segunda línea del espacio de los datos tendrá la misma morfología que la primera señal (porque las dos señales son de la misma rebanada del tejido, pero obtenidas a diferentes tiempos) pero con una magnitud menor.

I.11.1. Apariencia del espacio k

Debido a la naturaleza oscilatoria de las señales, la forma del espacio de los datos (y del espacio k) es como una serie de anillos concéntricos de intensidades de señal con bandas alternadas de alta y baja intensidad a medida que la señal oscila del máximo al mínimo, pero con una disminución global de intensidad a medida que se avanza del centro a la periferia (Figura 16).

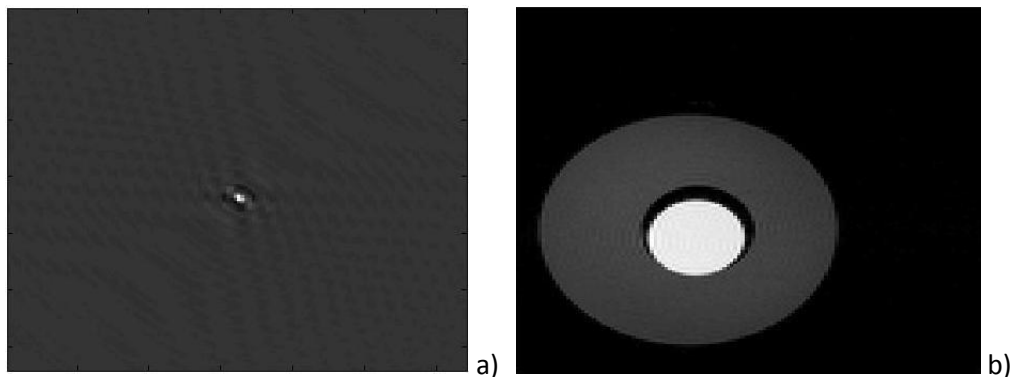


Figura 16. a) Espacio k correspondiente a la imagen de fantoma (b): Agua y aceite; obtenido con el sistema varian a 7T de la UAM-I, secuencia Espin-eco multi corte (SEMS): TR=600ms, TE=14.52ms, 128x128, NEX=1.

Se puede llegar a pensar que si la mayor cantidad de información se encuentra al centro entonces se podría eliminar la escasa señal que se haya en la periferia; esto es incorrecto ya que la señal en la periferia del espacio k contribuye al detalle fino de la imagen. Esto se puede comprender recordando lo que ocurre al obtener la transformada de Fourier de función *sinc*; si se trunca la señal entonces la morfología de la transformada se ve comprometida –efecto de rizo- (Figura 17).

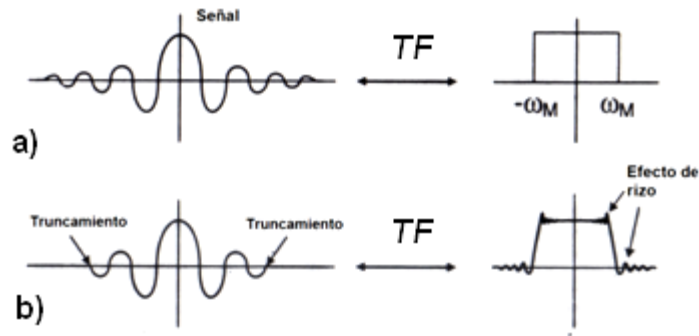


Figura 17. a) Señal sin truncamiento y su transformada de Fourier. b) Señal con truncamiento en el muestreo y su transformada de Fourier con efecto de rizo.

I.11.2. Simetría del espacio k

Un paso necesario después de recibir la señal y antes de ser puesta en el espacio k es lo que se conoce como *detección de sensibilidad de fase*. Tenemos la señal del eco, la cual se encuentra en una frecuencia portadora, se aplica un corrimiento a la frecuencia cero y se divide la señal en sus componentes real (onda coseno) e imaginaria (onda seno).

Se empieza con la señal que es desplazada en frecuencia (y también en fase) con respecto a la frecuencia portadora de 64 MHz para el caso de un imán de 1.5T [6]. Primero se resta la frecuencia portadora de 64 MHz de la señal; posteriormente se resta una onda coseno con una frecuencia central ω_0 de la señal y al mismo tiempo, pero en un proceso computacional separado se le resta una señal seno con la misma frecuencia central ω_0 .

Ahora, si se resta ω_0 de la señal, se centra la señal en cero (en el dominio de la frecuencia). Entonces tenemos una señal resultante cuya frecuencia central es cero. Este proceso se realiza de tal forma que podamos separar la señal en su parte real (coseno) y su parte imaginaria (seno). Cada espacio de los datos tiene 2 componentes (Figura 18):

1. El espacio de los datos con datos "reales": La señal que tiene $\cos\omega_0 t$ restado de ella y desplazada a la frecuencia cero.
2. El espacio de los datos con datos "imaginarios": La señal que tiene $\sin\omega_0 t$ restado de ella y desplazada a la frecuencia cero.

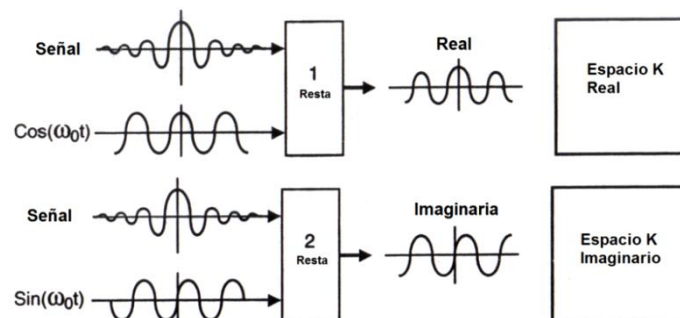


Figura 18. Es posible dividir el espacio k en una parte real y una parte imaginaria, dependiendo del tratamiento que se le aplica a la señal adquirida.

El resultado es que tenemos dos espacios de datos. Los dos contienen datos centrados a la frecuencia cero. En el espacio de los datos cosenoidales conocemos la simetría, dado que la función coseno es una función par y no sólo es par de izquierda a derecha, también lo es de arriba a abajo del cero. Si ponemos un pixel en una línea del espacio de los datos a la derecha de la columna cero y debajo de la línea cero (punto a), la simetría del coseno hará que no pueda discriminar entre las otras posiciones (Figura 19a).

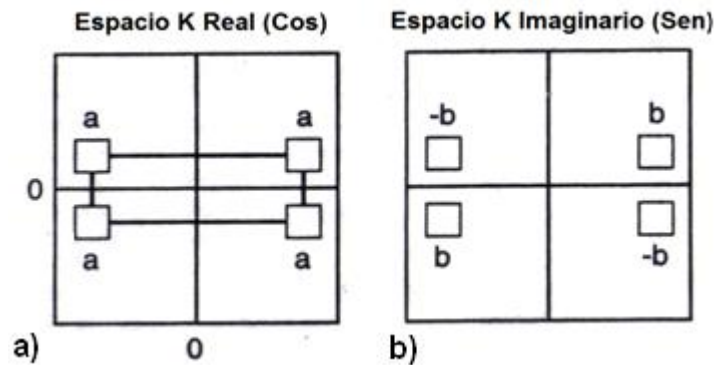


Figura 19. a) Para el caso del espacio k real no existe forma de discriminar entre las posiciones de un pixel. b) Aprovechando las propiedades del espacio k imaginario tenemos herramientas para discriminar entre las posiciones de un pixel.

Para el espacio con datos senoidales, notamos que si se pone un pixel (b) en la misma posición en que se puso para el caso cosenoidal, podremos distinguir este pixel del que se encuentra debajo de la línea del cero (-b) y del pixel que se encuentra a la izquierda de la columna cero (-b) (Figura 19b).

Por lo mencionado anteriormente existen técnicas que permiten obtener la mitad del espacio k y la otra mitad se completa matemáticamente con el objetivo de disminuir el tiempo de adquisición; en la práctica debido a errores de fase en los datos, la simetría no es perfecta, por lo cual se ha optado por tomar unos renglones más en el centro del espacio k (que son los que contiene máxima señal), de tal forma que los errores de fase sean minimizados. Entonces se debe muestrear más del 50% del espacio k para mantener la información de fase.

I.12. Secuencias de pulsos básicas

Un diagrama de secuencia de pulsos (PSD, Pulse Sequence Diagram) ilustra la sucesión de eventos que ocurren durante la obtención de una imagen de resonancia magnética. Es un diagrama que muestra el tiempo y duración de la aplicación de los pulsos de RF, la acción de los gradientes y la aparición de los ecos. Analizando el PSD se puede entender la interacción entre los diferentes parámetros de escaneo.

A continuación se explican las secuencias de pulsos básicas Espín-Eco y Gradiente-Eco; el resto de las secuencias son variantes de estas dos técnicas de generación de señales (o ecos). Además se explica la secuencia Inversión-Recuperación ya que con ella se pueden

comprender los principios básicos de contraste entre dos tejidos, así como la supresión de la señal de algún elemento que no sea de interés al obtener la imagen.

I.12.1. Espín Eco (SE)

Es una secuencia fundamental en IRM. Se caracteriza por la aplicación de un pulso de RF y uno o más pulsos de re-enfocamiento o re-enfasamiento. Por lo regular se utilizan pulsos de 90° y 180° respectivamente (Figura 20). Se utiliza para obtener imágenes en 2D aunque existen modificaciones de la técnica para obtener imágenes en 3D. La principal ventaja de la secuencia Espín-eco es que se pueden obtener imágenes ponderadas tanto en T_1 como en T_2 y densidad de protones (PD), con la modificación de los parámetros TE (tiempo al cual aparece la señal) y TR (tiempo entre cada rebanada); en la tabla 2 se muestran algunas combinaciones de los parámetros para un imán de 1.5T.

	TE corto ($\leq 20\text{ms}$)	TE largo ($\geq 80\text{ms}$)
TR corto ($< 700\text{ms}$)	Ponderación en T_1	No se utiliza
TR largo ($> 2000\text{ms}$)	Ponderación en densidad de protones (PD)	Ponderación en T_2

Tabla 2. Combinación de TE y TR para generar el contraste en la imagen con la técnica Espín-Eco.

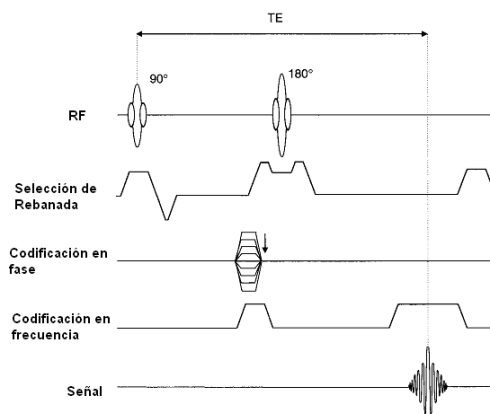


Figura 20. Secuencia de pulsos Espín-Eco básica.

I.12.2. Gradiente Eco (GRE)

Esta secuencia fue diseñada para disminuir el tiempo de escaneo en aplicaciones como la generación de imágenes en 3D, imágenes vasculares y cardíacas, y aplicaciones que requieren sostener la respiración. GRE no incluye la aplicación de un pulso de RF de 180°, en lugar de ello se aplica un gradiente de inversión en el eje de la codificación en frecuencia para formar el eco (Figura 21).

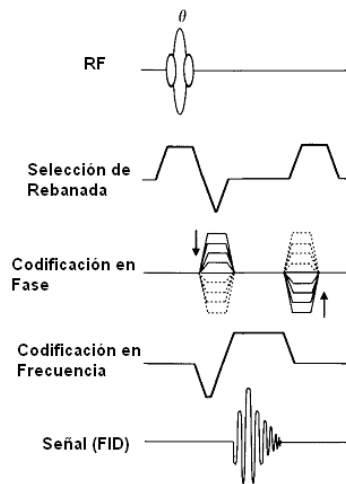


Figura 21. Secuencia de pulsos para formar un eco por medio de los gradientes.

Primero un gradiente de lectura defasa los espines, entonces se requiere un gradiente de lectura con polaridad opuesta para re-enfazar los espines. Las adquisiciones con GRE son más rápidas porque el ángulo de brinco θ del pulso de excitación es menor a 90° [7], con ello la componente de magnetización longitudinal nunca es invertida por la excitación de RF (Figura 22).

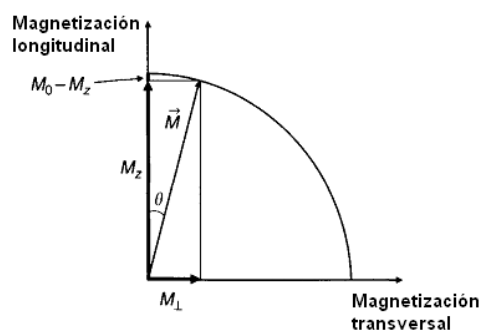


Figura 22. La magnetización longitudinal sólo cambia ligeramente dado que se utiliza un ángulo de brinco parcial.

Las imágenes con GRE son contrastadas por el factor $e^{-\frac{TE}{T_2^*}}$, en lugar de $e^{-\frac{TE}{T_2}}$ como en las imágenes espín-eco.

I.12.3. Inversión-Recuperación (IR)

Muchos tejidos tienen diferentes valores de T_1 , en IRM esas diferencias son utilizadas para generar contraste precisamente con ponderación T_1 . Debido a que la magnetización longitudinal de un tejido con T_1 grande se recupera lentamente antes de que el siguiente pulso de RF sea aplicado, la señal aparece con baja intensidad en la imagen comparada con componentes con T_1 corto cuya magnetización longitudinal se recupera completamente antes

de la siguiente excitación. Un método alternativo para la generación de contraste, utiliza un pulso de inversión a fin de cambiar la orientación de la magnitud longitudinal de $+z$ a $-z$ (figura 23). Antes de aplicar el pulso de RF que inicia la siguiente secuencia de pulsos, se deja un tiempo para permitir que la magnetización invertida se recupere hacia su estado de equilibrio. Los tejidos con diferentes T_1 se recuperan a diferentes velocidades, creando contraste en T_1 entre ellos (Figura 24). Esta secuencia que incorpora una excitación para invertir la magnetización se conoce como Inversión-Recuperación (IR). El tiempo que transcurre entre el pulso de inversión y el siguiente pulso de excitación se conoce como tiempo de inversión (TI).

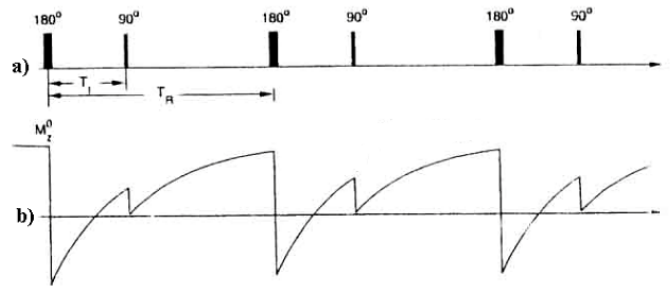


Figura 23. a) Secuencia de pulsos para el método de Inversión-Recuperación. b) Curva de relajación de la magnetización longitudinal.

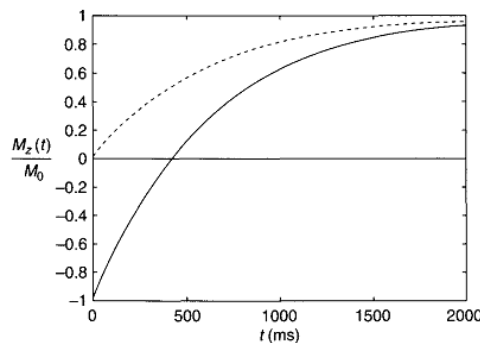


Figura 24. Contraste entre dos tejidos debido a sus diferencias en valor de T_1 .

I.13. Imagenología Eco-Planar (EPI)

La imagenología eco-planar (EPI) es la primera técnica de imagenología ultra rápida propuesta por Mansfield en 1977 [8]. La principal ventaja de la EPI es su bajo tiempo de adquisición (4-40ms), con lo cual se reducen los artefactos causados por movimiento durante la adquisición de la imagen. Esta técnica ha jugado un papel fundamental en el desarrollo de aplicaciones como imágenes de difusión, imágenes de perfusión, mapeo neuro-funcional del cerebro, imágenes cardíacas, estudios dinámicos e imágenes en tiempo real.

Difiere de las secuencias convencionales (GRE y SE) en la forma en la que se aplican los gradientes. EPI emplea una serie de gradientes bipolares de lectura para generar un tren de

ecos (Figura 25). El gradiente inicial de lectura se utiliza para desfasar los espines que fueron excitados por el pulso de RF; el proceso de defasamiento puede ser invertido aplicando un gradiente de lectura con polaridad opuesta dando como resultado una señal (gradiente eco). Al repetir el procedimiento se obtendrá un tren de ecos. La señal decaerá gradualmente a cero debido a los efectos de T_2 y T_2^* [5].

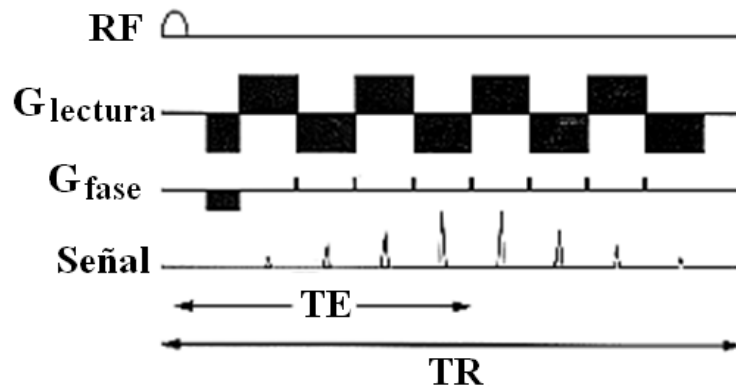


Figura 25. Con la acción combinada de los gradientes se puede generar un tren de ecos, con una sola excitación de RF.

Con la acción del gradiente de codificación en fase, cada gradiente eco es codificado espacialmente de tal forma que se pueden adquirir varias líneas del espacio k con una sola señal FID.

I.14. Imagenología en Paralelo

Se conoce como imagenología en paralelo a las técnicas que emplean un arreglo en fase de antenas con el propósito de disminuir el tiempo de escaneo. Los arreglos son usados para aumentar el cociente señal a ruido (CSR). La base de la imagenología en paralelo es que el tiempo de adquisición es linealmente dependiente del número de líneas de codificación en fase en una adquisición en el plano cartesiano. Si se incrementa la distancia entre las líneas del espacio k por un factor R entonces se disminuirá el tiempo de adquisición; el factor R es conocido como de reducción o aceleración.

I.14.1. SENSE (Sensitivity Encoding)

La idea principal de esta técnica es tener un arreglo de antenas de tal forma que cubran el campo de visión (Field of View, FOV) total por partes y reconstruir la imagen en base a la superposición de imágenes (figura 26). La clave de la separación de señales está en el

hecho de que la superposición de la señal de cada antena ocurre con diferente ponderación de acuerdo a la sensibilidad de cada una de ellas. Por ello es requisito fundamental para la técnica conocer la sensibilidad de cada antena receptora utilizada en el arreglo.

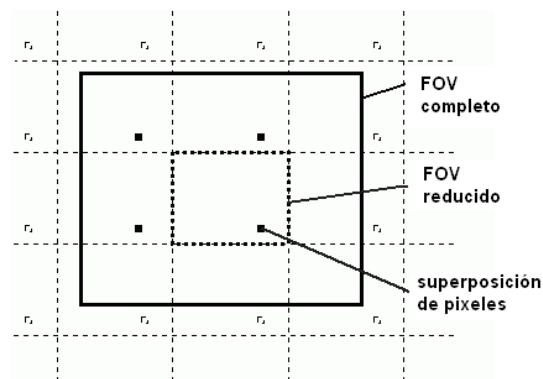


Figura 26. Con un arreglo de 4 antenas se tiene en el FOV reducido la superposición de 4 píxeles.

A los espacios k de cada antena se les aplica la transformada de Fourier, teniendo como resultado imágenes con artefacto de superposición. Las imágenes ‘superpuestas’ son combinadas usando su ponderación por sensibilidad para tener una imagen final ya con el artefacto de superposición eliminado (Figura 27).

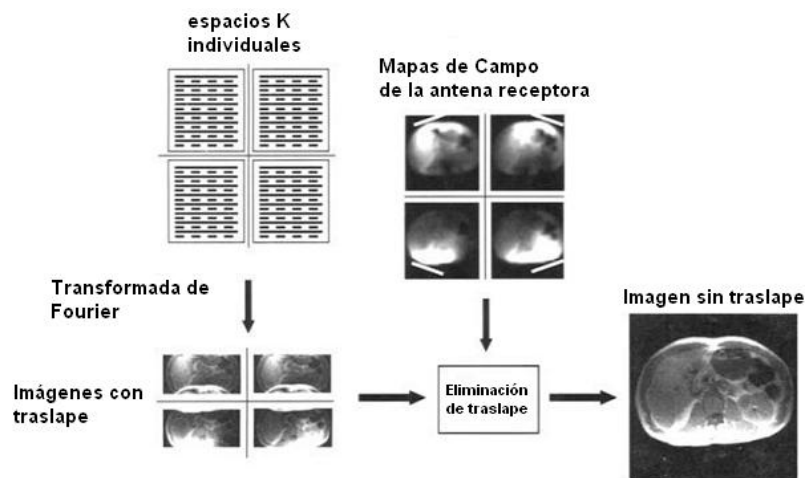


Figura 27. La reconstrucción de la imagen final se hace en base a cada una de las imágenes reconstruidas de la señal captada de cada antena.

Con SENSE, el tiempo de adquisición es reducido por el factor de aceleración R que tiene que ver también con la separación entre líneas del espacio k ; el FOV se verá reducido por el mismo factor. El CSR también está determinado por lo que se conoce como factor geométrico (g), que es el factor que caracteriza el ruido de las antenas según su similitud geométrica. El CSR del FOV reducido está definido por:

$$CSR_{reducido} = \frac{CSR_{total}}{g\sqrt{R}} \quad (1.37)$$

I.14.2. SMASH (Simultaneous acquisition of spatial harmonics)

Al igual que en SENSE, las líneas del espacio k en la dirección de codificación en fase tienen una separación determinada por el factor R (Figura 28). El concepto principal en la técnica SMASH es que la sensibilidad de las antenas proporciona una ponderación espacial de la señal de RM recibida que es completamente análoga a la ponderación espacial proporcionada por una función de codificación senoidal (exponencial compleja).

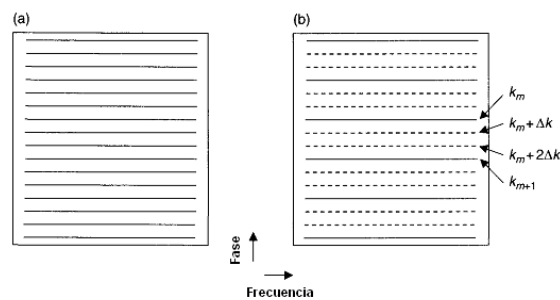


Figura 28. (a) Espacio k muestreado totalmente. (b) Espacio k con R=3; Δk es el tamaño del paso de codificación en fase necesario según el criterio de Nyquist.

La diferencia con SENSE radica en que en este caso la reconstrucción para la imagen final se hace sobre el espacio k, es decir primero se obtiene los espacios k con la información de cada antena, con lo cual se obtiene el espacio k total por medio de la combinación de los espacios k individuales; y a este espacio total se le aplica la Transformada de Fourier y se obtiene la imagen (Figura 29).

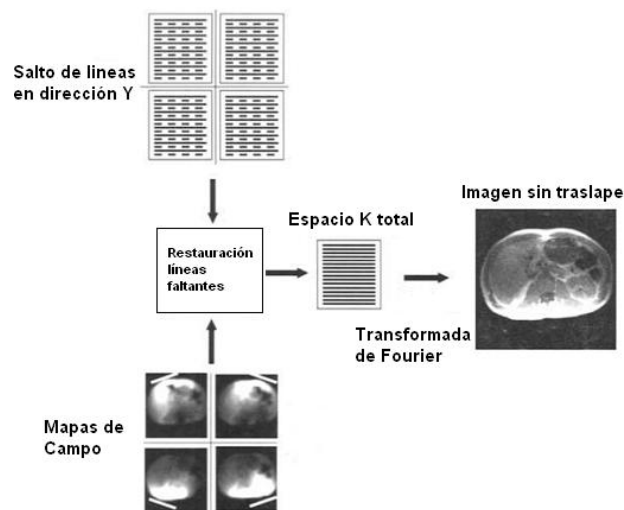


Figura 29. Se llena el espacio k total por medio de los datos adquiridos por cada antena.

La señal que recibe cada antena está determinada por la siguiente ecuación:

$$S(t) = \iint M_{xy}(x, y, t) dx dy = \iint \widehat{M}_{xy}(x, y, t) e^{j(\gamma G_x x t + \gamma G_y y t)} \quad (1.38)$$

Si consideramos que:

$$k_x = -\gamma G_x t, k_y = -\gamma G_y \tau \quad (1.39)$$

$$S(t) = S(k_x(t), k_y) = \iint \widehat{M}_{xy}(x, y, t) e^{-j(k_x x + k_y y)} dx dy = \mathcal{F}\{\widehat{M}(k_x, k_y)\} \quad (1.40)$$

Que es la transformada de Fourier de la magnetización al tiempo t .

Consideremos una antena cuya sensibilidad se define como $C(x, y)$ y es una función armónica de los pasos de codificación en fase:

$$C_m(x, y) = e^{jm\Delta k_y y} \quad (1.41)$$

donde m es el orden del armónico, y Δk_y es el espaciamiento entre los renglones del espacio k . En el paso de codificación en fase que corresponde al renglón k_y , la antena recibirá una señal:

$$\begin{aligned} \hat{S}(t) &= \iint M_{xy}(x, y, t) C_m(x, y) dx dy \\ &= \iint \widehat{M}_{xy}(x, y, t) e^{jm\Delta k_y y} e^{-j(k_x x + k_y y)} dx dy \\ &= \iint \widehat{M}_{xy}(x, y, t) e^{-j(k_x x + (k_y - m\Delta k_y) y)} dx dy = S(k_x, k_y - m\Delta k_y) \end{aligned} \quad (1.42)$$

es decir, recibe una señal con m líneas más a partir del punto de partida k_y .

II. EL SISTEMA DE IMAGENOLOGIA POR RESONANCIA MAGNETICA

Una vez que se han revisado los principios físicos del fenómeno de resonancia magnética, es momento de explicar el 'hardware' que hace posible la adquisición de imágenes, es decir, los componentes que generan el campo magnético estático B_0 , las estructuras físicas que hacen posible la codificación espacial (antenas gradiente); la consola de control, codificación de la señal de RF, procesamiento y visualización de imágenes; y por supuesto, los elementos que hacen posible la generación de la señal de RF, su transducción y acondicionamiento (Figura 30).

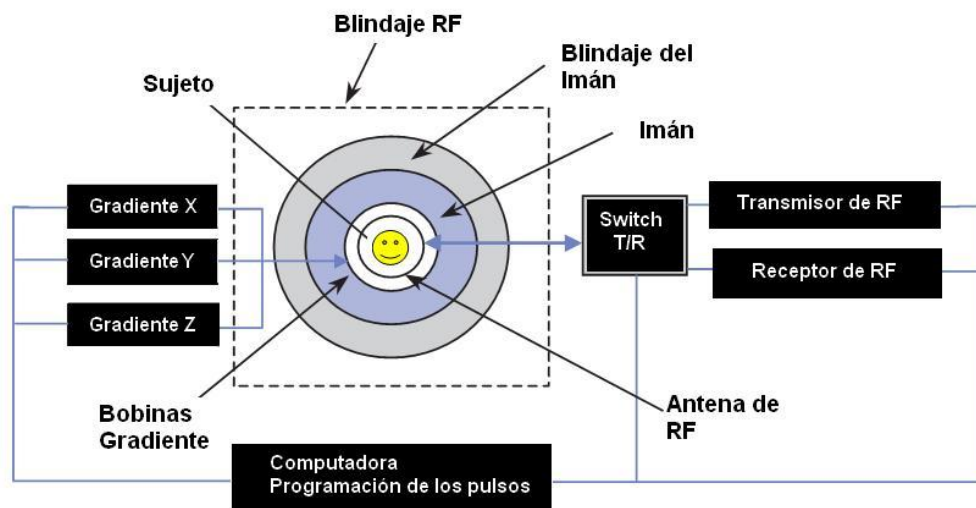


Figura 30. Diagrama a bloques de los componentes principales del sistema de IRM.

II.1. El Imán

El imán es el componente principal del sistema de IRM. La intensidad del campo magnético (o densidad de flujo) es medida en Tesla (T), donde:

$$1 \text{ T} = 1 \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{m}^2} = 1 \frac{\text{N}}{\text{A} \cdot \text{m}} = 1 \frac{\text{Wb}}{\text{m}^2} = 1 \frac{\text{kg}}{\text{C} \cdot \text{s}} = 1 \frac{\text{kg}}{\text{A} \cdot \text{s}^2}$$

- A = ampere
- C = coulomb
- kg = kilogramo
- m = metro
- N = newton
- s = segundo

- T = tesla
- V = volt
- Wb = weber

O equivalentemente: 1T = 10 000 gauss

Existen imanes de cuerpo entero con intensidades que varían desde los 0.02 hasta los 9 T. El objetivo de utilizar imanes de mayor intensidad es mejorar el CSR, incrementar la resolución espacial o reducir el tiempo de obtención de la imagen.

II.1.1. Homogeneidad

La homogeneidad del campo magnético es una forma de cuantificar la calidad del imán, es expresada en partes por millón dentro de un volumen esférico dado, cuyo tamaño se conoce como Diámetro de Volumen Esférico (DSV, por sus siglas en inglés) [9]. Por ejemplo, en un imán de 1.5T con una variación máxima de 7.5 μ T (0.0000075 T) sobre un DSV de 40cm tiene una inhomogeneidad dada por:

$$Inhomogeneidad(ppm) = \frac{\text{variación}[T]}{\text{intensidad de campo [T]}} * 10^6 = \frac{0.0000075}{1.5} * 10^6 = 5ppm \quad (II.1)$$

Se debe tener cuidado con la interpretación de esta cifra ya que los fabricantes suelen expresarlo como la media o el valor cuadrático medio y no como el máximo valor, el cual puede ser mayor.

Una alta homogeneidad significa que el campo magnético cambia muy poco sobre la región o volumen especificado, con esto sabemos que los protones en esa región resonarán a la misma frecuencia de una forma coherente y con ello se inducirá la máxima señal posible.

II.1.2. Tipos de Imanes

Existen principalmente dos clasificaciones. La primera divide según las intensidades de campo: Bajo campo (menos de 0.5T), campo medio (0.5 a 1T), alto campo (1 a 1.5T) y campo ultra alto (mayor a 3T) [6]. La segunda clasificación toma en cuenta el modo de construcción del imán.

Según la última clasificación existen 4 tipos diferentes de imanes: Imanes resistivos con núcleo de aire, electroimanes con núcleo de acero, imanes permanentes e imanes superconductores [10].

Los *Imanes resistivos con núcleo de aire* fueron utilizados en la primera generación de sistemas de IRM, comprenden 4 grandes bobinas con bandas de alambre de aluminio o cobre. Se hace pasar una corriente a través de las vueltas de alambre de tal forma que se generan campos alrededor de 0.2T. La potencia eléctrica (40-100kW) necesaria para generar el campo, es disipada en forma de calor en los devanados, siendo necesario el enfriamiento por agua. La homogeneidad se encuentra entre 50-200ppm para un DSV de 50cm; la estabilidad está prácticamente determinada por las propiedades térmicas del imán. Este sistema puede ser apagado o puesto en estado de bajo consumo para conservar el equilibrio térmico.

Los *electroimanes con núcleo de hierro* utilizan bobinas alrededor de un núcleo de hierro. Cuando una corriente eléctrica pasa a través de las bobinas el hierro se magnetiza. Con el uso de este núcleo de hierro se pueden alcanzar campos del orden de 0.6T. La homogeneidad es menor a 5ppm sobre un DSV de 20cm. Estos sistemas tienden a ser demasiado pesados por las grandes masas de hierro necesario.

Para los *imanes permanentes* se utilizan materiales a los cuales se le inducen grandes campos magnéticos durante su manufactura. Tienen intensidades de campo máximas de 0.2T y 0.3T, y el campo siempre es orientado verticalmente (Figura 31). Los costos de instalación y mantenimiento son bajos. Los imanes permanentes no pueden ser apagados. La homogeneidad de estos sistemas se encuentra alrededor de 40ppm en un DSV de 36cm y tienen pesos aproximados de 9500Kg.

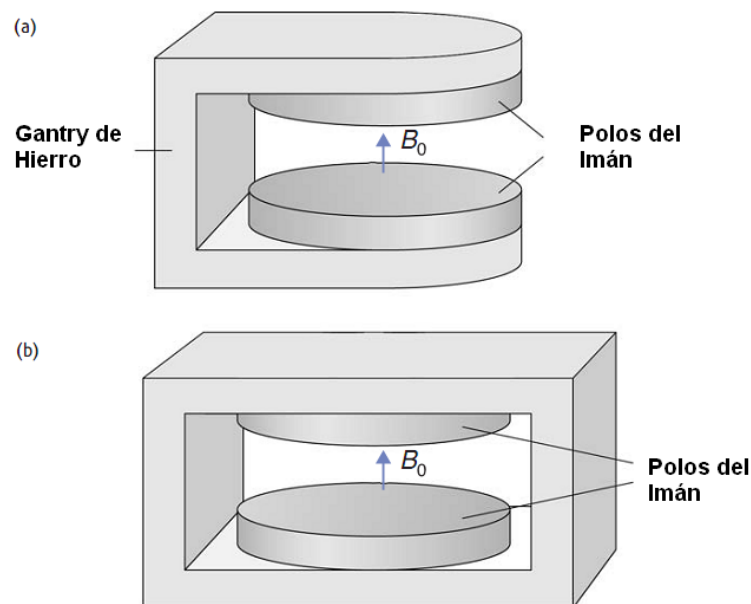


Figura 31 .Imanes permanentes a) Imán en forma de C, b) Imán en forma de H

Los *imanes superconductores* se valen de las propiedades de algunos materiales (Niobio-Titanio insertados en una matriz de cobre), los cuales a temperaturas cercanas al cero absoluto (-273.16°C, 0 K) muestran una resistencia eléctrica igual a cero. Una corriente eléctrica que se aplica en un alambre de material superconductor, manteniendo la temperatura por debajo del estado de transición, continuará circulando indefinidamente. Los imanes superconductores tienen la ventaja de alcanzar grandes intensidades de campo, por encima de los 8T, ya sea con diámetros de imán pequeños o de cuerpo completo (figura 32); además cuentan con una excelente uniformidad de campo, por ejemplo 5ppm en un DSV de 50cm a 1.5T.

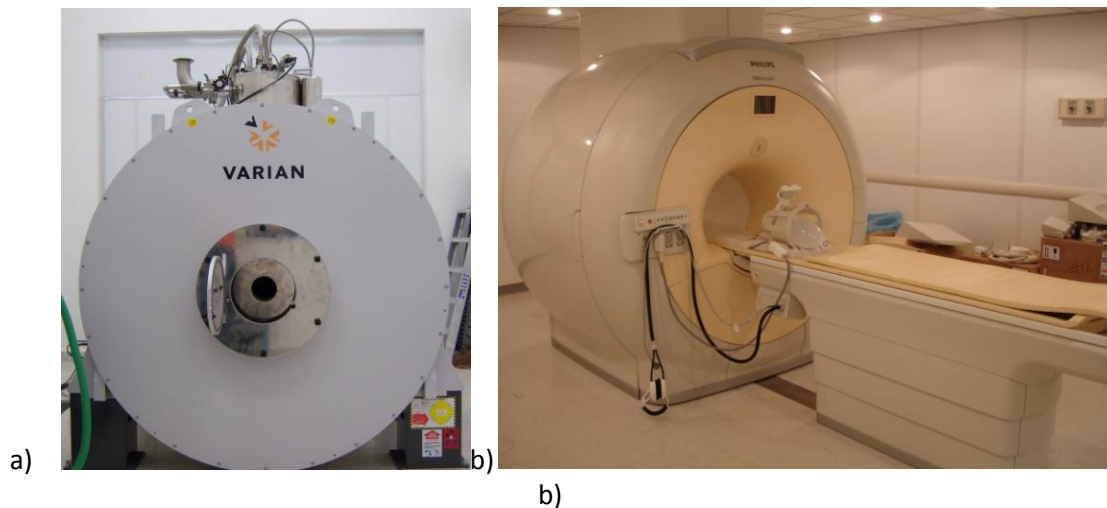


Figura 32. Imanes superconductores en sistemas de IRM, a) Varian a 7T y 21cm de diámetro de bore y b) philips a 3T y 60cm de diámetro. Ambos sistemas pertenecen al CIIMM de la UAM-Iztapalapa.

Un imán superconductor cuenta con un criostato, es decir una cámara muy grande de helio líquido, donde se encuentran inmersas las bobinas del imán, rodeadas por cámaras de vacío [10]. Los primeros sistemas tenían también una capa de nitrógeno líquido para reducir la evaporación del helio, lo cual resulta muy costoso (Figura 33). Los imanes modernos de IRM usan enfriadores criogénicos y no necesitan criostatos de nitrógeno líquido. El peso de los imanes superconductores modernos está entre los 3000 y los 4000 Kg, incluyendo los criogénicos.

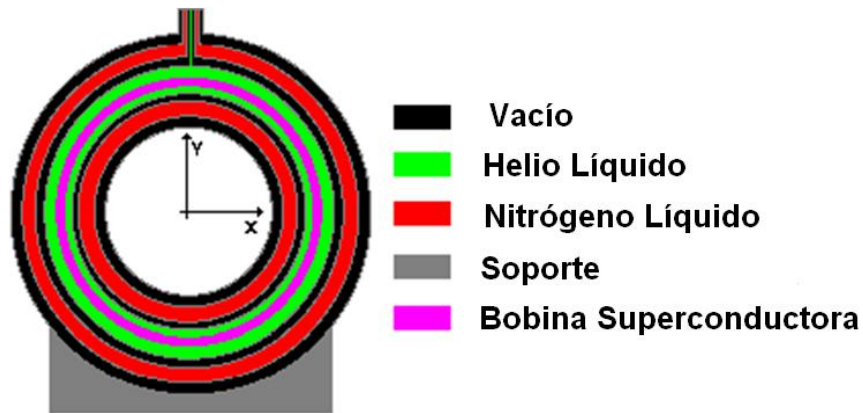


Figura 33. Diagrama de un imán superconductor; se muestra la distribución de los gases criogénicos para mantener la condición de superconductividad.

II.1.3. Shimming

Todos los imanes sufren de algún grado de inhomogeneidad, por su diseño, construcción u otros factores. Se utiliza un shimming fijo para mejorar la homogeneidad del imán y para corregir las distorsiones del campo inducidas por elementos ferromagnéticos y puede ser desarrollado de forma pasiva (figura 34) o activa, o combinación de ambas. La homogeneidad que se alcanza usando estos shimmings fijos es adecuada para propósitos de imágenes de volúmenes relativamente grandes. La homogeneidad puede ser ajustada posteriormente, paciente por paciente usando shimming dinámicos. Estos se logran por medio de las antenas de shimming (figura 35), que se colocan alrededor de la antena principal, se debe asegurar que están desacopladas de ésta. Se emplean antenas de shimming para mejorar la uniformidad del campo en cada uno de los ejes coordenados.

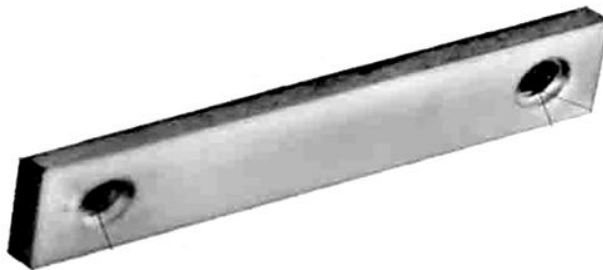


Figura 34. Placa de metal utilizado para el shimming pasivo.

El shimming pasivo se realiza poniendo una serie de láminas como la mostrada en la figura 34, alrededor del imán; existen diversos espesores de placas shimming para realizar un ajuste fino de la homogeneidad del campo.

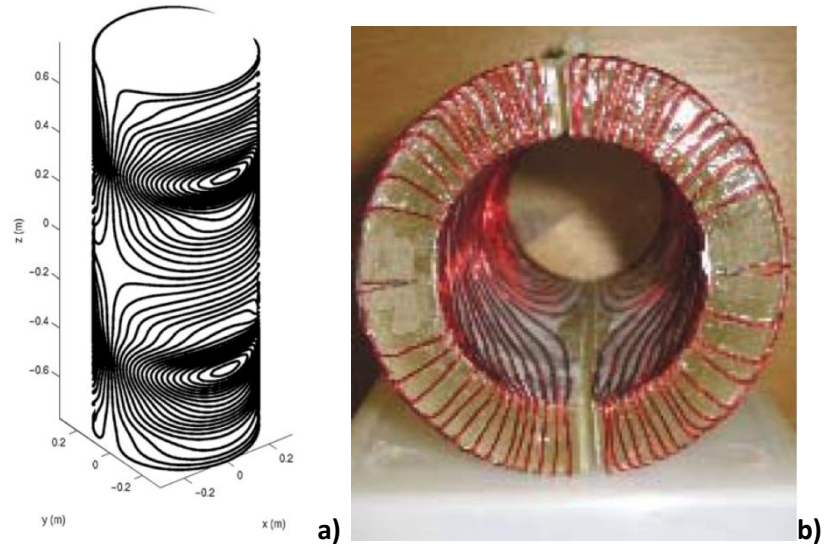


Figura 35. Diseño de antena de shimming, a) esquema y b) construcción.

II.1.4. Shielding

El campo magnético, especialmente en sistemas superconductores de altos campos, se extiende más allá del imán en las tres direcciones. El shield o blindaje magnético reduce este efecto. El shield puede utilizar placas de hierro rodeando el imán o incorporadas dentro de su diseño. Se utiliza una gran cantidad de hierro para poder blindar el imán satisfactoriamente (32000 kg de hierro para un sistema de 1.5 T). Los imanes más modernos utilizan shield activo, con este tipo de shield se utilizan bobinas superconductoras orientadas en dirección opuesta a las del imán principal. Con ello se cancela parcialmente el campo que sale del imán principal reduciendo esa intensidad de campo liberada.

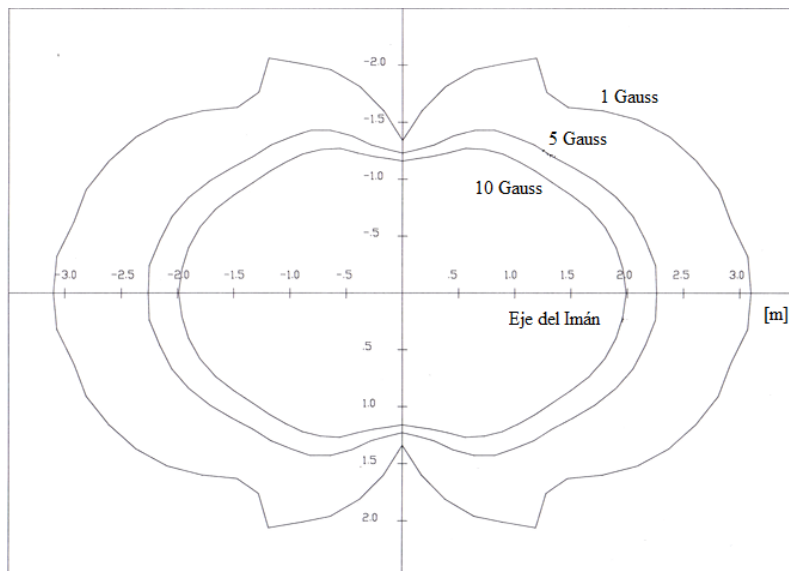


Figura 36. Atenuación del campo magnético del sistema Varian 7T con 21cm de bore por medio de shield activo.

De la figura 36 se destaca la línea de 5 Gauss que es la distancia en donde el campo magnético producido por el imán superconductor ha decaído a ese valor de intensidad; a esta distancia el campo magnético es prácticamente imperceptible y no representa ningún peligro.

II.2. Sistema de Gradientes

La generación de una pequeña variación lineal del campo magnético B_0 es conocida como gradiente de campo o simplemente como gradiente (figura 37). Su principal función es la codificación espacial de la señal de resonancia magnética de tal forma que pueda ser recuperada al momento de realizar la reconstrucción de la imagen. Se utiliza un gradiente para cada dirección (x , y , z), y son producidos al hacer circular una corriente eléctrica a través de un diseño de alambres montados en una sola estructura conocida como bobina gradiente.

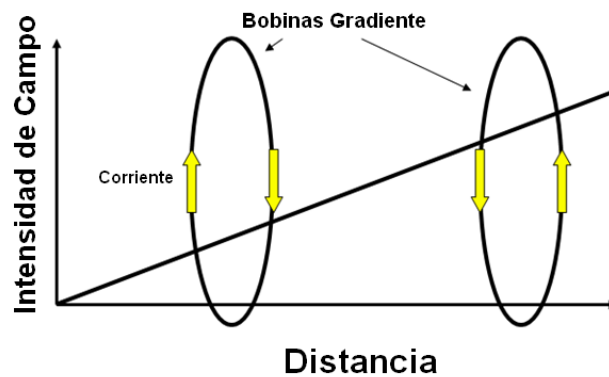


Figura 37. Variación lineal del campo en la distancia comprendida por la bobinas gradiente.

En la siguiente figura se muestran los diseños básicos de bobinas gradiente, hoy en día dada la importancia se han diseñado estructuras más complejas que muestran mejor desempeño que estos diseños convencionales (figura 39).

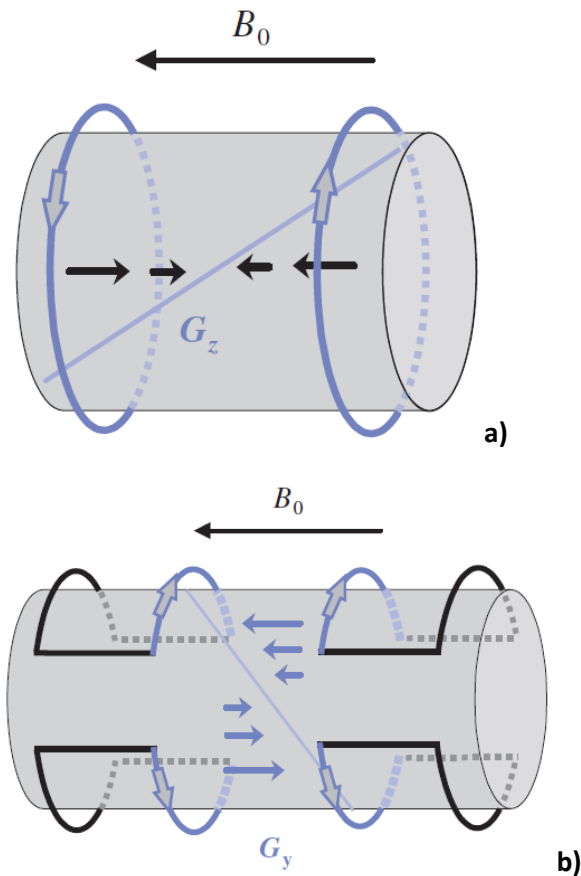


Figura 38. Antenas gradiente empleadas para generar campos ortogonales en los tres ejes coordenados. a) Antenas par Maxwell: Generación de campo lineal en dirección Z, b) Antenas Golay: Se emplean 4 antenas para generar la variación lineal (positiva o negativa) de campo en dirección Y; la variación en X se logra con la misma configuración rotada 90°

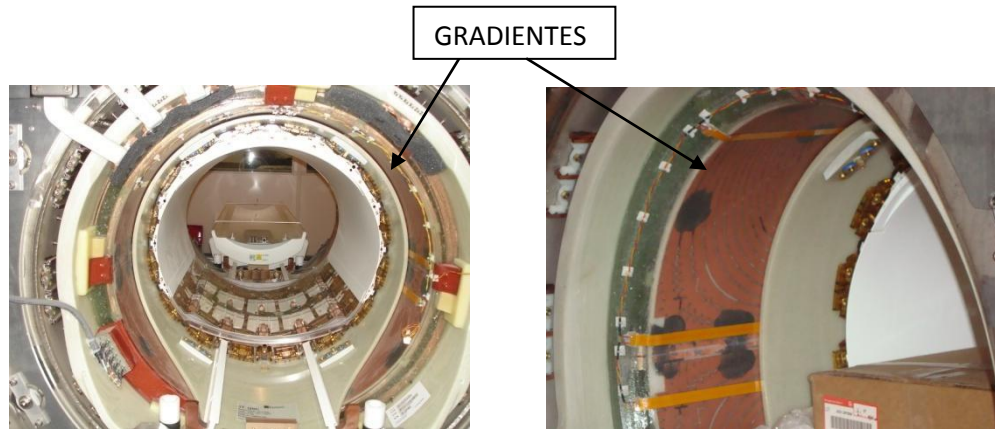


Figura 39. Se muestra el diseño de gradientes en circuito impreso para un sistema Philips Achieva a 3T.

Uno de los criterios más importantes de evaluación del sistema de IRM es la capacidad de los gradientes. Existen cuatro puntos importantes para evaluar el desempeño de los gradientes: Máxima intensidad del gradiente, tiempo de subida (que tan rápido pasa el gradiente del valor cero al valor pico, rise time) o tiempo de decaimiento (slew rate), ciclo de trabajo y las técnicas de compensación de corrientes espurias [1].

Utilizar mayores intensidades de campo del gradiente permiten obtener rebanadas más delgadas y Campos de Visión (Field of View, FOV) más pequeños sin la necesidad de cambiar otros parámetros. En la figura 40, se muestra la forma típica del pulso gradiente.

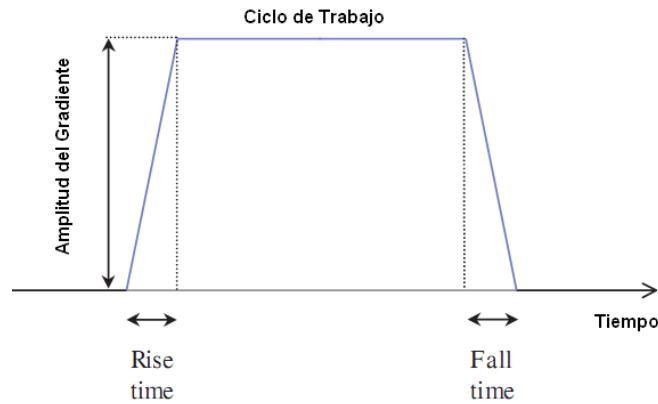


Figura 40. Forma ideal de un pulso gradiente y los elementos que se consideran para evaluar su calidad.

Un problema en los pulsos gradiente son las corrientes espurias, estas son campos eléctricos producidos en un medio conductor debidas a variaciones en el tiempo del campo magnético. Estas corrientes producen también un campo magnético que se opone y distorsiona la forma del pulso gradiente original [9]. Existen dos métodos para compensar la contribución de las corrientes espurias. El primer método emplea una pre-distorsión del pulso gradiente de tal forma que el campo dentro del imán es del valor deseado. Esta pre-distorsión puede ser manejada vía hardware o software. En el segundo método se utiliza un segundo juego de bobinas que rodean a la bobina gradiente principal. Esta segunda solución es conocida como un blindaje activo de la bobina gradiente, es análogo al blindaje del imán (figura 41).

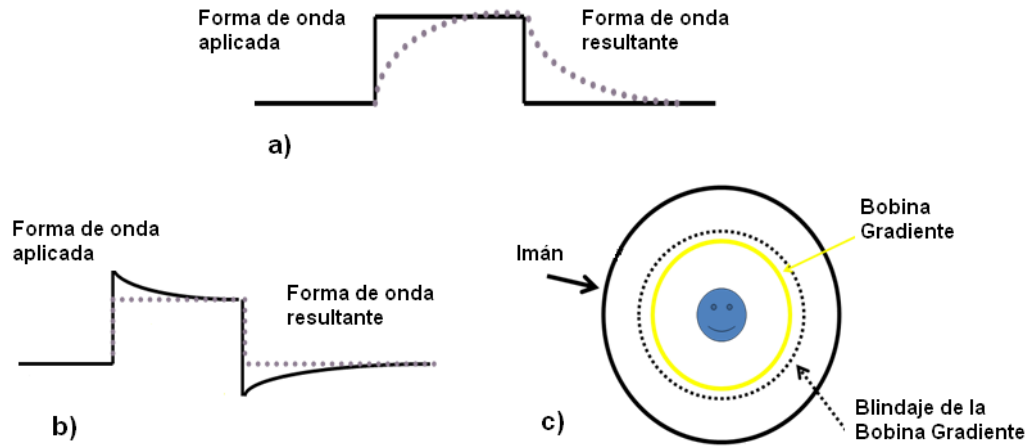


Figura 41. a) Distorsión del gradiente aplicado. Soluciones para la distorsión: b) pre-distorsión, c) blindaje de la bobina gradiente.

II.3. Sistema de Radio Frecuencia

El sistema de radiofrecuencia comprende un transmisor, la antena y un receptor. El propósito del transmisor es generar pulsos de corriente con una morfología adecuada a la frecuencia de Larmor. Cuando esta corriente es aplicada a la antena se produce un campo magnético transitorio. La antena también puede ser diseñada para recibir la señal proveniente de la muestra. El proceso de codificación en frecuencia dará como resultado un estrecho intervalo de frecuencias útiles, por ejemplo $\pm 16\text{kHz}$, centrado a la frecuencia de Larmor. Es función del receptor remover, o mejor dicho demodular ese intervalo de $\pm 16\text{kHz}$ de la señal portadora de mucho mayor frecuencia (frecuencia de Larmor).

II.3.1. Transmisor

El transmisor tiene que generar pulsos de RF con una adecuada frecuencia central, ancho de banda, amplitudes y fases con el objetivo de excitar solo los núcleos dentro de la rebanada deseada. La posición de la rebanada y la intensidad del gradiente de selección de rebanada determinan la frecuencia central del pulso. El ancho de banda, o el intervalo de frecuencias dentro del pulso, controlan el espesor de la rebanada; la forma y duración de la envolvente del pulso de RF determina ese ancho de banda. La amplitud del pulso controla que tanto se mueve la magnetización, mientras que la fase controla hacia que eje es movida la magnetización. En los sistemas modernos de IRM la envolvente del pulso de RF es generada digitalmente.

II.3.2. Antenas

Las antenas pueden ser vistas como el dispositivo final del sistema de transmisión y el dispositivo con el que se realiza la recepción de la señal de RM para su posterior acondicionamiento y procesamiento. Básicamente, la antena es un dispositivo que es capaz de generar un campo magnético B_1 perpendicular al campo magnético estático B_0 ; para este objetivo no se requiere un diseño específico de la antena. En cambio, para la función de detectar la señal, la sensibilidad de la antena será determinada por su tamaño. En este caso la señal de RM será captada y convertida a una corriente eléctrica de muy baja amplitud (μA).

II.3.3. Pre-amplificador

La pequeña señal de RM detectada necesita ser impulsada por un pre-amplificador con un alto rechazo al ruido antes de llegar al receptor. El ruido de los pre-amplificadores es medido en decibeles (dB), se conoce como cifra de ruido (NF, noise figure) y se define como:

$$NF = \frac{CSR_{salida}}{CSR_{entrada}} \quad (II.2)$$

es una medida de cuanto ruido adicional añade el amplificador. La cifra de ruido usualmente es menor a 1dB y depende básicamente de la impedancia de la fuente.

II.3.4. Receptor

La señal de RM contiene un estrecho intervalo de frecuencias y está modulada por la frecuencia de Larmor. La función del receptor es demodular esa señal, es decir eliminar la portadora de alta frecuencia. En los sistemas modernos de IRM, ese paso se realiza digitalmente evitando así los artefactos en la imagen debidos a las desviaciones de corriente en los sistemas analógicos. A pesar de que el ancho de banda de la señal recibida es de alrededor de $\pm 16KHz$, si la muestra a observar excede ese campo de visión, también existirán señales con frecuencias fuera de ese intervalo. Estas señales serán sub-muestreadas en el proceso de recepción apareciendo como 'aliasing' o artefactos de 'fantasmas' en la imagen, en la dirección de codificación en frecuencia. Por lo tanto, la señal detectada debe ser filtrada efectivamente para suprimir esas frecuencias no deseadas.

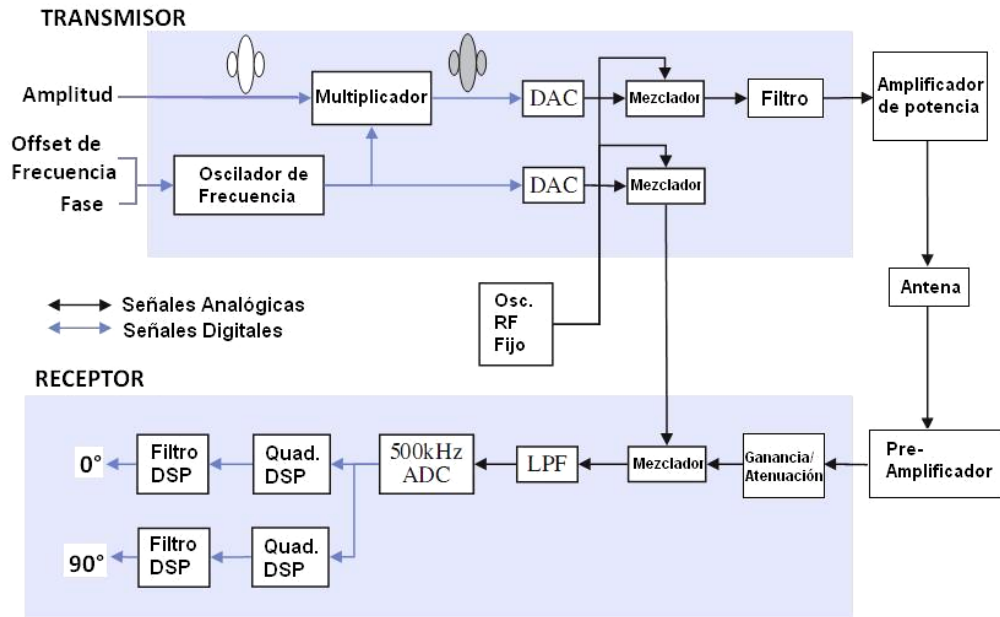


Figura 42. Diagrama a bloques del sistema de RF, donde DAC es un convertidor digital-analógico, ADC es analógico-digital; LPF es filtro pasa bajas, DSP es un procesador digital de señales.

II.4. Computadora (Control y Procesamiento de Datos)

La naturaleza multitarea en un sistema de IRM hace que sea poco práctico controlar los numerosos procesos que requieren una sincronización precisa desde el ordenador principal, tantos subsistemas requieren de su propio microprocesador cuyos comandos serán cargados directamente de la computadora principal. Un típico sistema de IRM tiene una consola sobre la que el operador describe el estudio en términos de la secuencia de pulsos, su temporización y algunos factores geométricos, etc. (figura 43). Estos parámetros serán convertidos en comandos que serán transferidos a otro microprocesador, conocido como Programador de Pulsos (PP) que controla directamente el hardware. El PP asegura que la excitación RF, los gradientes y la adquisición de los datos estarán propiamente sincronizados. Una vez que los datos han sido adquiridos, otra computadora conocida como procesador de la matriz lleva a cabo la reconstrucción de imágenes. Por último, la consola realiza el despliegado de imágenes, el procesamiento, impresión o se guardan como archivos en la misma, y en su caso se transmiten vía red.



Figura 43. Consola de control del Sistema Philips para humanos del CIIM de la UAM-Iztapalapa.

III. ANTENAS DE RADIOFRECUENCIA (RF)

III.1. Introducción

Según la definición del diccionario Webster de los Estados Unidos una antena es ‘un dispositivo metálico (como un alambre o varilla) para radiar o recibir ondas de radio’. La IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) define antena como ‘el medio por el cual se irradian o se reciben ondas de radio’ [12].

Como se mencionó en el capítulo anterior, uno de los dispositivos fundamentales para la adquisición de la señal de RM son las antenas de radiofrecuencia (RF). Son llamadas así por que entran en resonancia a una frecuencia de radio específica. Una de las principales funciones de las antenas es excitar los espines de los núcleos dentro del cuerpo [11], pero también se diseñan de tal forma que puedan detectar la señal resultante al momento de que los núcleos se relajan éstos emitirán una señal en forma de fotón que deberá ser captada para posteriormente decodificar su información (figura 44). El desempeño de la antena, tanto al excitar como al recibir la señal, estará determinado por la geometría y por las propiedades de cada antena. Durante la excitación la antena convierte la potencia de radiofrecuencia en un campo magnético, es decir la corriente eléctrica que circula por la geometría de la antena inducirá un campo magnético. En cuanto a la recepción la antena convierte la energía resultante de la relajación de la magnetización de la precisión de los espines en una señal eléctrica para su posterior procesamiento.

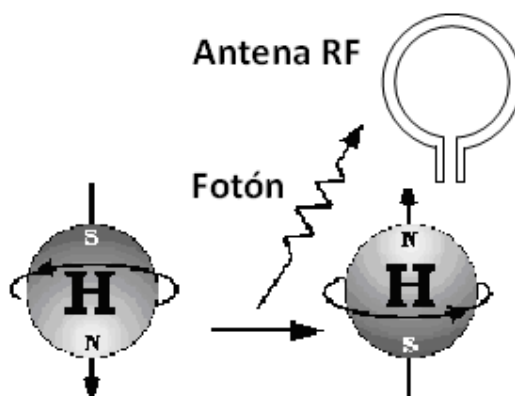


Figura 44. Generación de la señal al momento en que el núcleo se relaja del estado de alta energía al estado de baja energía.

Con objeto de evitar el empleo de sistemas electrónicos muy complicados y costosos, la mayoría de los sistemas de Imagenología por Resonancia Magnética, alternan el uso de antenas para la transmisión y para la recepción [9]. En los sistemas modernos de IRM es común encontrar módulos de temporización para las antenas que actúan tanto en el modo de transmisión como de recepción.

III.2. Clasificación de antenas para IRM

En la literatura podemos encontrar básicamente un par de clasificaciones: Según su función y según su diseño o interacción con la muestra.

III.2.1. Clasificación según su función

Esta clasificación se basa en la generación de pulsos de RF y la recepción de la señal de RM.

III.2.1.1. Antenas transmisoras

Las antenas utilizadas para excitar la señal de RM deben producir un campo uniforme B_1 en ángulo recto al campo magnético estático, esto cuando se hace circular una corriente por la estructura de la antena y se induce un campo magnético en dirección perpendicular al plano de la antena. Estas antenas pueden funcionar también como receptoras de la señal de RM, para lo cual es necesario implementar un switch que de manera eficiente establezca el cambio transmisor/receptor (figura 46). Con ello se protegen los circuitos del receptor de los altos voltajes utilizados durante la transmisión y también protege a la pequeña señal de RM de ser perdida en el ruido electrónico, incluso cuando el transmisor se encuentra deshabilitado.



Figura 45. Switch temporizador para la recepción y transmisión de pulsos de RF en cuadratura.

III.2.1.2. Antenas Receptoras

La función de las antenas receptoras es incrementar al máximo la detección de la señal, a la vez que disminuyen la recepción de ruido. En la clínica, la mayor fuente de ruido proviene de los mismos tejidos del paciente (del movimiento Browniano de los electrolitos). Para minimizar el ruido e incrementar el CSR, es necesario diseñar antenas de menor tamaño tomando como criterio que las dimensiones de la antena deben ser como máximo el volumen de la muestra.

III.2.2. Clasificación según su diseño o interacción con la muestra

Podemos hacer una división de las antenas de RF de la siguiente manera: antenas de superficie, antenas de volumen y arreglos de antenas (que se construyen a base de antenas superficiales).

III.2.2.1. Antenas superficiales

Las antenas superficiales o de superficie se utilizan para examinar órganos cercanos a la superficie del cuerpo del sujeto o de la muestra, por lo general funcionan en modo de transmisión, son usadas para pequeños volúmenes y tienen alta sensibilidad pero limitada penetración.

Haciendo un poco de historia, podemos mencionar que antes de la segunda guerra mundial todos los elementos de las antenas de RF para telecomunicaciones eran del tipo de un solo alambre (alambres largos, dipolos, hélices, etc.) y fueron utilizadas como elementos aislados o en arreglos [13] (figura 46). Esos mismos diseños se utilizaron para las primeras aplicaciones de IRM; para dicho propósito, hoy en día se han explorado estructuras más complejas que nos permiten tener una mayor intensidad de la señal recibida actuando como antenas de superficie, como la antena 'Magnetrón Superficial' [14] (figura 47).

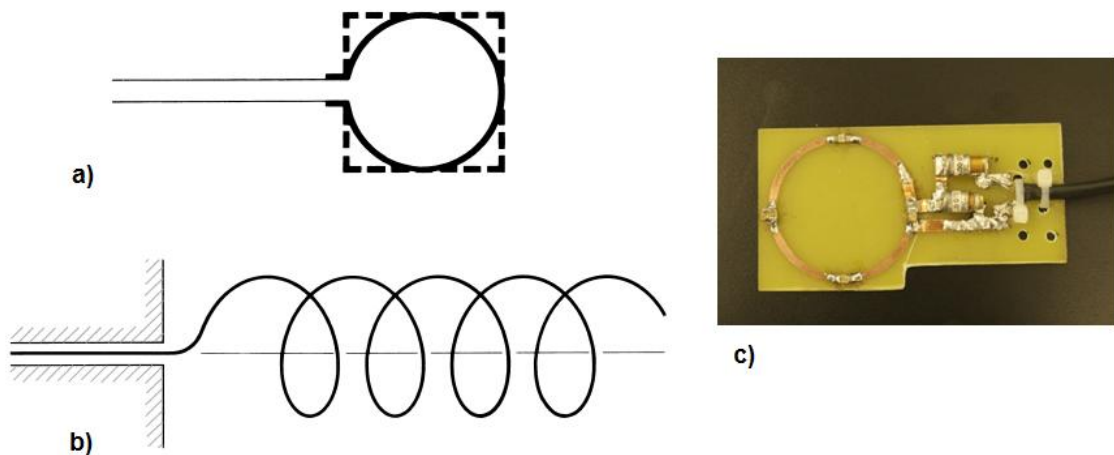


Figura 46. a) Diagrama de la antena circular (o cuadrada), b) antena espiral y c) antena circular para imagenología de ratas/ratones a 7T.



Figura 47. Antena Magnetrón Superficial que ha mostrado un mejor desempeño que las estructuras convencionales.

Un alambre conductor es un material cuya principal característica es el movimiento de cargas eléctricas y la creación de un flujo de corriente. Si asumimos que el volumen de densidad de carga eléctrica, representado como $q_v(C/m^3)$ se distribuye uniformemente sobre un alambre circular, con un área de sección transversal A y volumen V , como se muestra en la figura 48. La carga total Q dentro del volumen V se mueve en dirección z con una velocidad uniforme $v_z(m/s)$. Se puede demostrar que la densidad de corriente $J_z(A/m^2)$ sobre la sección transversal del alambre (figura 48) está dada por [13]:

$$J_z = q_v v_z \quad (III.1)$$

Si el alambre está hecho de un conductor eléctrico ideal, la densidad de corriente $J_s(A/m)$ reside sobre la superficie del alambre y está dada por:

$$J_s = q_s v_z \quad (III.2)$$

donde $q_s(C/m^2)$ es la densidad de carga en la superficie. Si el alambre es muy delgado (idealmente con radio igual a cero), entonces la corriente en el alambre puede ser representada como:

$$I_z = q_l v_z \quad (III.3)$$

donde $q_l(C/m)$ es la carga por unidad de longitud.

En lugar de examinar la densidad de corriente en los tres ejes, se realiza el análisis para un alambre muy delgado y la conclusión aplica para los otros casos. Si la corriente varía con el tiempo, entonces la derivada de la corriente de la ecuación (III.3) es:

$$\frac{dI_z}{dt} = q_l \frac{dv_z}{dt} = q_l a_z \quad (III.4)$$

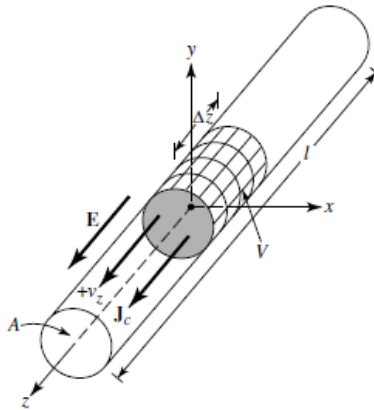


Figura 48. Carga que se distribuye uniformemente sobre un alambre de sección transversal circular y área A . E es la dirección del campo eléctrico y J_c la densidad de corriente.

donde $\frac{dv_z}{dt} = a_z (m/s^2)$ es la aceleración. Si el alambre es de una longitud l , entonces (III.4) se reescribe de la siguiente forma:

$$l \frac{dI_z}{dt} = l q_l \frac{dv_z}{dt} = l q_l a_z \quad (III.5)$$

La ecuación (III.5) es la relación básica entre corriente y carga, y también expresa la relación fundamental de la radiación electromagnética. Esto nos dice que *para crear radiación, debe haber una corriente que varíe en el tiempo o una aceleración (o desaceleración) de carga*. Para crear una aceleración es necesario que el alambre sea curvo, esté doblado, sea discontinuo o terminado (con una carga en un extremo), como se observa en la figura 49.

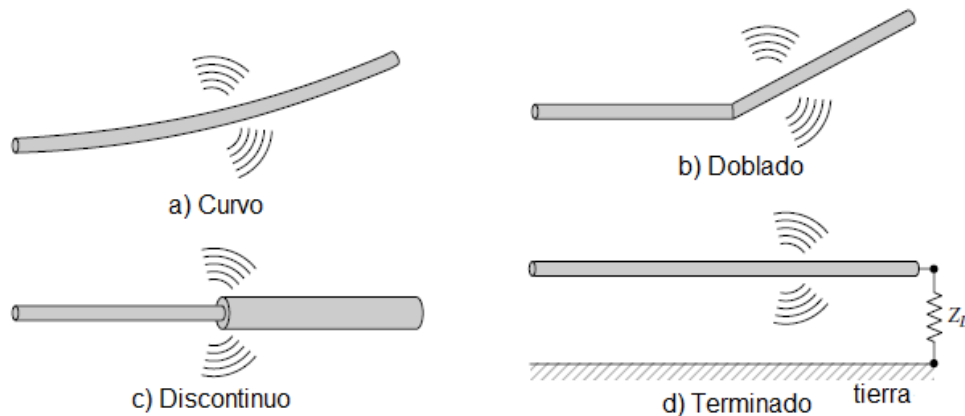


Figura 49. Configuraciones de alambre para producir radiación.

El tipo de antena más simple utilizado en MRI es la antena de un solo lazo (loop coil), por su bajo costo de desarrollo y su versatilidad. Estas antenas pueden ser circulares, rectangulares, cuadradas, triangulares, elípticas entre otras configuraciones. Por su facilidad de construcción, la antena de un solo lazo circular ha sido la más ampliamente utilizada.

El arreglo geométrico más adecuado para el análisis, es posicionar la antena simétricamente sobre el plano x - y ($z = 0$). Además, como se considera un alambre muy delgado, la distribución espacial de la corriente es

$$I_\phi = I_0 \quad (\text{III.6})$$

El análisis de campos irradiados considera primeramente la evaluación de la función de potencial A [15]:

$$A(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_C I_e(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (\text{III.7})$$

donde μ es la permeabilidad magnética. De la figura 50, tenemos que R es la distancia de cualquier punto del lazo al punto del observador y dl' es una sección infinitesimal de la antena de un solo lazo. En general, la distribución espacial de la corriente $I_e(x', y', z')$ puede ser escrita como:

$$I_e(x', y', z') = \hat{a}_x I_x(x', y', z') + \hat{a}_y I_y(x', y', z') + \hat{a}_z I_z(x', y', z') \quad (\text{III.8})$$

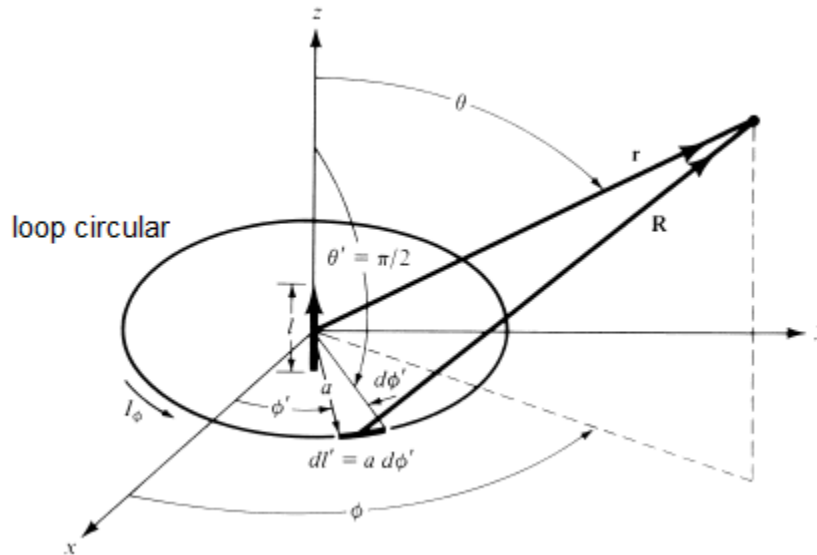


Figura 50. Ubicación espacial de una antena loop circular en el plano coordenado vista desde un observador.

Para la antena circular, que su corriente se encuentra dirigida a lo largo de una ruta circular, es conveniente escribir las componentes rectangulares de la corriente en términos de componentes cilíndricas:

$$\begin{bmatrix} I_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi' & -\text{sen}\phi' & 0 \\ \text{sen}\phi' & \cos\phi' & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\rho \\ I_\phi \\ I_z \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

La ecuación III.9 se puede expandir de la siguiente forma

$$I_x = I_\rho \cos\phi' - I_\phi \text{sen}\phi'$$

$$I_y = I_\rho \text{sen}\phi' + I_\phi \text{cos}\phi' \quad (\text{III.10})$$

$$I_z = I_z$$

Debido a que el campo irradiado se determina en componentes esféricos, es necesario realizar la transformada de los vectores unidad rectangulares a coordenadas esféricas, entonces tenemos:

$$\begin{aligned} \hat{a}_x &= \hat{a}_r \text{sen}\theta \text{cos}\phi + \hat{a}_\theta \text{cos}\theta \text{cos}\phi - \hat{a}_\phi \text{sen}\phi \\ \hat{a}_y &= \hat{a}_r \text{sen}\theta \text{sen}\phi + \hat{a}_\theta \text{cos}\theta \text{sen}\phi - \hat{a}_\phi \text{cos}\phi \\ \hat{a}_z &= \hat{a}_r \text{cos}\theta - \hat{a}_\theta \text{sen}\theta \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

sustituyendo (III.10) y (III.11) en (III.8) se reduce a:

$$\begin{aligned} I_e &= \hat{a}_r [I_\rho \text{sen}\theta \text{cos}(\phi - \phi') + I_\phi \text{sen}\theta \text{sen}(\phi - \phi') + I_z \text{cos}\theta] \\ &+ \hat{a}_\theta [I_\rho \text{cos}\theta \text{cos}(\phi - \phi') + I_\phi \text{cos}\theta \text{sen}(\phi - \phi') - I_z \text{sen}\theta] \\ &+ \hat{a}_\phi [-I_\rho \text{sen}(\phi - \phi') + I_\phi \text{cos}(\phi - \phi')] \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Es importante hacer notar que el sistema de coordenadas de la antena está marcado como letras primas (ρ' , ϕ' , z') y las coordenadas del observador como letras no primas (r , θ , ϕ). Para el lazo circular la corriente solo está fluyendo en dirección de ϕ (I_ϕ) de tal forma que la expresión anterior se reduce a

$$I_e = \hat{a}_r I_\phi \text{sen}\theta \text{sen}(\phi - \phi') + \hat{a}_\theta I_\phi \text{cos}\theta \text{sen}(\phi - \phi') + \hat{a}_\phi I_\phi \text{cos}(\phi - \phi') \quad (\text{III.13})$$

La distancia R , desde cualquier punto del lazo al punto del observador, puede escribirse como

$$R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2} \quad (\text{III.14})$$

donde

$$\begin{aligned} x &= r \text{sen}\theta \text{cos}\phi & x' &= a \text{cos}\phi' \\ y &= r \text{sen}\theta \text{sen}\phi & y' &= a \text{sen}\phi' \\ z &= r \text{cos}\theta & z' &= 0 \\ x^2 + y^2 + z^2 &= r^2 & x'^2 + y'^2 + z'^2 &= a^2 \end{aligned}$$

entonces R se reduce a:

$$R = \sqrt{r^2 + a^2 - 2arsen\theta \text{cos}(\phi - \phi')} \quad (\text{III.15})$$

De la figura 51, el elemento diferencial de longitud está dado por

$$dl' = a d\phi' \quad (\text{III.16})$$

La componente ϕ puede ser escrita como:

$$A_\phi = \frac{a\mu}{4\pi} \int_0^{2\pi} I_\phi \cos(\phi - \phi') \frac{e^{-jk\sqrt{r^2+a^2-2arsen\theta(\phi-\phi')}}}{\sqrt{r^2+a^2-2ar\ sen\theta\cos(\phi-\phi')}} d\phi' \quad (III.16)$$

dado que la distribución espacial de la corriente I_ϕ es una constante, el campo irradiado por la antena loop no será una función del ángulo del observador ϕ . Con ello, se puede elegir cualquier ángulo, por conveniencia se toma $\phi=0$.

$$A_\phi = \frac{a\mu}{4\pi} \int_0^{2\pi} I_\phi \cos \phi' \frac{e^{-jk\sqrt{r^2+a^2-2arsen\theta\phi'}}}{\sqrt{r^2+a^2-2ar\ sen\theta\cos \phi'}} d\phi' \quad (III.17)$$

Para resolver esta integral podemos tomar la función

$$f = \frac{e^{-jk\sqrt{r^2+a^2-2arsen\theta\phi'}}}{\sqrt{r^2+a^2-2ar\ sen\theta\cos \phi'}} \quad (III.18)$$

Esta expresión puede ser evaluada expandiéndola como una serie de Taylor, que para el caso especial de la evaluación en 0 se llama serie de Maclaurin. Si truncamos la serie a los dos primeros términos:

$$f(0) = \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (III.20)$$

$$f'(0) = \left(\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2}\right) e^{-jkr} \ sen\theta \ cos\phi' \quad (III.21)$$

$$f \simeq \left[\frac{1}{r} + a\left(\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2}\right) \ sen\theta \ cos\phi'\right] e^{-jkr} \quad (III.22)$$

Tenemos

$$A_\phi \simeq \frac{a\mu I_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \cos\phi' \left[\frac{1}{r} + a\left(\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2}\right) \ sen\theta \ cos\phi'\right] e^{-jkr} d\phi'$$

$$A_\phi \simeq \frac{a\mu I_0}{4\pi} e^{-jkr} \left(\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2}\right) \ sen\theta \quad (III.23)$$

De forma similar se escriben las componentes r y θ

$$A_r \simeq \frac{a\mu I_0}{4\pi} \ sen\theta \int_0^{2\pi} \ sen\phi' \left[\frac{1}{r} + a\left(\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2}\right) \ sen\theta \ cos\phi'\right] e^{-jkr} d\phi' \quad (III.24)$$

$$A_\theta \simeq -\frac{a\mu I_0}{4\pi} \ cos\theta \int_0^{2\pi} \ sen\phi' \left[\frac{1}{r} + a\left(\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2}\right) \ sen\theta \ cos\phi'\right] e^{-jkr} d\phi' \quad (III.25)$$

Estas dos últimas ecuaciones al ser integradas se reducen a cero. Por lo tanto:

$$\begin{aligned} A \simeq \hat{a}_\phi A_\phi &= \hat{a}_\phi \frac{a\mu I_0}{4\pi} e^{-jkr} \left[\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2}\right] \ sen\theta \\ &= \hat{a}_\phi j \frac{k\mu a^2 I_0 \ sen\theta}{4\pi} \left[1 + \frac{1}{jkr}\right] e^{-jkr} \end{aligned} \quad (III.26)$$

Finalmente, las componentes del campo magnético quedan:

$$H_r = j \frac{ka^2 I_0 \cos\theta}{2r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad [\text{III.27}]$$

$$H_\theta = -\frac{(ka)^2 I_0 \sin\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad [\text{III.28}]$$

$$H_\phi = 0 \quad [\text{III.29}]$$

III.2.2.2. Antenas de volumen

Una antena de volumen está construida a manera de envolver una parte sustancial del cuerpo como el torso o la cabeza [16], o que la muestra analizada se encuentre contenida en ella, y generalmente funcionan como transeptoras (transmisión/recepción).

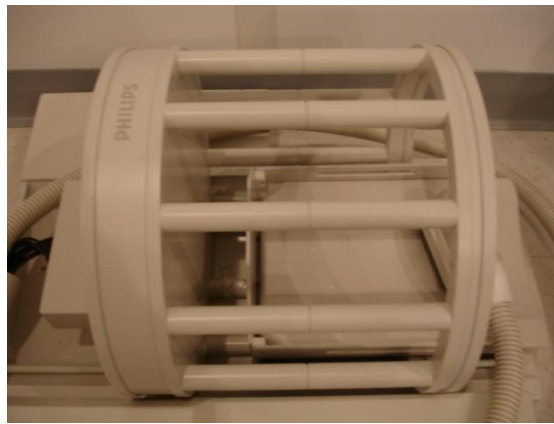


Figura 51. Antena transeptora de volumen 'Birdcage' para cabeza.

La antena de volumen más utilizada es la llamada "jaula de pájaro" [17] (figura 51) por su alta uniformidad y por su fácil cambio de configuración de modo pasa-altas a modo pasa-bajas. Esta antena consiste básicamente de dos conductores enrollados llamados anillos terminales, que pueden verse también como antenas superficiales de un solo lazo, éstos están conectados por un número de segmentos rectos, conocidos como piernas. La pista conductiva se forma por las piernas de la antena. Se pone un número de capacitores en las pistas conductivas con el fin de almacenar la energía del campo eléctrico. Dependiendo de la posición de los capacitores, la antena jaula de pájaro tiene los modos pasa altas o pasa bajas (figura 52) [16].

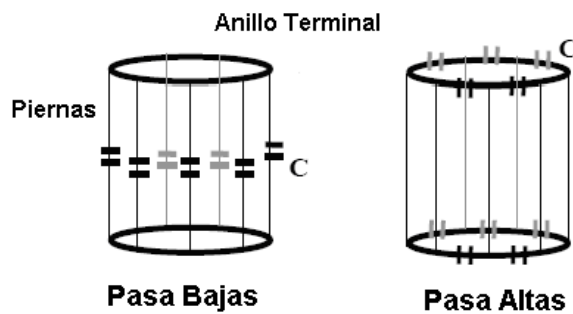


Figura 52. Prototipo de antena jaula de pájaro.

Esta versatilidad hace posible la sintonización a la frecuencia de resonancia de una forma relativamente fácil; la desventaja es que para ajustar a dicha frecuencia hay que hacer el ajuste tanto para altas como para bajas frecuencias, lo cual implica una cantidad importante de capacitores.

Existen otros diseños de antenas de volumen populares como la antena Saddle [18] (que también es utilizada como antena de gradiente), debido a que genera un campo magnético lineal en su interior y es una antena que puede ser utilizada como transmisora o receptora. Genera un campo constante en dirección x y y , pero en dirección z crece linealmente, por ello el mayor énfasis se pone en adecuar la antena al sistema de referencia más que en buscar la homogeneidad del campo magnético (figura 53).

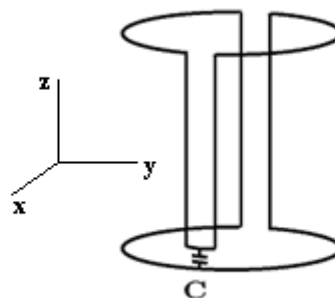


Figura 53. Diagrama de la antena Saddle; el capacitor ayuda a sintonizar a la frecuencia de resonancia correcta.

También se han explorado diseños para optimizar el consumo de energía de las antenas, uno de estos es la antena Alderman-Grant (figura 54); se basa en dos principios: El primero es distribuir la capacitancia sobre el lazo de corriente que generará el campo B_1 , es un método muy eficiente para reducir drásticamente las pérdidas de la muestra porque el voltaje se acumula sólo en la mitad de la inductancia antes de ser invertido por la capacitancia de segmentación. La simetría cuadripolar del campo eléctrico hace que el promedio de este sea mínimo sobre la muestra. Además, ya que se alimenta una región relativamente pequeña de conductor a la vez, se tiene una inductancia mínima que hace apta la antena para ser sintonizada a altas frecuencias. Segundo, se añaden anillos de guardia o 'shields' para cortocircuitar las fugas de campo magnético. Debido a que estos anillos añaden capacitancia,

deben ser puestos a varios milímetros de la estructura, a fin de no reducir drásticamente su máxima frecuencia útil [19].

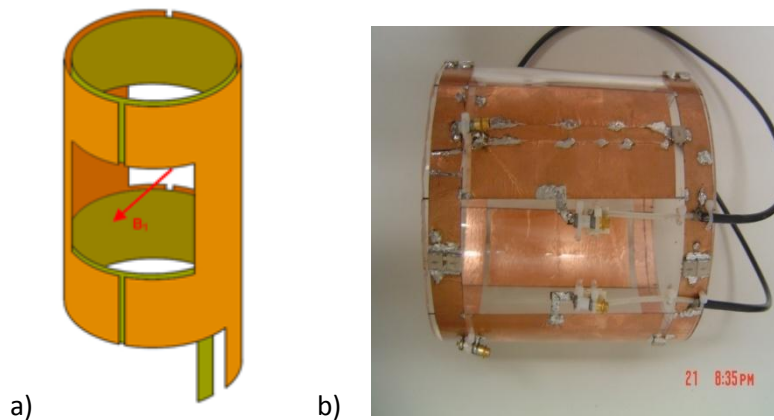


Figura 54. Antena Alderman-Grant. a) Diagrama con polarización lineal, b) polarizada en cuadratura. Se aprecia cómo se utilizan varios capacitores para sintonizarla.

III.2.2.3. Arreglos de antenas

Un arreglo de antenas combina las ventajas de antenas pequeñas (alto CSR) con las de antenas grandes (amplio volumen de medición). Este tipo de arreglos están compuestos de varias antenas pequeñas extendidas sobre una región grande. Con ello podemos asegurar que la imagen obtenida tendrá alta calidad, es decir alta resolución y alto CSR, sobre un volumen grande. Los datos de cada una de las antenas que forman el arreglo deben ser integrados por herramientas de software especiales (como en las técnicas SMASH y SENSE, ver secciones I.14.1 y I.14.2), que producirán una imagen reconstruida de buena calidad.

Este tipo de arreglos han permitido obtener imágenes de espalda completa con alta resolución (figura 55). Recientemente se han empleado en aplicaciones novedosas como las odontológicas (figura 56) [20]. La idea es cubrir la sección frontal de la cara a la altura de la boca librando el área de la nariz; con la ayuda de un arreglo de antenas se puede cubrir toda la región de los dientes con buena resolución ya que el conjunto de antenas del arreglo hacen que este se adapte a la anatomía del rostro.



Figura 55. Imagen obtenida con arreglo de 12 antenas (canales) de General Electric.

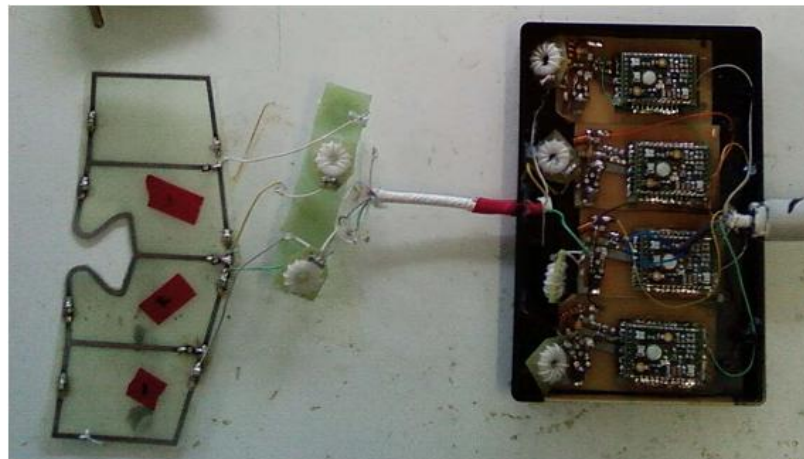


Figura 56. Arreglo de 4 antenas para aplicaciones odontológicas.

III.3. Diseño de Antenas

De manera general, el procedimiento de diseño de antenas consiste en ajustar los elementos electromagnéticos en la estructura de la antena a la frecuencia de precesión de los núcleos a estudiar. Estos elementos son básicamente la resistencia de la antena, la inductancia generada por el conductor con el cual se construye la antena y la capacitancia, que generalmente está determinada por elementos adicionales que se incluyen con la finalidad de sintonizar la antena con elementos dinámicos (capacitores variables).

Las mediciones básicas que se deben realizar sobre una antena de RF son: 1) Determinación de la frecuencia de resonancia, 2) medición del factor de calidad 'Q' y 3) acoplamiento de impedancia a 50 Ohm.

La capacitancia, inductancia y resistencia determinan los valores de las mediciones hechas sobre la antena. Los valores de los componentes (a excepción de los capacitores) no se conocen exactamente, por ello en muchos casos se proponen modelos como circuitos equivalentes para conocer la frecuencia de resonancia.

A grandes rasgos, una antena puede ser representada como un circuito RLC (figura 58), donde la corriente que circula por el circuito es máxima cuando oscila a una frecuencia igual a la frecuencia de resonancia [21].

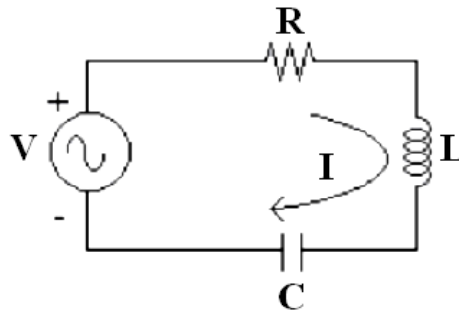


Figura 57. Circuito resonante RLC. R es la resistencia, L es inductancia, C es capacitancia, V es el voltaje aplicado e I es la corriente que circula por el circuito.

III.3.1. Inductancia

Cualquier resonador de RF produce un flujo magnético en proporción a la corriente, como se muestra en la Figura 59. La energía se encuentra contenida en este flujo magnético, y podemos obtener la inductancia de esa energía almacenada. La cantidad de energía puede ser calculada integrando la densidad de flujo sobre todo el espacio. El total de la energía magnética almacenada en una antena de RF está dada por:

$$W_m = \frac{1}{2} \int_v \frac{1}{\mu} |\vec{B}_1|^2 dv \quad [III.30]$$

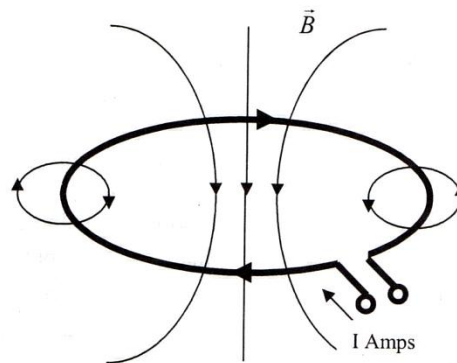


Figura 58. Flujo magnético producido por un inductor de una sola vuelta de alambre.

Para nuestros propósitos el volumen bajo consideración es la muestra y el espacio libre, para ambos se puede considerar que tienen un valor de $\mu = \mu_0 = 4 \times 10^{-7} \text{H/m}$. Al igual que la disipación de energía en un resistor (potencia real), que está dada por $P = \frac{1}{2} |I|^2 R$, la energía almacenada debido a un inductor, se puede expresar como $W_m = \frac{1}{2} |I|^2 L$. Entonces, de la ecuación (III.30) la inductancia está determinada como:

$$L = \frac{1}{|I|^2} \int_v \frac{1}{\mu} |\vec{B}_1|^2 dv \quad \text{[III.31]}$$

Esta ecuación nos da una visión del comportamiento de la inductancia como una función de la geometría de la antena. Por ejemplo, si en lugar de con una sola vuelta de alambre construimos la antena de N vueltas, la inductancia se incrementará por un factor de N^2 dado que la densidad de flujo es proporcional al número de vueltas. De igual forma se puede notar que a medida que incrementan las dimensiones de la antena, la inductancia también lo hará. El valor de la inductancia de las antenas empleadas en IRM varía de unos cuantos nanoHenries hasta cientos de nanoHenries.

La inductancia para una antena circular de radio a y radio del alambre d , con $a \gg d$, está determinada como:

$$L = a\mu \left[\ln \left(\frac{16a}{d} \right) - 1.75 \right] \quad \text{[III.32]}$$

Para una antena rectangular con lados d_1 y d_2 y con radio del alambre d , donde $d_1, d_2 \gg d$, determinamos la inductancia por la siguiente ecuación:

$$L = \frac{\mu}{\pi} (d_1 \cosh^{-1} \left(\frac{d_2}{d} \right) + d_2 \cosh^{-1} \left(\frac{d_1}{d} \right)) \quad \text{[III.33]}$$

Otra de las estructuras más populares es el solenoide, del cual determinamos la inductancia de la antena con radio a , longitud l , y N vueltas de la siguiente forma:

$$L = \frac{\mu N^2 \pi a^2}{l^2} \left[\sqrt{(l^2 + a^2)} - a \right] \quad \text{[III.34]}$$

En campos que varían con el tiempo, la energía es continuamente almacenada y emitida, lo que produce una impedancia a la corriente. La impedancia debida a un inductor es jX_L , donde la reactancia inductiva X_L está dada por:

$$X_L = \omega L \quad \text{[III.35]}$$

donde $\omega = 2\pi f$. En la práctica la antena no tiene inductancia pura, existe pérdidas debidas a la resistencia del alambre y a las posibles corrientes espurias en la muestra. Por ello el resonador tendrá una impedancia compleja Z , definida como la relación de voltaje a corriente a través del dispositivo:

$$Z = R + jX_L \quad \text{[III.36]}$$

La impedancia debe ser igualada ('matching') a la impedancia que presentan las interfaces en el sistema de IRM (loas amplificadores de RF), y este valor es 50Ω sin componentes imaginarios.

III.3.2. Capacitancia

Los capacitores almacenan la energía en forma de campo eléctrico. Cuando se tiene un capacitor de placas paralelas, la carga se almacena sobre las placas, creando un campo eléctrico entre ellas. La energía total que se almacena es:

$$W_E = \frac{1}{2} \int_{vol} \epsilon |E|^2 dv \quad [III.37]$$

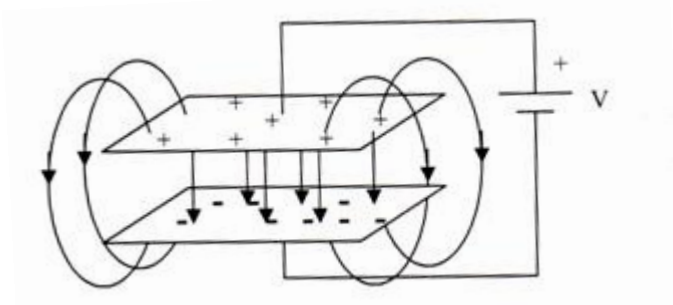


Figura 59. Campo eléctrico del capacitor generado por la distribución de cargas.

El campo eléctrico es proporcional al voltaje aplicado. Siguiendo la aproximación usada para obtener la expresión de la inductancia, podemos definir la capacitancia como:

$$W_E = \frac{1}{2} \int_{vol} \epsilon |E|^2 dv = \frac{1}{2} CV^2 \quad [III.38]$$

donde ϵ es la permitividad del material, $\epsilon = \epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9}$ Farads/metro para el aire. Entonces, la capacitancia definida en términos del campo eléctrico queda:

$$C = \frac{1}{|V|^2} \int_{vol} \epsilon |E|^2 dv \quad [III.39]$$

Los valores de capacitancia comúnmente utilizados en IRM varían entre 1 a los 1000 picoFarads (pF). Debido a que la variación en el tiempo del campo eléctrico en un medio conductivo genera pérdidas, es importante que el capacitor sea construido con un material aislante con poca pérdida (dieléctrico). La fórmula para un capacitor de placas paralelas ideal es:

$$C = \frac{\epsilon A}{x} \quad [III.40]$$

Si se mantiene la separación x mientras se incrementa el área A de las placas, se causará un incremento lineal en la capacitancia. A diferencia del inductor que inicialmente impide el paso de la corriente, un capacitor absorbe carga e inicialmente impide la acumulación de voltaje. La impedancia que presenta un capacitor en un circuito es imaginaria y negativa, dada por $-jX_c$, con una reactancia capacitiva igual a:

$$X_c = \frac{1}{\omega C} \quad [III.41]$$

III.3.3. Resistencia

En las antenas transmisoras, la resistencia convierte la corriente en pérdida de potencia, dando como resultado disipación de calor. En las antenas receptoras, el ruido que es captado es proporcional a la resistencia de la antena

$$V_{ruido} = \sqrt{4 k T \Delta f R_{antena}} \quad [III.42]$$

donde k es la constante de Boltzman, T es la temperatura efectiva, Δf es el ancho de banda del receptor y R_{antena} es la resistencia de la antena. Existen muchos factores que contribuyen a la resistencia de la antena, como puede ser la resistencia de los cables que se utilicen para conectar la antena al sistema de IRM.

III.3.4. Líneas de transmisión: interfaces de conexión

Las líneas de transmisión son usadas para diversos propósitos en la construcción de antenas de RF, pueden utilizarse para conectar la antena al sistema de RM, como elementos del circuito, como “trampas” de corriente, y como parte de los interruptores pasivos o activos para la sincronización transmisión/recepción. Para RM se utilizan líneas coaxiales en la mayoría de los casos, éstas consisten de un blindaje o ‘shield’ envolviendo a un conductor central, circula la misma corriente en el conductor central y en el shield; se encuentran separados por una capa de material aislante (dieléctrico) que mantiene la misma separación entre los conductores a lo largo de la línea (Figura 60). Cuando se elige una línea de transmisión se tiene que tener precaución de que la impedancia sea igual a la de los amplificadores del sistema de RM, esto es 50Ω . Es importante conocer el factor de velocidad, que nos dice que tanto decrece la longitud de onda dentro de la línea de transmisión debido al material aislante que se utiliza para separar los conductores.

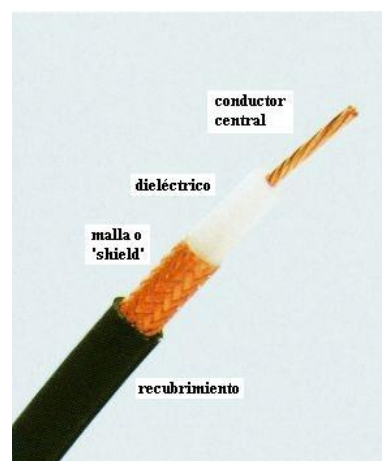


Figura 60. Línea de transmisión coaxial

III.3.5. Factor de Calidad 'Q' de los resonadores de RF

Supongamos que se tiene un circuito equivalente sencillo para una antena de superficie, éste será una resistencia en serie con un inductor. En el diseño de antenas el objetivo es minimizar las pérdidas de potencia. Las pérdidas en los elementos son siempre caracterizadas por el factor de calidad Q del dispositivo. El factor Q de un inductor, o un resonador, se determina por:

$$Q = \frac{2\pi(\text{Energía Almacenada en el Inductor})}{\text{Pérdida de Energía por Ciclo}} \quad [\text{III. 43}]$$

Las pérdidas de energía por ciclo se obtienen integrando las pérdidas de potencia sobre un ciclo, y está dada por $\frac{\pi}{\omega} I^2 R_{\text{antena}}$. La energía almacenada en un inductor es $\frac{1}{2} I^2 L$, así se determina el factor de calidad:

$$Q = \frac{\omega L}{R_{\text{antena}}} \quad [\text{III.44}]$$

Los valores típicos de Q para antenas con carga, van de 10 a 100.

Los capacitores también tienen un valor de factor de calidad Q_C , entre mejor sea la calidad de un capacitor mayor será el valor de Q_C . La resistencia del capacitor es siempre especificada como la resistencia equivalente en serie (ESR, equivalent series resistance) y está en el orden de mili Ohm. Debido a que algunos diseños de antena requieren un número importante de capacitores para su sintonización, la suma de las resistencias resultará en un significativo valor relacionado a pérdidas.

En la práctica, el factor de calidad de la antena se determina por medio del ancho de banda, éste queda definido como la diferencia entre las frecuencias que se encuentran a -3dB del máximo valor de voltaje (figura 61).

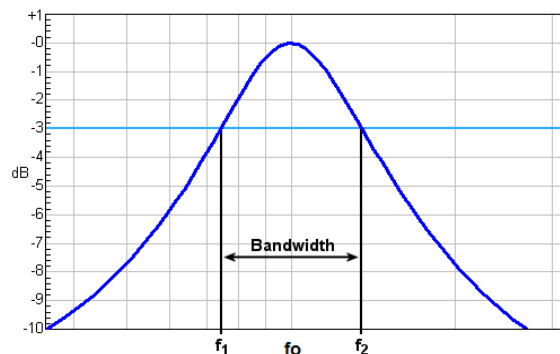


Figura 61. Determinación de las frecuencias del ancho de banda.

Entonces Q , se redefine como:

$$Q = \frac{f_0}{\text{Ancho de Banda}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad [\text{III.45}]$$

III.3.6. Resonancia en una antena

Recordando que una antena de RF puede ser representada por un circuito RLC, tenemos que el circuito resonante es aquel donde se encuentran almacenadas la misma cantidad de energía del campo magnético y del campo eléctrico.

La reactancia inductiva de un circuito serie R-L-C aumenta con la frecuencia, mientras que la reactancia capacitiva disminuye con el aumento de la frecuencia del voltaje aplicado. Se dice que el circuito está en resonancia para la frecuencia en la cual las reactancias capacitiva e inductiva son iguales, es decir

$$X_L = X_C \quad \text{[III.46]}$$

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad \text{[III.47]}$$

nos interesa saber la frecuencia donde el circuito entra en resonancia, entonces despejamos f_0

$$f_0^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC} \quad \text{[III.48]}$$

y obtenemos la siguiente relación

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{[III.49]}$$

Esta última ecuación nos muestra la relación que existe entre el valor de capacitancia e inductancia con la frecuencia de resonancia, de donde es visible que si conocemos el valor de la frecuencia con que precesan los protones de la muestra, podemos partir de uno de los parámetros conocidos, ya sea el capacitor o el inductor y ajustar el restante.

III.3.7. Tuning y Matching

Si excitamos el circuito equivalente de la antena con una fuente, tendremos dos terminales, una de alimentación positiva y una negativa. El tuning y el matching básicamente se logran poniendo un capacitor en paralelo y uno en serie, respectivamente, con las terminales del circuito (figura 62). La antena de RF debe ser sintonizada tomando en cuenta los efectos de la carga. El capacitor de matching iguala la impedancia de la antena junto con la del objeto a la impedancia de los amplificadores, con el fin de obtener la máxima transferencia de energía de la antena al amplificador. El capacitor de tuning mantiene y ajusta la frecuencia de resonancia de la antena de RF según la intensidad del campo y del núcleo.

Pero el proceso de sintonización y ajuste de impedancia no son tan sencillos como parecen; en la figura 62 se puede observar que al cambiar el valor de uno de los capacitores afectará directamente la función del otro. Del análisis del circuito tenemos que la impedancia total que vería la fuente estaría dada por:

$$Z_T = Z_M + Z_{eq} \quad \text{[III.50]}$$

donde $Z_{eq} = Z_t + Z_{Antena}$, con Z_M como la impedancia del capacitor de matching, Z_t como la del capacitor de tuning y Z_{Antena} como la impedancia de la antena.

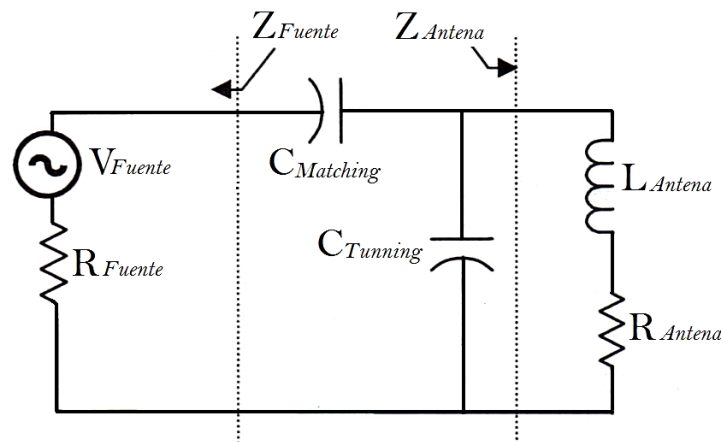


Figura 62. Esquema de la conexión de los capacitores de tuning y matching.

La expresión queda:

$$Z_T = \frac{j\omega L_{Antena} + R_{Antena}}{1 - \omega^2 L_{Antena}(C_t + C_M) + j\omega C_M R_{Antena}} \quad [III.51]$$

Se puede observar cómo ambos capacitores influyen para la impedancia total. Al buscar sintonía o ajuste de impedancia se tendrá que hacer un juego dinámico con ambos elementos.

III.4. Polarización de la Antena

La polarización de una antena en una dirección dada se define como la polarización de la onda transmitida (radiada) por una antena. La polarización de la energía radiada varía con la dirección del centro de la antena, de tal forma que diferentes partes de la estructura pueden tener diferentes polarizaciones.

La polarización de una onda radiada es definida como “la propiedad de una onda electromagnética describiendo la variación en el tiempo de la dirección y la magnitud relativa del vector de campo magnético; específicamente, el dibujo trazado como función del tiempo por el extremo del vector a un punto fijo en el espacio, y el sentido en que es trazado, como se observa a lo largo de la dirección de propagación. Entonces, la polarización es la curva trazada por el punto final de un vector representando el campo eléctrico instantáneo. El campo debe ser observado a lo largo de la dirección de propagación (figura 63).

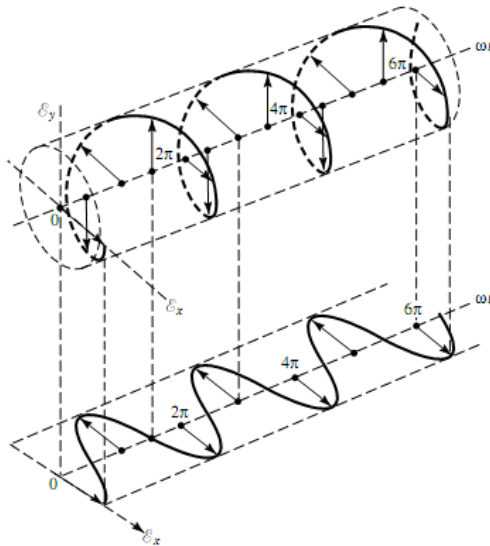


Figura 63. Descripción del campo eléctrico como función del tiempo a lo largo de la línea de propagación.

De acuerdo a las anteriores definiciones tenemos que la antena *linealmente polarizada* o con *polarización lineal* es aquella que capta señal a lo largo de un solo eje (figura 64a).

Una onda armónica en el tiempo es linealmente polarizada en un punto dado del espacio si el vector del campo magnético (o el campo eléctrico) en este punto está siempre orientado a lo largo de la misma línea recta en cada instante de tiempo. Esto se logra si el vector de campo magnético (o eléctrico) posee:

- a. Una sola componente, o
- b. Dos componentes lineales ortogonales que están en fase 180° (o múltiplos de 180°) o fuera de fase.

En cambio, la antena *polarizada en cuadratura*, es aquella que por su configuración con respecto al centro de la antena es capaz de generar y detectar señal a lo largo de dos ejes perpendiculares entre ellos (figura 64b). Además al recibir dos señales independientes el CSR aumenta en un factor de $\sqrt{2}$, mejorando en un 40%.

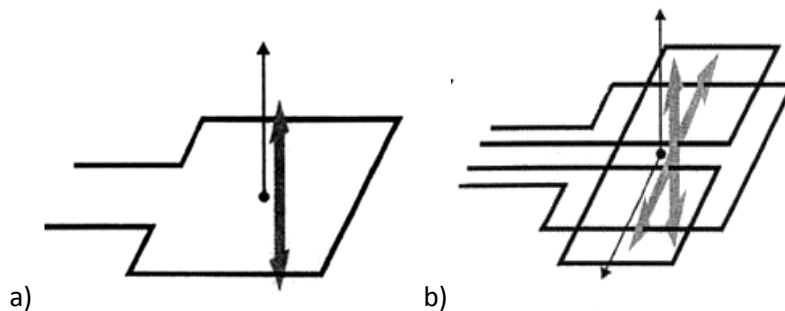


Figura 64. a) Antena polarizada linealmente, b) recepción de señal en cuadratura.

Una onda armónica en el tiempo está circularmente polarizada en un punto dado en el espacio si el vector del campo magnético (o eléctrico) en ese punto describe una función circular en el tiempo. Las condiciones necesarias para que el vector describa este comportamiento son:

- a. El campo debe tener 2 componentes lineales ortogonales,
- b. Las dos componentes deben tener la misma magnitud, y
- c. Las dos componentes deben tener una diferencia en fase de 90°

IV. ANTENA MAGNETRÓN VOLUMÉTRICA

IV.I. Introducción

El desarrollo de antenas de RF para ser utilizadas en estudios de imagenología por resonancia magnética es necesario ya que son los dispositivos encargados de transmitir los pulsos de RF para posteriormente recolectar las señales provenientes de los tejidos; por ello se pone gran atención al diseño de dispositivos capaces de captar de manera eficiente dicha señal.

La falta de dispositivos adecuados hace poco accesibles todas las aplicaciones y ventajas que la IRM nos puede proveer, siendo esta una técnica no sólo anatómica sino que puede proporcionar información funcional. Entre mejor se ajusten las dimensiones de la antena a las de la muestra la señal se captará de mejor manera, viéndose reflejada en una imagen con mayor calidad.

Desde la aparición del primer sistema de IRM, poca o nula atención ha recibido en nuestro país el desarrollo de esta importante técnica. Dentro del Centro Nacional de Investigación en Imagenología e Instrumentación Médica (CIIM) de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Iztapalapa (UAM-I), se desarrollaron las primeras antenas de radiofrecuencia de superficie para aplicaciones en imagenología por resonancia magnética clínica. Se construyeron dos antenas de superficie: una en forma de anillo y otra cuadrada (figura 65) para múltiples regiones del cuerpo humano: corazón, cerebro, rodilla, manos, tobillos. Las antenas fueron probadas en el sistema clínico de 1.5 Tesla que se encuentra en el Hospital ABC Tacubaya de la Ciudad de México. Se obtuvieron imágenes cerebrales en cortes sagital, coronal y transversal de voluntarios sanos. Las imágenes generadas muestran calidad diagnóstica, por lo que se puede concluir que las antenas aquí descritas pueden ser de uso clínico, además, con pequeñas modificaciones pueden ser usadas prácticamente en cualquier sistema comercial existente [22]. Este tipo de desarrollos abrió las puertas para la colaboración con centros de investigación nacionales e internacionales en la búsqueda de nuevas aplicaciones y desarrollos en busca de explotar el potencial de la IRM.

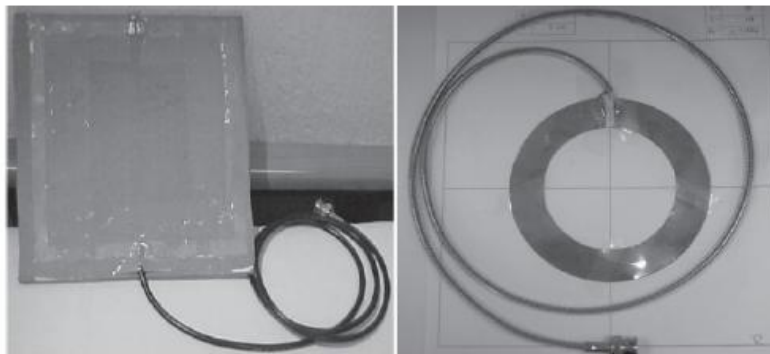


Figura 65. Primeras antenas superficiales de RF para IRM construidas en el CIIM.

Los resultados obtenidos con las antenas de la figura 65 motivaron el desarrollo de otros diseños de antenas para diferentes aplicaciones en humanos. Todo esto a pesar de que no existe una clara metodología en la construcción de dichas antenas; no se cuenta con una teoría general que permita el desarrollo de las antenas y que sustituya el método de ensayo y error.

Con la adquisición de un sistema de IRM a 7 Tesla para ratas/ratones y un sistema de 3 Tesla para humanos por la UAM Iztapalapa, las oportunidades para desarrollar antenas y arreglos de antenas para diversas aplicaciones han crecido sustancialmente.

La antena tipo magnetrón superficial ha mostrado un mejor desempeño que la antenas circulares, por lo que se vuelve un buen candidato para formar una antena de volumen para IRM de altos campos, con mejores características electromagnéticas que las existentes. En esto proyecto se desarrolló una antena de volumen basada en la antena magnetrón superficial [14, 23], debido a su desempeño mejorado comparado con la antena circular. Con el uso de la antena magnetrón en los extremos podemos evitar romper las antenas en muchas partes, como sucede habitualmente con la antena del tipo de jaula de pájaro. La antena magnetrón emula un sistema distribuido donde las ranuras se pueden ver como circuitos resonantes con los cuales se puede lograr la sintonización a altas frecuencias.

IV.II. Antecedentes

Podemos citar básicamente tres antecedentes: Antena Birdcage o Jaula de Pájaro, Antena Magnetrón Superficial y la teoría propuesta por Mansfield de lo que llamó “High Frequency Cavity Resonator” [24].

La antena Jaula de Pájaro fue utilizada al reemplazar los anillos terminales, que en esencia son un par de antenas circulares de superficie, por un par de antenas magnetrón superficial. Desde un principio el objetivo fue diseñar y construir una antena que validara la teoría de Mansfield, es decir este prototipo no dependería de capacitores fijos para su sintonización y la frecuencia de resonancia para protones a 7 Tesla (300MHz) se alcanzaría con la capacitancia y la inductancia distribuidas en los platos terminales de la antena.

La motivación que se propone en la High Frequency Cavity Resonator (mejor conocida como CARES, CAvity RESonator) es que puede ser construida de una forma aún más fácil que la Jaula de Pájaro, ya que una vez diseñados los diámetros de las cavidades (o slots) sólo sería necesario labrar un par de piezas de cobre y unir las por varillas conductoras; esto no es posible con la Jaula de Pájaro ya que en la práctica es necesario romper varias veces la pista conductiva con la finalidad de colocar capacitores para hacer posible la sintonización. El resonador consiste de dos placas terminales, cada una teniendo un grupo simétrico de resonadores de ranura, estas placas están unidas por un número de varillas conductoras (Figura 66).

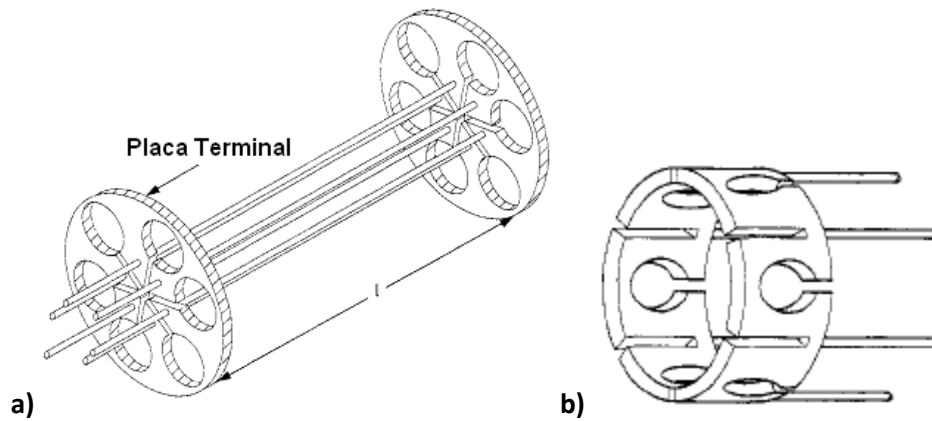


Figura 66. Antena "High Frequency Cavity Resonator" a) Esquema de construcción, b) arreglo alternativo para anillo terminal.

Para el diseño como se muestra en la Figura 66a, la muestra tendría que ser colocada dentro de la antena de forma lateral, es decir en el espacio entre las varillas conductoras; por ello se propone un arreglo alternativo para un anillo terminal como se muestra en la figura 66b. De igual forma se han propuesto varias configuraciones para la antena CARES como los mostrados en la figura 67.

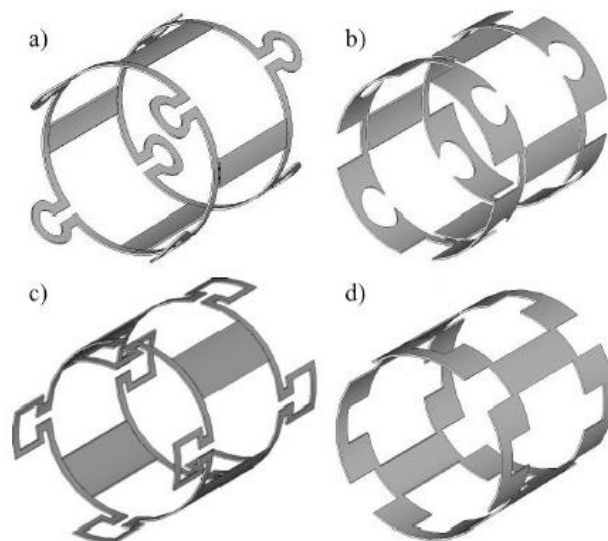


Figura 67. Arreglos alternativos para la antena CARES con 4 cavidades.

El prototipo de la antena CARES cuenta con un circuito equivalente para su análisis como el que se presenta en la figura 68.

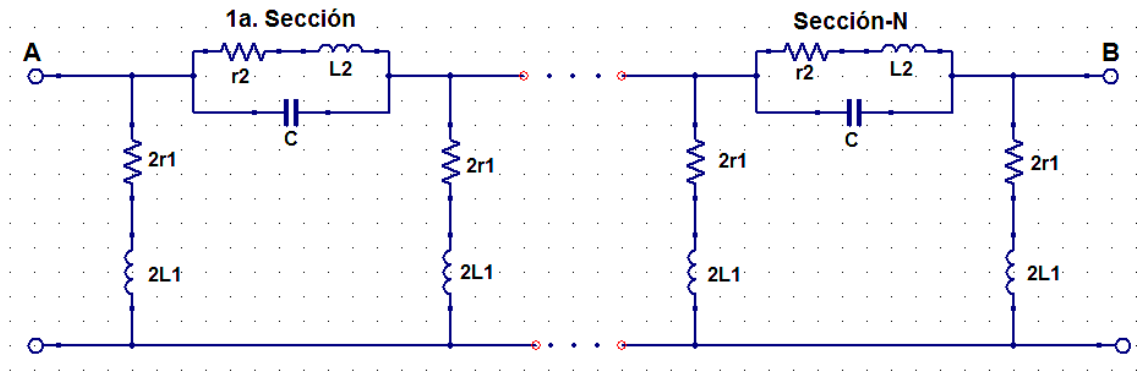


Figura 68. Circuito equivalente para la antena CARES con N cavidades. A y B están unidos.

En el circuito anterior la parte superior de cada una de las secciones corresponde a lo que es la cavidad, en la figura 69 se visualiza esta parte del circuito equivalente.

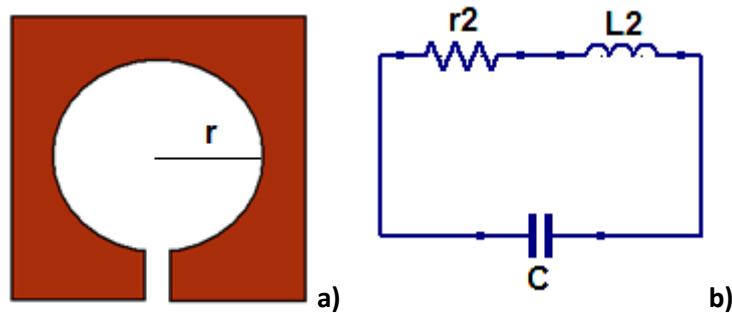


Figura 69. a) Cavidad con radio r , b) circuito equivalente de la cavidad.

En el circuito de la figura 68, L_1 y L_2 son las inductancias de las piernas y de las cavidades respectivamente. De igual forma r_1 y r_2 representan las resistencias aunadas a la longitud y a los diámetros de las cavidades; y C son los capacitores generados por las delgadas placas paralelas que resultan en la cavidad.

La frecuencia de resonancia del circuito, ignorando las pérdidas resistivas, queda determinada por [24]:

$$\omega^2 = \omega_0^2 \left(1 + \frac{L_2}{4L_1 \text{sen}^2\left(\frac{\pi M}{N}\right)} \right) \quad (\text{IV.1})$$

podemos observar que la frecuencia medida dependerá principalmente de la inductancia de la cavidad y de las piernas conductoras, pero también se verá afectada por el número de armónico M que se tome y por el número de cavidades N en el plato terminal. Para los cálculos se considera el armónico principal, ya que en este el factor de calidad Q es mayor. Si también se considera un número de cavidades igual a 6 entonces la expresión de la frecuencia de resonancia queda:

$$\omega^2 = \omega_0^2 \left(1 + \frac{L_2}{L_1} \right) \quad (\text{IV.2})$$

Así la frecuencia de resonancia de la antena queda determinada por el diámetro de las cavidades, es decir por la inductancia L_2 que se relaciona con el radio r de la cavidad, por la inductancia de las piernas L_1 que es linealmente dependiente de la longitud de ellas, es decir $L_1 = kl$ (figura 70) [25], y por la frecuencia de resonancia de cada una de las cavidades, que como se puede observar en la figura 69, es un circuito resonante RLC en serie. Finalmente tenemos:

$$\omega^2 = \omega_0^2 \left(1 + \frac{L_2}{kl}\right) \quad (IV.3)$$

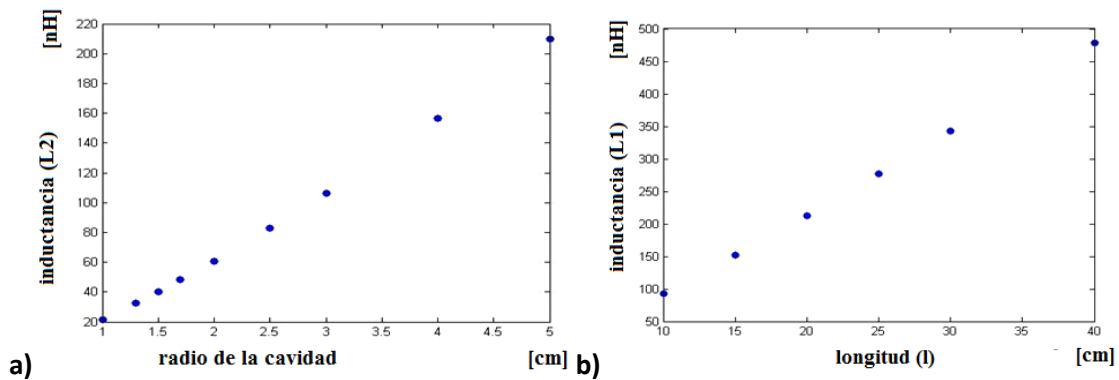


Figura 70. Relación entre inductancias y a) radio de las cavidades mostradas en la figura 69a, b) longitud de las piernas de la figura 66a.

Conociendo la gran influencia que tiene para la determinación de la frecuencia de resonancia el uso de capacitancia distribuida por medio de cavidades, además de la importancia de no incluir elementos que pueden causar corrientes espurias o campos eléctricos locales como los capacitores, se exploró un diseño que hace uso de ello y que ha mostrado un buen desempeño como antena superficial. La antena magnetrón superficial [14] (figura 71) ha sido utilizada en diversos estudios tanto *in vitro* como *in vivo* a 1.5T mostrando buena calidad en las imágenes obtenidas. En ella se han basado otras configuraciones como las mostradas en la figura 72, que llevan por nombre Slotted Surface Coil [23].

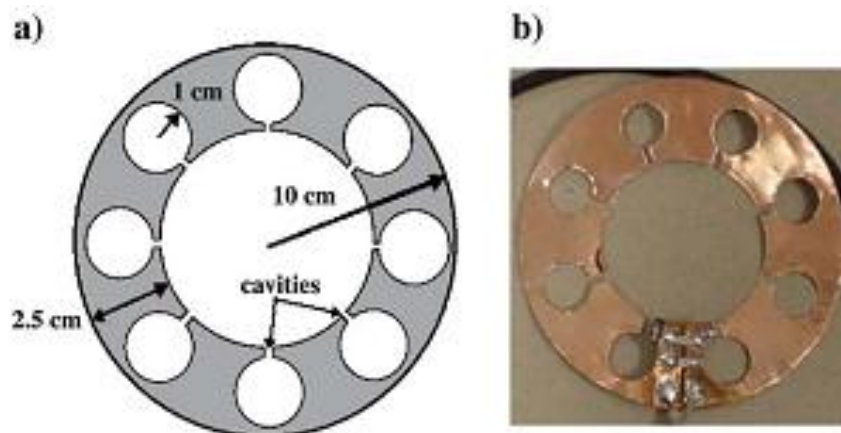


Figura 71. Antena magnetrón superficial con 8 cavidades tomada de [14]. a) diagrama y b) prototipo.

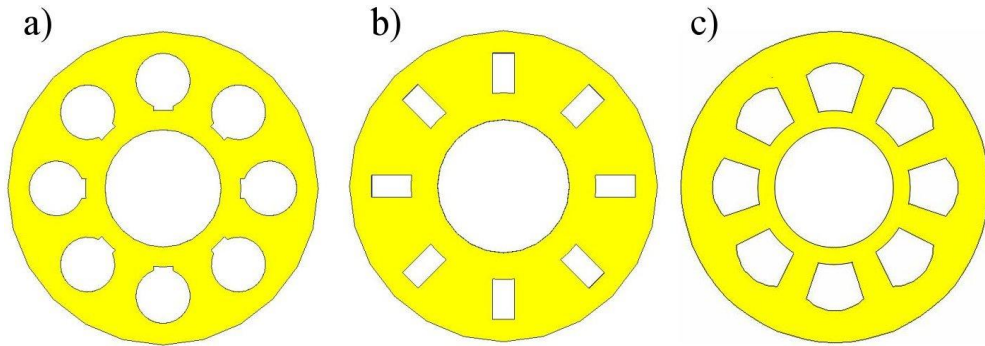


Figura 72. Diseños inspirados en la capacitancia distribuida de la antena magnetrón.

La configuración de los slots como la empleada para la magnetrón volumétrica, ha mostrado un mejor desempeño en las simulaciones, como antena superficial, que las configuraciones mostradas en la figura 72, siendo que en la comparación de perfiles muestra una mayor intensidad.

En la comparación de perfiles de intensidad, que reflejan la uniformidad del campo B_1 generado por la antena se puede observar un mejor desempeño del magnetrón comparado con la antena circular [23], se muestra además una mayor intensidad de la señal recibida (figura 73). No solo eso, ha mostrado una mejor profundidad de penetración en la dirección del campo generado por la antena (figura 74), como lo mostró en la idea original [14]. Entonces, para generar un campo más homogéneo en la antena de volumen tendremos que emplear elementos que intrínsecamente tengan esta propiedad.

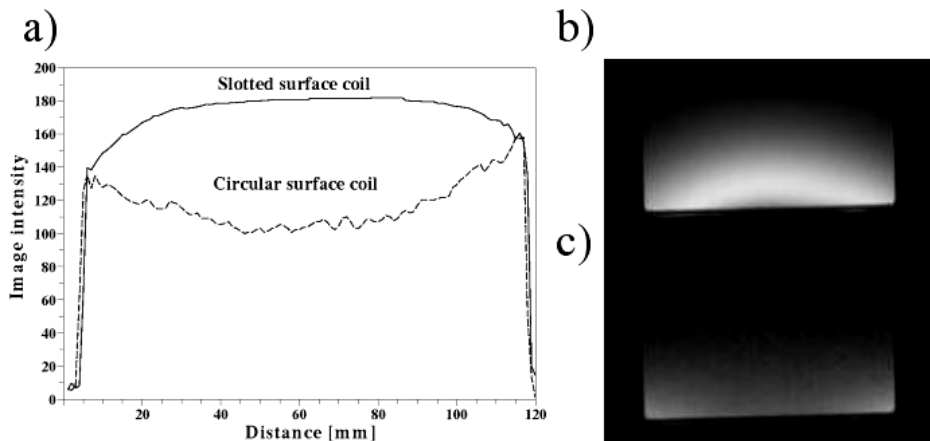


Figura 73. a) Comparación de la intensidad de la señal recibida entre una variante de la antena magnetrón y una antena circular. Imágenes obtenidas con b) magnetrón y c) circular a 4Tesla; ambas con 16cm de diámetro.

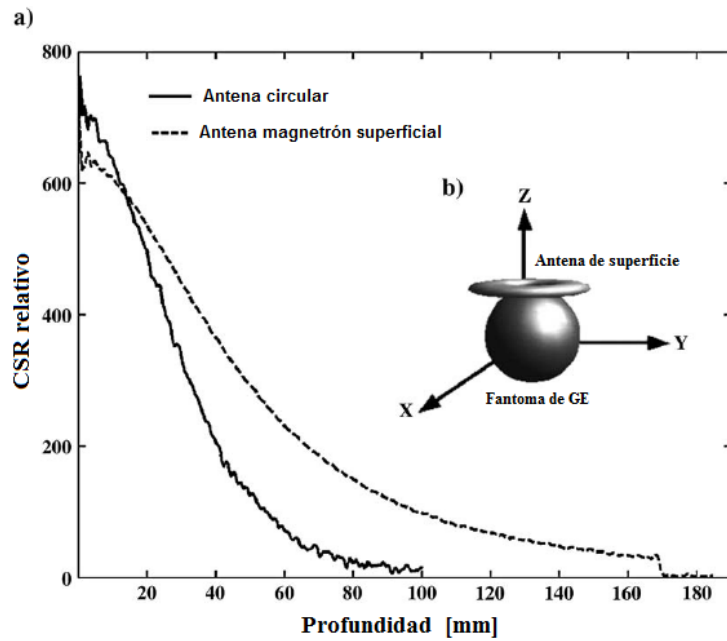


Figura 74. a) Comparación del CSR contra la profundidad de penetración, b) ubicación del fantoma de General Electric para la medición del CSR.

Recientemente, se ha explorado la aplicación de la antena magnetrón superficial en arreglos en fase, [26] construyó un par de arreglos con 3 y 4 antenas magnetrón que fueron probados a 7 Tesla en un sistema Bruker de 72mm de diámetro, en la figura 75 se muestran algunos resultados.

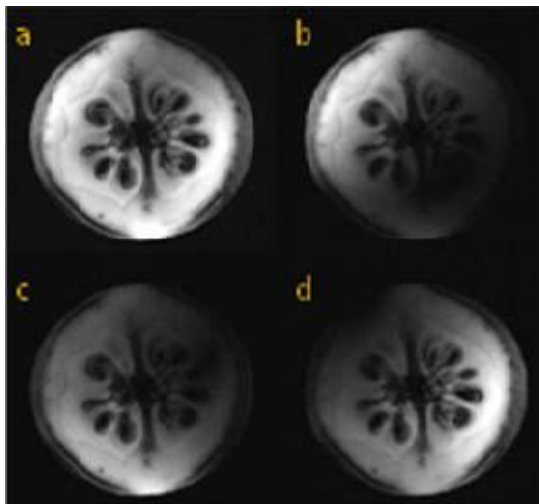


Figura 75. Imágenes de un tomate, a) Reconstrucción en base a la suma de cuadrados, b,c,d) Imágenes de cada antena.

IV.III. Diseño y construcción de la antena magnetrón volumétrica

La primera etapa de diseño de la antena magnetrón volumétrica comprendió la simulación electromagnética del modelo (figura 76); en este proceso se exploró el comportamiento del campo magnético y del campo eléctrico al variar el número de cavidades en las placas terminales (magnetrones), se probó con las configuraciones de 4, 6 y 8 cavidades. Las simulaciones fueron realizadas sobre una PC convencional con procesador Athlon y 1.5Gb

de memoria RAM, con la herramienta de software comercial Comsol Multiphysics (COMSOL 3.2, Burlington, MA, USA), la cual por medio del método de elemento finito interpola los elementos de la malla sobre la geometría propuesta para resolver las ecuaciones de los campos magnéticos y eléctricos. Las simulaciones se ejecutaron a la frecuencia de 300MHz, la carga de prueba fue un fantoma cilíndrico con las características electromagnéticas del aire (conductividad y permeabilidad). Los parámetros de simulación se muestran en la siguiente tabla:

Número de Slots	4	6	8
Elementos de la malla	59 612	78 072	112 922
Grados de libertad para la solución	88 578	107 827	158 087
Tiempo de solución [s]	31.692	36.525	48.029

Tabla 3. Parámetros de las simulaciones en 3D

A pesar de que existen simulaciones variando el número de cavidades para el magnetrón superficial (figura 77), es necesario hacer las simulaciones necesarias para el modelo en 3D.

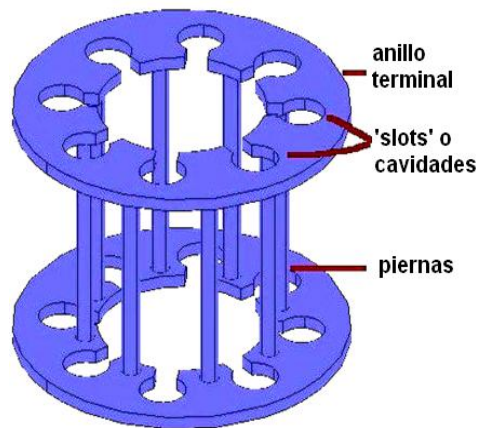


Figura 76. Prototipo de la antena simulado.

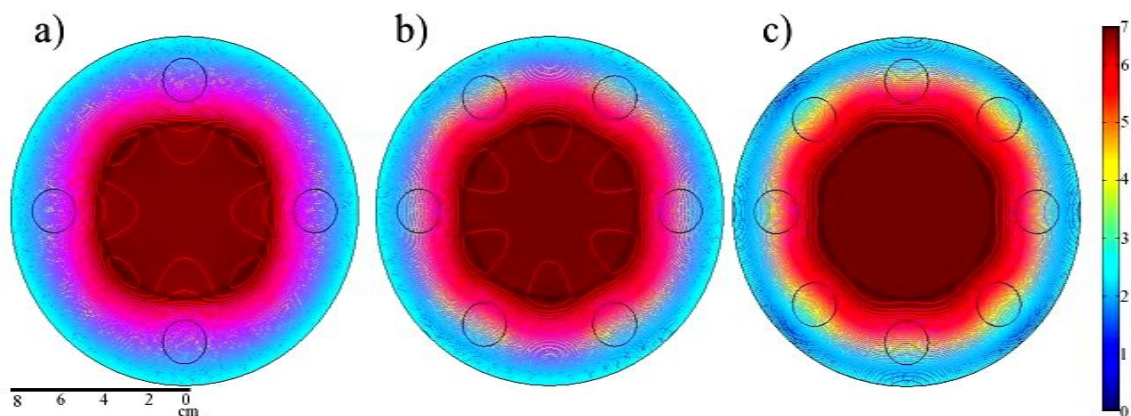


Figura 77. Contornos del campo magnético B_1 , generado por la slotted surface coil con a) 4, b) 6, y c) 8 cavidades circulares. El radio de las cavidades es de 2cm.

Una vez analizadas las simulaciones se procedió a la construcción de la antena magnetrón volumétrica con seis cavidades en sus placas terminales. El objetivo ahora es determinar que nuestro diseño es capaz de generar imágenes al conectarse al sistema de IRM, por ello como primera prueba de viabilidad el diseño se polarizó linealmente.

Se cortaron un par de antenas magnetrón superficial con seis cavidades sobre lámina de cobre, las cuales fueron montadas sobre anillos de acrílico; para generar el volumen se incluyeron como pistas conductivas cintas microstrip de cobre, sobre un cilindro de acrílico que une los anillos terminales. El modelo lineal quedó determinado con seis cavidades en sus extremos y cuatro piernas (figura 78), esto último debido a que debe ser considerada la posición del cable de alimentación (cable coaxial a 50Ω) para no generar un corto circuito y mantener balanceado el circuito de la antena; para ello se hizo un corte a los 180° del magnetrón donde se polarizó y se cortó el magnetrón restante de forma simétrica a los cortes hechos en la pieza anterior, en los espacios restantes al de alimentación, se incluyeron tres capacitores cerámicos no magnéticos.

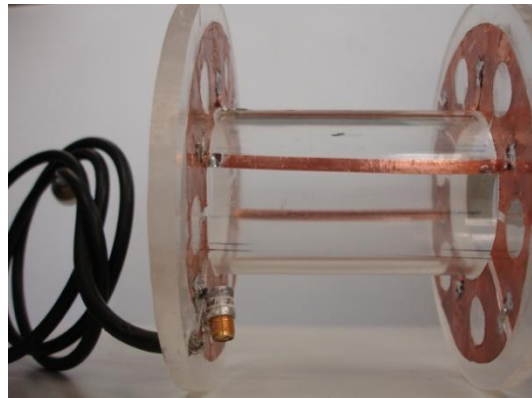


Figura 78. Antena magnetrón volumétrica polarizada linealmente.

La longitud del cable coaxial se determina como el valor de un cuarto de la longitud de onda:

$$L = \frac{\lambda}{4} \quad (\text{IV.4})$$

donde:

$$\lambda = \frac{C}{f} \quad (\text{IV.5})$$

siendo la velocidad de la luz $C = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$, y f la frecuencia de resonancia medida en ciclos/segundo (Hz). Con ello tenemos:

$$L = \frac{\pi C}{2\omega_0} = \frac{\pi * 3 \times 10^8}{2(300 \times 10^6)} = 1.57 \text{ m} \quad (\text{IV.6})$$

Una vez que se demostró que se obtuvieron imágenes con el diseño propuesto, se procedió a optimizarlo con polarización en cuadratura que nos garantiza un menor consumo de potencia de la antena a fin de hacerla compatible con los amplificadores de RF del sistema

de IRM Varian, que requieren que el consumo de energía de la antena sea menor a 60dB para transmisión; y como se mencionó en capítulos anteriores, mejorar la calidad de la señal en la recepción. Se añadió el otro canal, con sus respectivos capacitores de tuning y matching, para ambos canales son capacitores variables con intervalo dinámico de $1pF$ a $15pF$, quedando los cables de alimentación en la dirección donde irían las 2 piernas de la antena restantes. Se logró alimentar el volumen total de la antena con los pulsos defasados a 90° , colocando ambos cables en un solo extremo de la antena (en un solo magnetrón), como lo muestra la figura 79.

El desacoplamiento magnético entre ambos canales se logró añadiendo un capacitor variable entre sus terminales a tierra (figura 79).

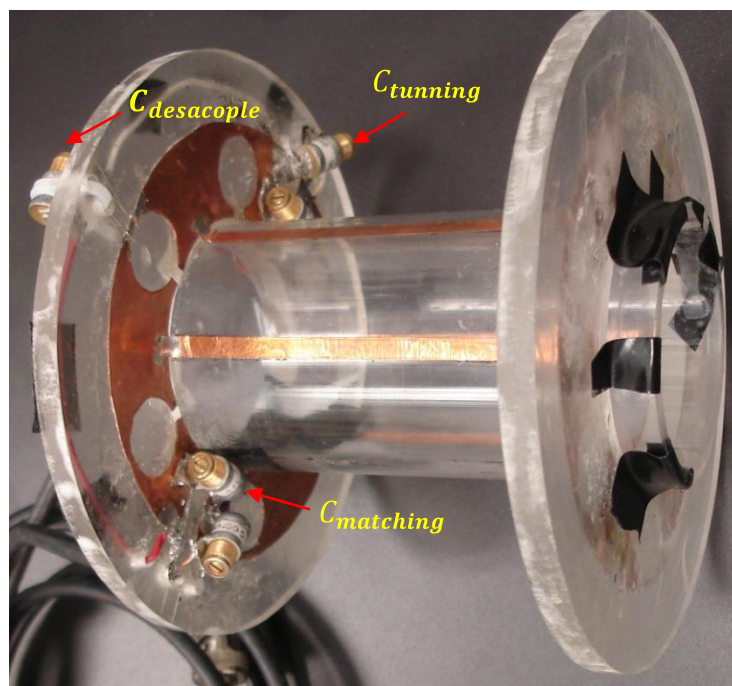


Figura 79. Conexión de los capacitores variables para el ajuste de la antena.

Para mantener balanceado el circuito ya con la polarización en cuadratura, se incluyeron dos capacitores no magnéticos fijos de $0.2pF$ en el otro extremo de la antena (figura 80)

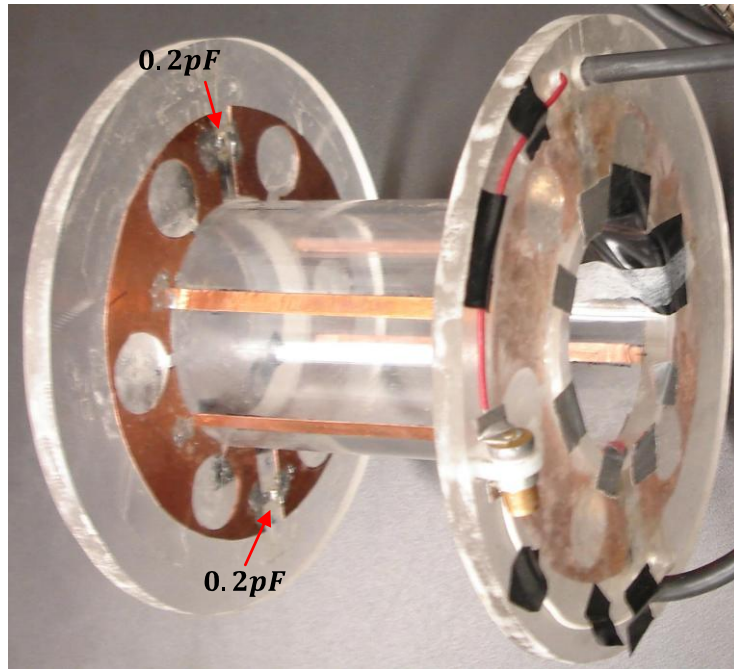


Figura 80. Balanceo del circuito de la antena con dos capacitores fijos.

El prototipo final de la antena magnetrón volumétrica tiene como dimensiones: Diámetro interno del magnetrón: 5cm, diámetro externo: 9cm, diámetro de las cavidades: 1.5cm y longitud de las piernas: 8cm.

Se realizaron las mediciones básicas sobre la antena: frecuencia de resonancia, ancho de banda para determinar el factor Q (frecuencias a $-3dB$) y la atenuación o profundidad del pico de resonancia, que la experiencia ha mostrado que para obtener imágenes con una antena en cuadratura debe ser como mínimo $-20dB$. Estas mediciones se hicieron con un analizador de redes de 4 canales de Agilent Technologies, modelo E5071C-480 con sistema operativo Windows XP y un ancho de banda de $9KHz$ a $8.5GHz$ (figura 81).

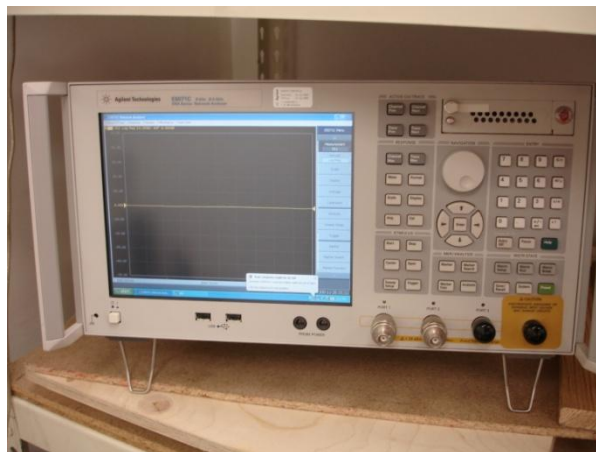


Figura 81. Analizador de redes de 4 canales.

V. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

V.I. Simulaciones

Realizamos la simulación del campo magnético generado por la antena magnetrón volumétrica para la frecuencia de resonancia del hidrógeno a $7T$ ($300MHz$).

Al realizar las simulaciones sobre el modelo tridimensional de la antena magnetrón volumétrica como se muestra en la figura 82, y al ir variando el número de cavidades en los magnetrones obtuvimos la distribución de los campos magnéticos (el campo eléctrico se muestra en el Apéndice A) para observar el comportamiento de los diseños propuestos [27] (figura 83).

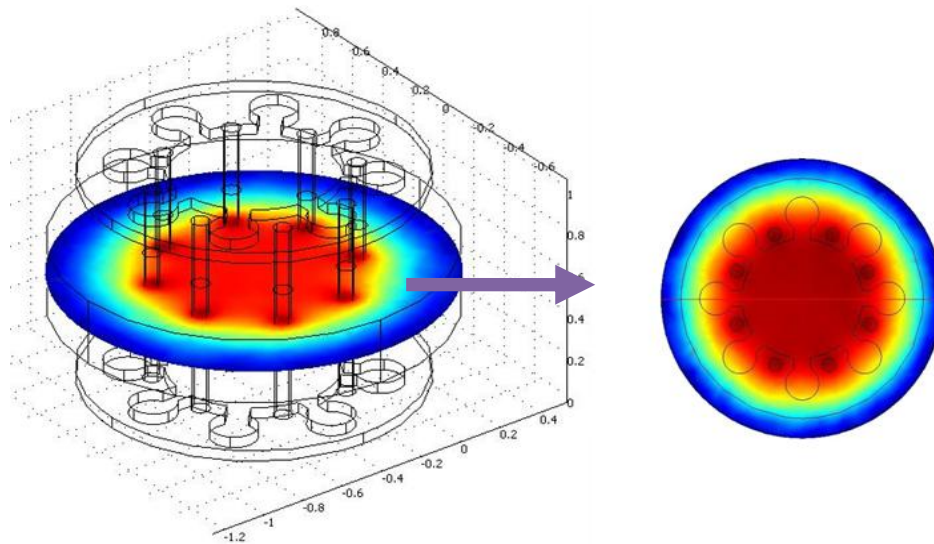


Figura 82. Simulación en 3D de la antena magnetrón volumétrica.

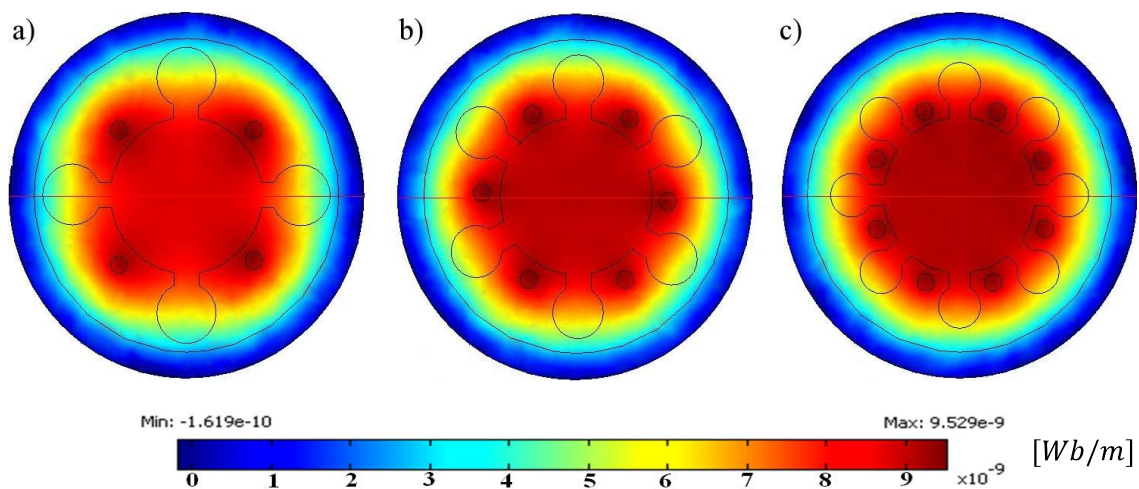


Figura 83. Simulaciones tomadas en el centro de la antena magnetrón volumétrica para: a) 4 cavidades, b) 6 cavidades y c) 8 cavidades.

La comparación de los campos magnéticos generados por cada una de las estructuras se realizó por medio de perfiles de intensidades tomados tanto en la sección media de la antena como cercanos a los extremos (figura 84).

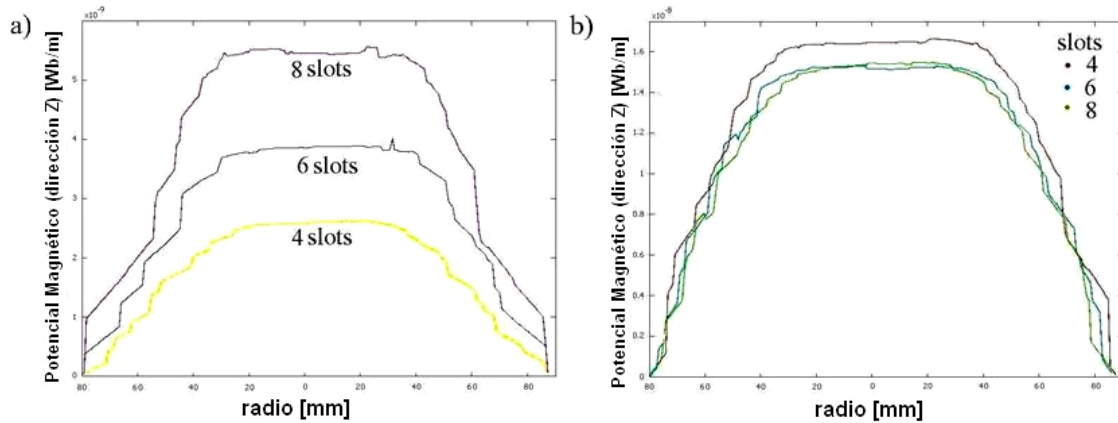


Figura 84. Perfiles de intensidades tomados en a) sección media b) extremo de los prototipos.

De esta comparación podemos observar que si bien la estructura con 8 slots nos daría una mayor intensidad de campo en el centro de la antena, al movernos hacia los extremos tendríamos pérdida de señal. Para el caso son 6 slots estamos asegurando un campo más homogéneo a lo largo de toda la antena, con ello estamos implementando una mejoría con respecto a la antena Jaula de Pájaro, ya que una de las principales desventajas de esta antena es que la señal en los extremos cae drásticamente. Además el análisis de la teoría de la antena CARES propone el conocimiento de la relación directa entre longitud de las piernas y diámetro de las cavidades con la frecuencia de resonancia, al analizar 6 slots (ecuación IV.4).

Por la naturaleza de la construcción del prototipo, también se realizó la simulación en donde se compara el comportamiento de la antena magnetrón volumétrica con 6 cavidades y 4 piernas, con la antena jaula de pájaro con el mismo número de piernas (figura 85).

Se puede observar que la intensidad de campo es mayor en la sección media de la antena magnetrón volumétrica que en la sección media de la antena jaula de pájaro [28].

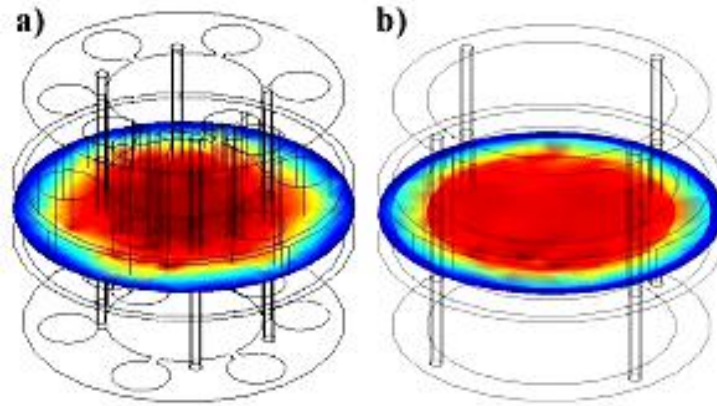


Figura 85. a) Magnetrón volumétrica y b) jaula de pájaro, ambas con 4 piernas.

Realizamos simulaciones con la finalidad de observar que efectivamente con nuestro diseño el campo no se pierde a lo largo de la antena, en la figura 86 se puede ver cómo en la antena Magnetrón Volumétrica la intensidad de campo se mantiene aún cerca de los anillos terminales.

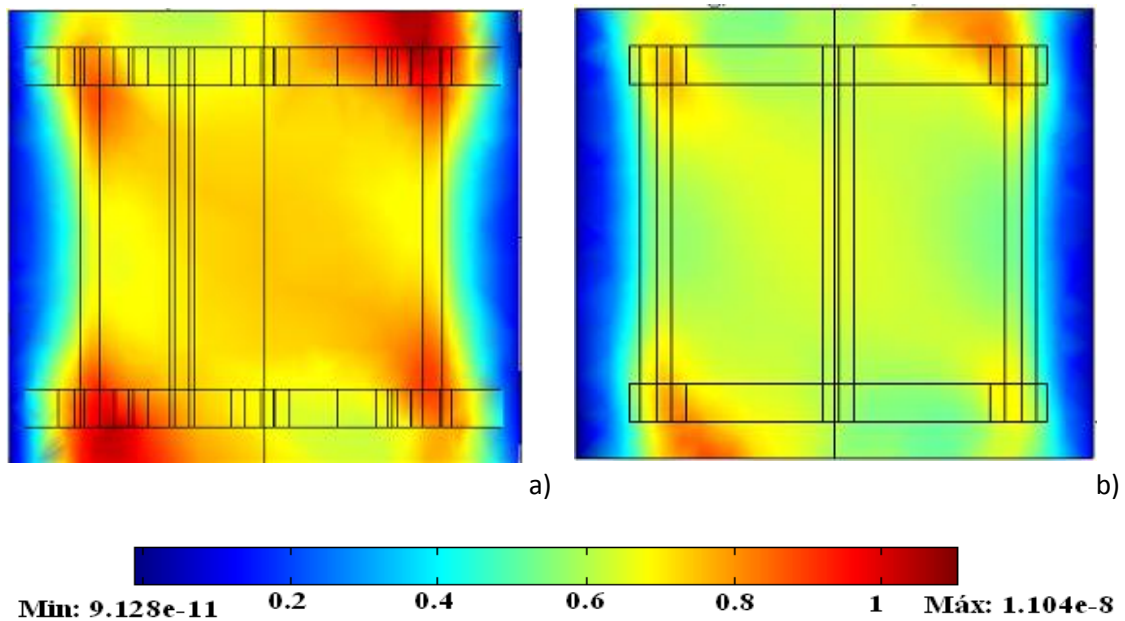


Figura 86. Simulación con corte axial. Comparación del campo magnético generado a lo largo de la antena, a) Magnetrón volumétrica, b) Jaula de Pájaro.

V.II. Antena Lineal

La antena lineal se construyó con la única finalidad de asegurarse que el prototipo era capaz de generar imágenes. Se tomaron imágenes con un fantoma cilíndrico de agua destilada que contiene un cilindro de aire en el centro con la finalidad de reducir la carga dentro del volumen total de la antena (figura 87). Al construir y probar este primer prototipo obtuvimos imágenes con parámetros mínimos, que generalmente sólo se utilizan para planear estudios de mayor duración (figura 88), se ejecutó una secuencia Gradiente-Eco con parámetros mínimos (secuencia Scout): TR=17.56ms, TE=2.55ms, Flip angle=20, tamaño de la imagen: 128x128. El problema que observamos es que la antena con polarización lineal no es del todo compatible con el sistema Varian 7T, ya que no fue posible realizar la calibración de potencia con la terminal de control, es decir la potencia requerida por la antena lineal era superior a los 60dB.

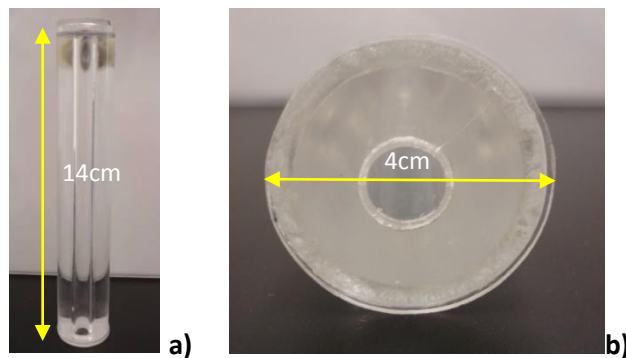


Figura 87. Fantoma de agua destilada con cilindro de aire al centro, a) vista vertical, b) vista frontal.

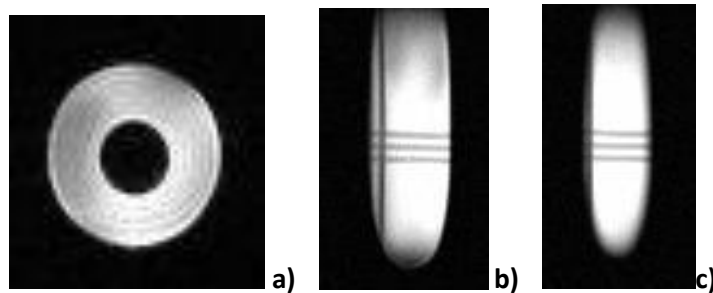


Figura 88. Imágenes del fantoma de agua y aire. Se muestran los cortes a) axial, b) sagital y c) coronal.

Por lo anteriormente mencionado surgió la necesidad de que la antena fuera polarizada en cuadratura.

No obstante se pueden rescatar las siguientes observaciones: La frecuencia de resonancia de la antena polarizada de manera lineal, y sólo utilizando un capacitor de matching, es decir considerando únicamente la capacitancia otorgada por las cavidades para la sintonización, fue de 285MHz sin carga. Si bien se acerca al valor esperado, no es exactamente igual debido a que en los magnetrones hay una mayor cantidad de cobre que la considerada por la estructura de la cavidad simple. Dado que las diferentes cargas siempre generan un cambio de frecuencia e impedancia, es necesario que siempre existan los dos capacitores por cada canal para ajustar estos parámetros.

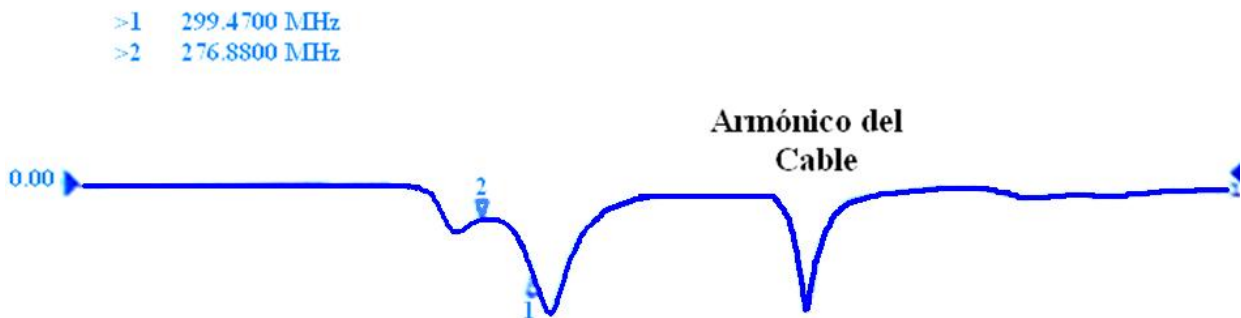


Figura 89. Espectro en frecuencia de la antena magnetrón volumétrica lineal.

De la figura 89 podemos observar que el pico de resonancia de la antena con carga (fantoma) se encuentra cerca de la frecuencia de resonancia de protones a $7T$. Se aprecian dos lóbulos juntos del lado izquierdo, los cuales corresponden a las energías reflejadas sobre ambos platos terminales y se observa un acoplamiento magnético entre ellos. El pico de la derecha corresponde a un armónico del cable. Para sintonizar la antena a la frecuencia deseada se incluyó el capacitor de tuning entre dos slots adyacentes de uno sólo de los magnetrones.

V.III. Antena en cuadratura

Como resultado de nuestro diseño pudimos obtener una antena sin capacitores necesarios para la sintonización, solamente se incluyen los capacitores variables para funciones de tuning y matching; el prototipo final de la antena en cuadratura incluye un par de capacitores fijos no magnéticos en el magnetrón contrario al que tiene conectados los canales de 0° y 90° , el valor es de 0.2pF . Estos se incluyeron para balancear el circuito de la antena con la capacitancia de los

capacitores de tuning y matching, es decir a cada par de estos corresponde un capacitor fijo (figura 90).

El hecho de usar pocos capacitores en una antena trae ventajas como mejor la estabilidad del pico de resonancia ante vibraciones; también, al poner capacitores en el circuito de la antena es necesario romper la pista conductiva lo cual genera varios lazos de resonancia, con esto veremos en el espectro en frecuencias un gran número de picos de resonancia trayendo consigo la dificultad de identificar el armónico principal, y peor aún que alguno de los lazos generados tenga exactamente la frecuencia de resonancia a la que la antena debe ser sintonizada. Además, en las conexiones con los capacitores pueden encontrarse soldaduras frías que limitan la conductividad; por las imperfecciones del capacitor puede darse la existencia de corrientes de fuga y campos eléctricos locales que generan calor.

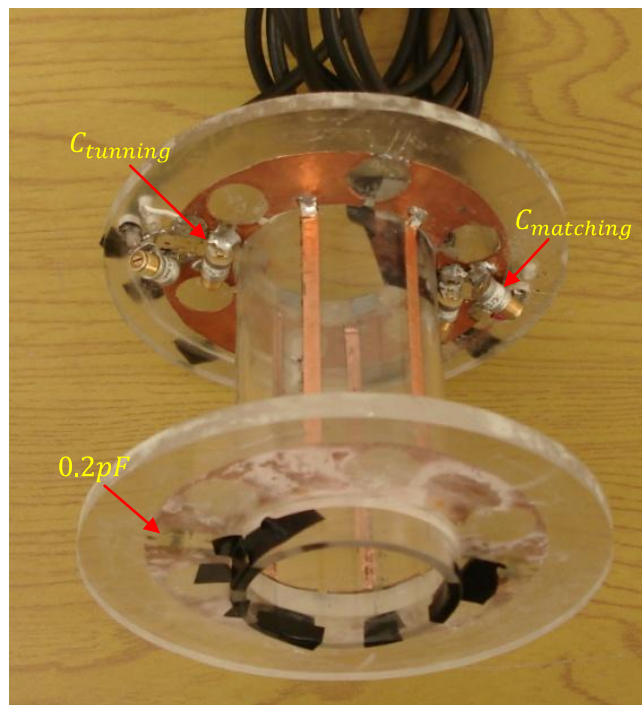
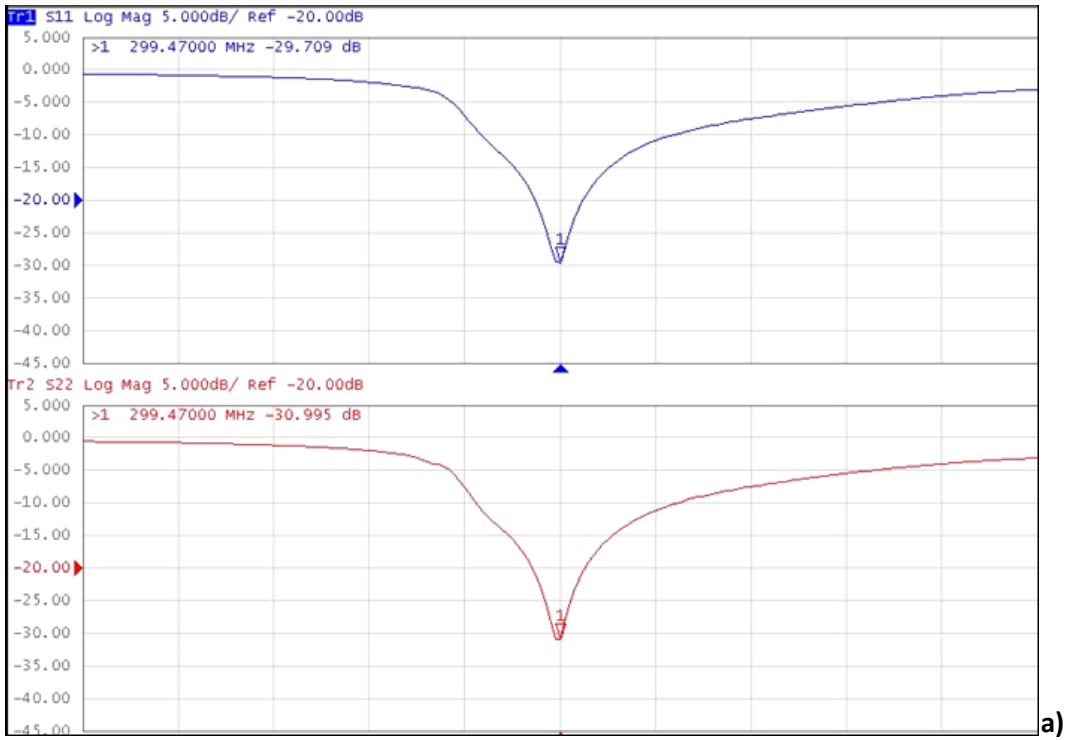
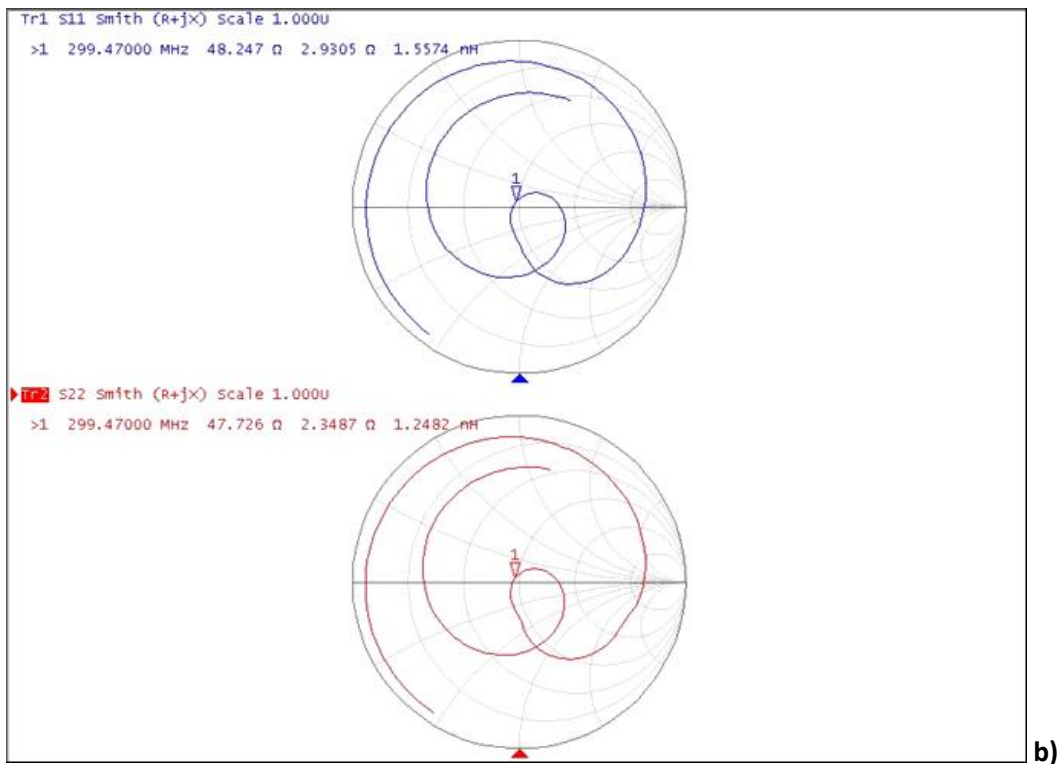


Figura 90. Antena en cuadratura; se observan los capacitores de ajuste de impedancia y frecuencia, y los capacitores fijos.

Al construir la antena en cuadratura, se procedió a hacer las mediciones tanto de la frecuencia de resonancia como de la impedancia de ambos canales (figura 91)



a)



b)

Figura 91. a) Frecuencia de resonancia y b) carta Smith, para ambos canales

Se puede observar que ambos canales se encuentran sintonizados a los 299.47MHz y la impedancia que muestran está cercana a los 50Ω requeridos; uno de los canales (trazo rojo) muestra una impedancia ligeramente menor que el otro, esto último determinado mediante los valores que entrega la carta Smith.

La antena magnetrón volumétrica muestra una sintonización y ajuste de impedancia relativamente sencillo, debido a que solo existen los capacitores de tuning y matching para ambos canales que aproximan de manera eficiente los valores deseados; más aún, cuando se observa acoplamiento magnético entre los canales sólo basta variar adecuadamente el capacitor de desacople para asegurar la independencia de canales.

Una vez teniendo la respuesta en frecuencia de la antena se procede a calcular el factor Q que es uno de los valores más importantes para determinar la calidad de la antena, de manera gráfica se determina por la ecuación (III.45).

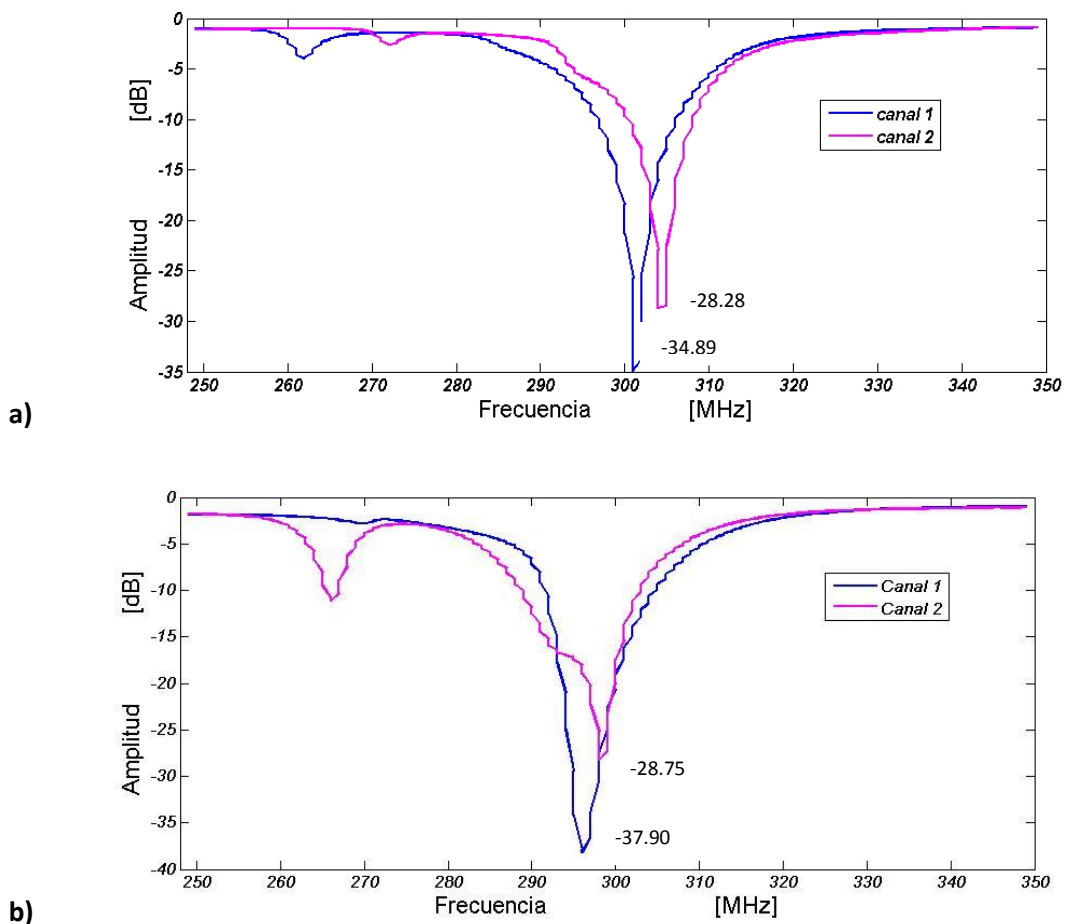


Figura 92. Factor de calidad, a) antena con carga, b) antena sin carga.

En la figura 92 se muestran los trazos para ambos canales, en el caso a) se determina el factor de calidad para los dos canales sin carga en la antena, para ello tenemos los siguientes resultados: $Q_1 = 10.40$ y $Q_2 = 12.43$. Poniendo como carga un fantoma de agua destilada que ocupa casi totalmente el volumen cubierto por la antena (figura 92), obtenemos los resultados mostrados en la figura 90a, donde $Q_1 = 7.80$ y $Q_2 = 7.37$. Estos resultados se consideran buenos, ya que la escala para circuitos se considera de 0 a 10 (o de 10 a 100). Las diferencias entre ambos canales para cada caso mostrado en la figura, es debido a la ligera diferencia de impedancias que existe.

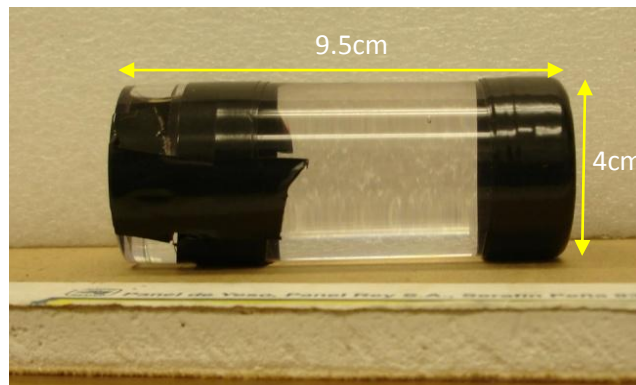


Figura 93. Fantoma de agua destilada diseñado específicamente para las pruebas con la antena magnetón volumétrica. Radio=2cm y longitud=9.5cm.

Con la finalidad de observar el comportamiento de la antena ante la máxima carga que puede contenerse dentro de ella y tener una idea de la homogeneidad de campo a lo largo y ancho de toda la antena, se obtuvieron imágenes del fantoma mostrado en la figura 93, ejecutando una secuencia Gradiente-Eco, explorando los tres cortes anatómicos, con los siguientes parámetros TE=4.26ms, TR=531.60ms, Flip angle=20°, FOV=100mm x 100mm, tamaño de la matriz=256 x 256, grosor de la rebanada=1mm, NEX=10; para obtener imágenes ponderadas en T1. La potencia requerida por la antena fue de tan sólo 45dB. Las imágenes se muestran en la figura 94.

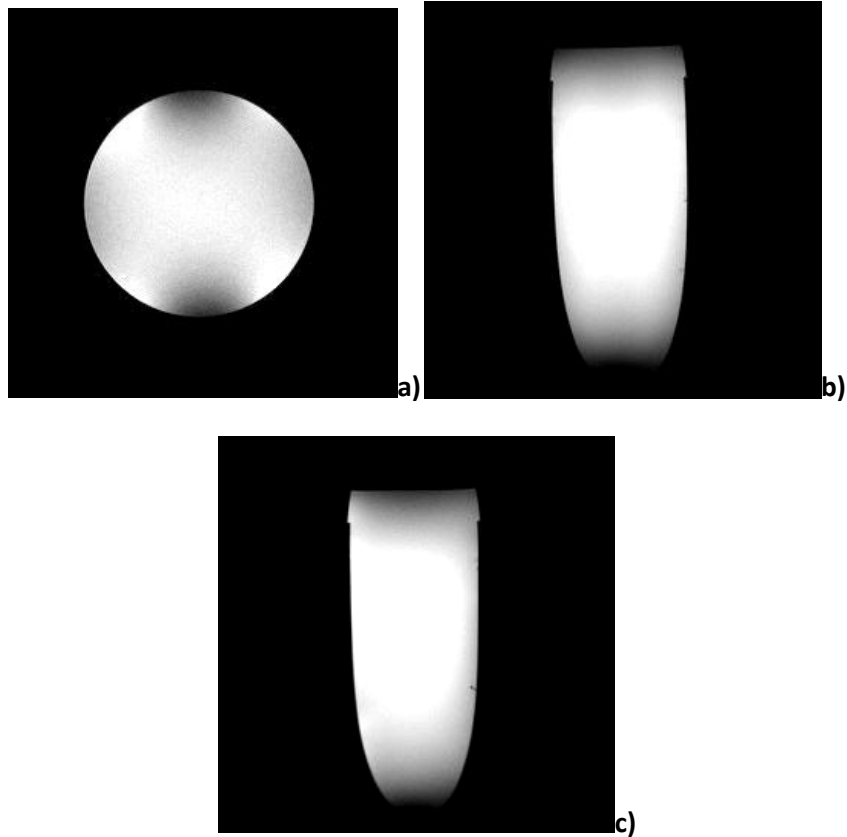


Figura 94. Imágenes ponderadas en T1 con la antena magnetron volumétrica, a) axial, b) coronal, c) sagital.

A manera de comparación se obtuvieron imágenes con una antena Jaula de Pájaro con los mismos parámetros, de dimensiones similares y con el mismo número de piernas que la magnetron volumétrica, se estudió el comportamiento en el corte axial en la rebanada central que es donde el campo producido por las antenas es más homogéneo (figura 95).

La comparación se realiza mediante la obtención de los perfiles de uniformidad de ambas imágenes, considerando que la intensidad de la señal es proporcional al campo B_1 .

$$IS \propto M_{z0} \cos(V_p |B_1^+| \gamma \tau) \quad (5.1)$$

donde:

IS : Intensidad de la Señal

M_{z0} : Magnetización longitudinal inicial

V_p : Amplitud del pulso de RF

τ : Duración del pulso de RF

$|B_1^+|$: Campo B_1 transmitido

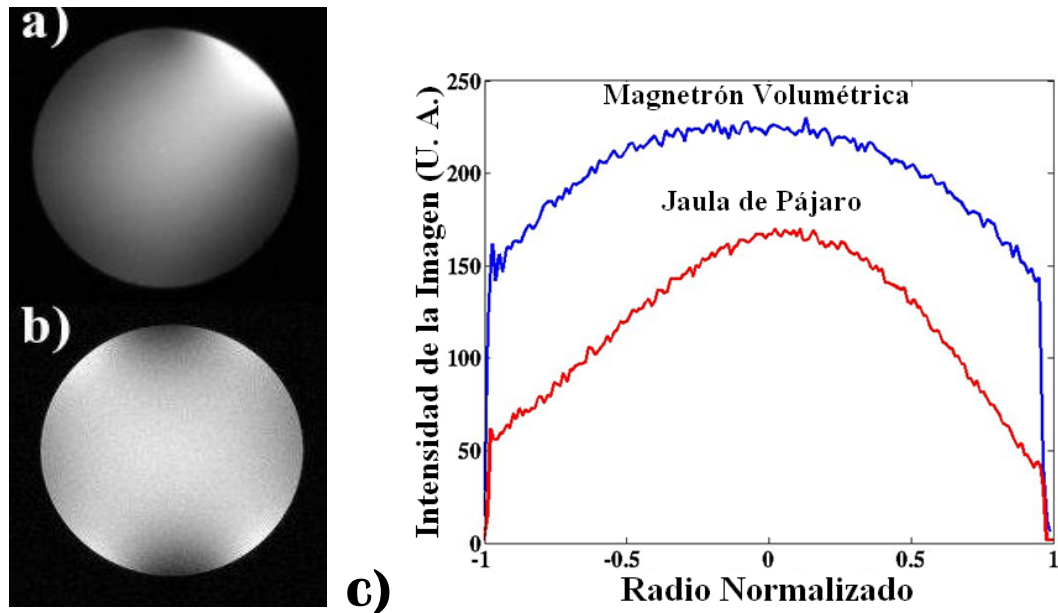


Figura 95. Imágenes ponderadas en T1 tomadas al isocentro de las antenas. a) Imagen de la Birdcage, b) Imagen de la Magnetron Volumétrica, c) Comparación entre los perfiles de intensidad.

En los resultados mostrados en la figura 95c, podemos observar que la antena magnetron volumétrica además de darnos una mayor intensidad de señal recibida, también muestra un campo magnético generado más homogéneo que la antena Jaula de Pájaro. Las imágenes fueron obtenidas con los mismos parámetros que las obtenidas en la figura 93. El CSR es muy similar, para la birdcage es de 55 y para la magnetron volumétrica es de 50.

V.III.I. Imagenología *In Vivo*

Uno de los principales objetivos de este proyecto fue desarrollar una antena que pudiera ser utilizada en aplicaciones con organismos vivos, en particular con ratas. Esto dada la importancia de los diversos estudios con esta especie, no sólo en los protocolos de adquisición de Resonancia Magnética Funcional (fMRI), también en aplicaciones que requieren precisión de las imágenes obtenidas como el estudio de implantes en roedores, la ubicación espacial de algún fármaco, por mencionar algunos.

Las ratas para obtener las imágenes fueron proporcionadas por el Bioterio de la UAM-I, y fueron anestesiadas bajo los protocolos proporcionados por el mismo. El experimento fue realizado con ratas Wistar de 100 a 120 g de peso y se anestesiaron con pentobarbital sódico, 40 mg/Kg, i. p. Una vez anestesiados se fijaron a la antena (figura 96) por medio de camillas de hule espuma (material que no da señal en IRM).

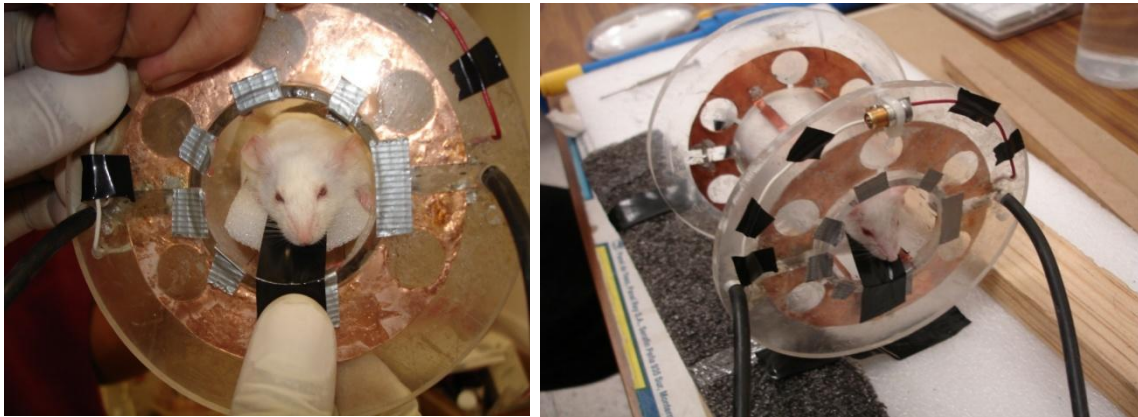


Figura 96. Ratón anestesiado fijado a la antena.

En la siguiente figura se muestran un par de imágenes de dos diferentes cortes obtenidos con una ponderación en T1 por una secuencia Espín-Eco con los siguientes parámetros: TE=21.89ms, TR=1000ms, FOV=100mm x 100mm, tamaño de la matriz=512 x 512.

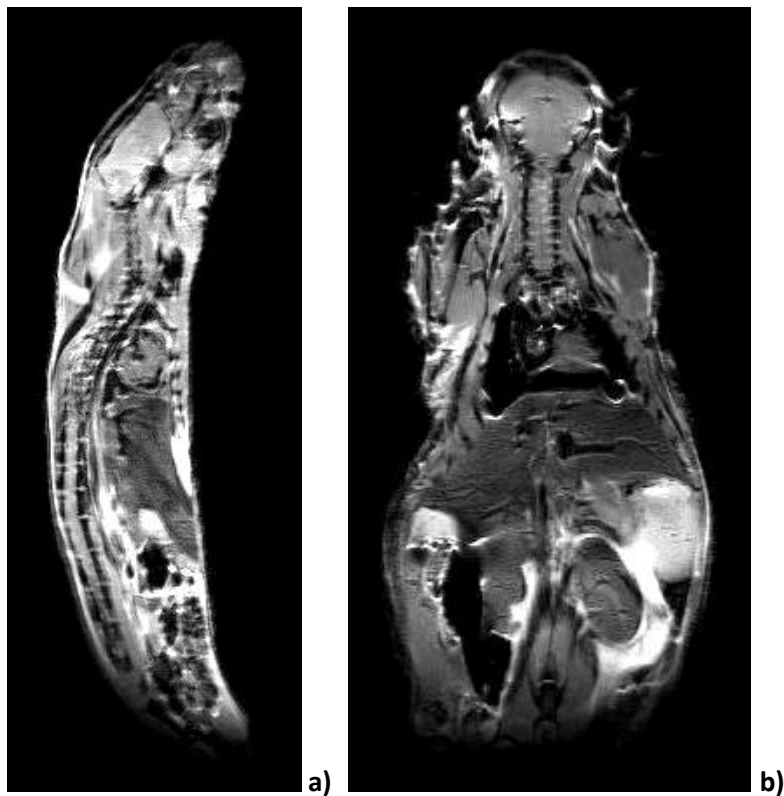


Figura 97. Imágenes de rata, a) corte sagital, b) corte coronal.

Las imágenes obtenidas muestran buena calidad y resolución de los diferentes tejidos del animal sobre todo el volumen que cubre la antena. Además se logró sintonizar la antena en un corto tiempo (necesario por la naturaleza del estudio) con las ratas que representan una carga heterogénea.

El capacitor de desacople y el cálculo de la longitud de los cables utilizados ayudan a que no exista interferencia entre ellos y minimiza los problemas mecánicos al manipularlos.

Una de las principales ventajas que presenta la antena es que la frecuencia de resonancia deseada se logró con sólo dos capacitores fijos, esto respalda al diseño propuesto. Se consiguió el objetivo de construir una antena con capacitancia distribuida a lo largo del volumen de la misma, sin la necesidad de romper la pista conductiva y soldar elementos extra.

CONCLUSIONES

Logramos desarrollar una antena de RF de volumen para aplicaciones de IRM de protones a altos campos en roedores, que puede ser sintonizada sin la necesidad de incluir elementos extra como capacitores o inductores, logrando con ello hacer más eficiente el uso de energía para polarizar la antena.

Los resultados presentados en este trabajo muestran que la antena desarrollada, posee una notable mejoría ante la antena aceptada como estándar de oro en el mundo de la IRM, la antena Jaula de Pájaro. Se mostró una considerable mejoría en la homogeneidad de campo generado por nuestro diseño, tanto en una sección transversal como a lo largo de toda la antena.

El prototipo de antena desarrollado en este trabajo, puede ser escalable para aplicaciones en humanos, tanto para sistemas convencionales a 1.5T y 3T como para sistemas trabajando a frecuencias mayores (7T).

Si bien en las simulaciones mostramos que a mayor número de cavidades, la intensidad del campo magnético aumenta, es aventurado pensar que podemos incrementar indefinidamente el número de cavidades a fin de conseguir un campo más intenso; de hecho también mostramos que en los extremos de la antena el campo magnético se comporta de forma similar para las configuraciones con diferentes números de cavidades mostradas.

La colocación de los cables de alimentación en la antena, hace que los elementos para hacer el ajuste de frecuencia e impedancia queden lejos de la región de donde se obtendrá la imagen, evitando los posibles artefactos que estos pudieran añadir a la imagen.

La calidad de las imágenes mostradas, hacen a esta antena un buen candidato para otras aplicaciones de IRM donde se requiera una alta eficiencia en la localización espacial y temporal de la señal como es el caso de la Imagenología por Resonancia Magnética funcional (fMRI). Los diseños de antenas de RF desarrollados en el CIIM, han mostrado mejorías con respecto a los diseños comúnmente utilizados, manejando las mismas dimensiones y mismos parámetros de adquisición; al fabricar hardware específico para las muestras a estudiar estamos abriendo la posibilidad a ver detalles que con el hardware convencional no se verían, permitiendo ampliar el campo de acción de la IRM.

TRABAJO A FUTURO...

Por lo comentado en el desarrollo de la antena, podemos ver fácilmente lo que se podría mejorar: Con 2 o quizá 4 piernas más estaríamos obteniendo una muy buena uniformidad de campo, a diferencia de lo que sucede con la antena jaula de pájaro, que por lo general requiere 16 piernas para una buena homogeneidad, sin embargo con ello también se ve disminuido el Cociente Señal a Ruido.

Podemos utilizarla para aplicaciones en humanos, esto es debido a que, si bien el diámetro interno de la antena crece, el tamaño de las cavidades también lo puede hacer, haciendo con ello un balance entre el cobre que se está empleando y con ello mantener la inductancia en valores útiles para la aplicación; de igual forma podemos tener un control sobre los elementos capacitivos al manipular las cavidades de tal forma que no se incrementen los valores y con ello evitar la disminución de la frecuencia de resonancia. Este sentido se podría emplear arreglos alternativos de las cavidades para los extremos de la antena como los propuestos por S. E. Solís en [23].

Tenemos la posibilidad de trabajar a diferentes frecuencias con la correcta determinación del diámetro de las cavidades y dado que ha mostrado un desempeño superior a las antenas utilizadas generalmente. esta antena también es apta para aplicaciones de espectroscopia de H1, C13, P31, F19 y N23, sin olvidar la complejidad intrínseca debida a la poca abundancia de algunos de los metabolitos mencionados.

REFERENCIAS

- [1] M. A. Brown, R. C. Semelka. *MRI. Basic Principles and Applications*. 3rd Ed., New Jersey, John Wiley & Sons, Inc. 2003. Pag. 11
- [2] Zhi-Pei Liang, P. C. Lauterbur. *Principles of Magnetic Resonance Imaging: A Signal Processing Perspective*. November 1999, Wiley-IEEE.
- [3] P. Golland. *Spatial Encoding In MRI And How To Make It Faster*. May 10, 2000.
- [4] University of Aberdeen. Department of Bio-Medical Physics and Bio-Engineering. *Magnetic Resonance Imaging, Lecture Notes- 2000*.
- [5] S. Solís Nájera, *Antenas Superficiales PERES de pétalos circulares elípticos para Imagenología por Resonancia Magnética*, Tesis de Maestría en Ciencias (Ingeniería Biomédica) UAM-I, México, D.F., 2004.
- [6] R. H. Hashemi, Bradley W. G., Lisanti C. J. *MRI: The Basics*. 2nd Ed., Philadelphia; Lippincott Williams & Wilkins: 2004. 27 - 28.
- [7] M. A. Bernstein, K. F. King, X. J. Zhou. *Handbook of MRI Pulse Sequences*. Elseiver, 2004.
- [8] P. Mansfield, A.A. Maudsley. *Planar Spin Imaging*. *J. Magn. Reson.* 27, 101, (1977).
- [9] D. W. McRobbie, E. A. Moore, M. J. Graves, M. R. Prince. *MRI from picture to proton*. 2nd Ed. Cambridge University, 2006.
- [10] M. NessAiver. *All you really need to know about MRI physics*. University of Maryland Medical Center, 1997.
- [11] A. O. Rodriguez et. al. *Antenas Superficiales para Imágenes por Resonancia Magnética*. *Rev. Med. Inst. Mex. Seguro Soc.* 2005; 43 (6): 495-501.
- [12] Antenna Standards Committee of the IEEE Antennas and Propagation Group, USA, *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas (IEEE Std 145–1983)*, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vols. AP-17, No. 3, May 1969; AP-22, No. 1, January 1974; and AP-31, No. 6, Part II, November 1983.
- [13] C. A. Balanis. *Antenna Theory, Analysis and Design*. 3rd Ed. Wiley, 2005.
- [14] A. O. Rodriguez. *Magnetron Surface Coil for Brain MR Imaging*. *Arch. Med. Res.* 37 (2006) 804–807.
- [15] C. A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. Wiley, New York, 1989.
- [16] M. B. Smith, C. Chih-Liang, C. Collins. *The Birdcage Coil (Theory)*, en 2004 Syllabus, ISMRM Twelfth Scientific Meeting, Kyoto, Japan, May 2004.

- [17] C. E. Hayes, W. A. Edelstein, J. F. Schenck, O. M. Mueller, and M. Eash, *An efficient, highly homogenous radiofrequency coil for whole-body NMR imaging at 1.5 T*, J. Magn. Reson. 63, 622–628,(1985).
- [18] D. Belohrad, M. Kasal. *Saddle Coil for MRI*. Institute of Scientific Instruments, Academy of Sciences of the Czech Republic.
- [19] Alderman DW, Grant DM. *An efficient decoupler coil design which reduces heating in conductive samples in superconducting spectrometers*. J. Magn. Reson. 1979; 36: 447–451.
- [20] M. Düring, D. Gareis, O. Tymofiyeva, M. Lopez, P. Jakob. *A dedicated 4-channel RF receiving array for orthodontic examinations*. 2009 Proceedings, ISMRM Eighteenth Scientific Meeting, Honolulu, U. S., April 2009.
- [21] S. Solís Nájera, *Antenas Superficiales PERES de pétalos circulares elípticos para Imagenología por Resonancia Magnética*, Tesis de Maestría en Ciencias (Ingeniería Biomédica) UAM-I, México, D.F., 2004.
- [22] A. O. Rodríguez, R. A. Baheza, R. Rojas, F. A. Barrios. *Antenas superficiales para imágenes por resonancia magnética*. Rev Med Inst Mex Seguro Soc 2005; 43(6):495-501.
- [23] S. E. Solís, D. Tomasi, A. O. Rodríguez. *Slotted surface coil for magnetic resonance imaging at 4T*, *Proceedings of The 13th Annual Meeting of the International Society for Magnetic Resonance in Medicine*. Seattle, WA, 2006, p. 2612.
- [24] P. Mansfield, McJury M., Glover P., *High frequency cavity resonator designs for NMR*, Meas. Sci. Technol. 1990; 1; 1052-1059.
- [25] J. F. Vázquez. *Simulación por medio de un circuito equivalente de una antena de volumen con N cavidades para IRM de altos campos*. Tesis de Licenciatura (Ingeniería Biomédica), UAM-I. México, D.F., 2007.
- [26] M. A. Lopez. *Hole-Slotted Phased Array at 7 Tesla*. 2009 Proceedings, ISMRM Eighteenth Scientific Meeting, Honolulu, U. S., April 2009.
- [27] J. F. Vázquez, A. O. Rodríguez. *Finite-Element Electromagnetic Simulation of a Volume Coil with Slotted End-Rings for Magnetic Resonance Imaging*. AIP Conf. Proc. 1032. 2008,172
- [28] J. F. Vázquez, O. R. Marrufo, S. E. Solís, S. S. Hidalgo, A. O. Rodríguez. *Magnetron volume coil for Magnetic Resonance Imaging of rodents*. 2009 Proceedings, ISMRM Eighteenth Scientific Meeting, Honolulu, U. S., April 2009.

APENDICE A

Simulaciones del campo eléctrico de la antena magnetrón volumétrico.

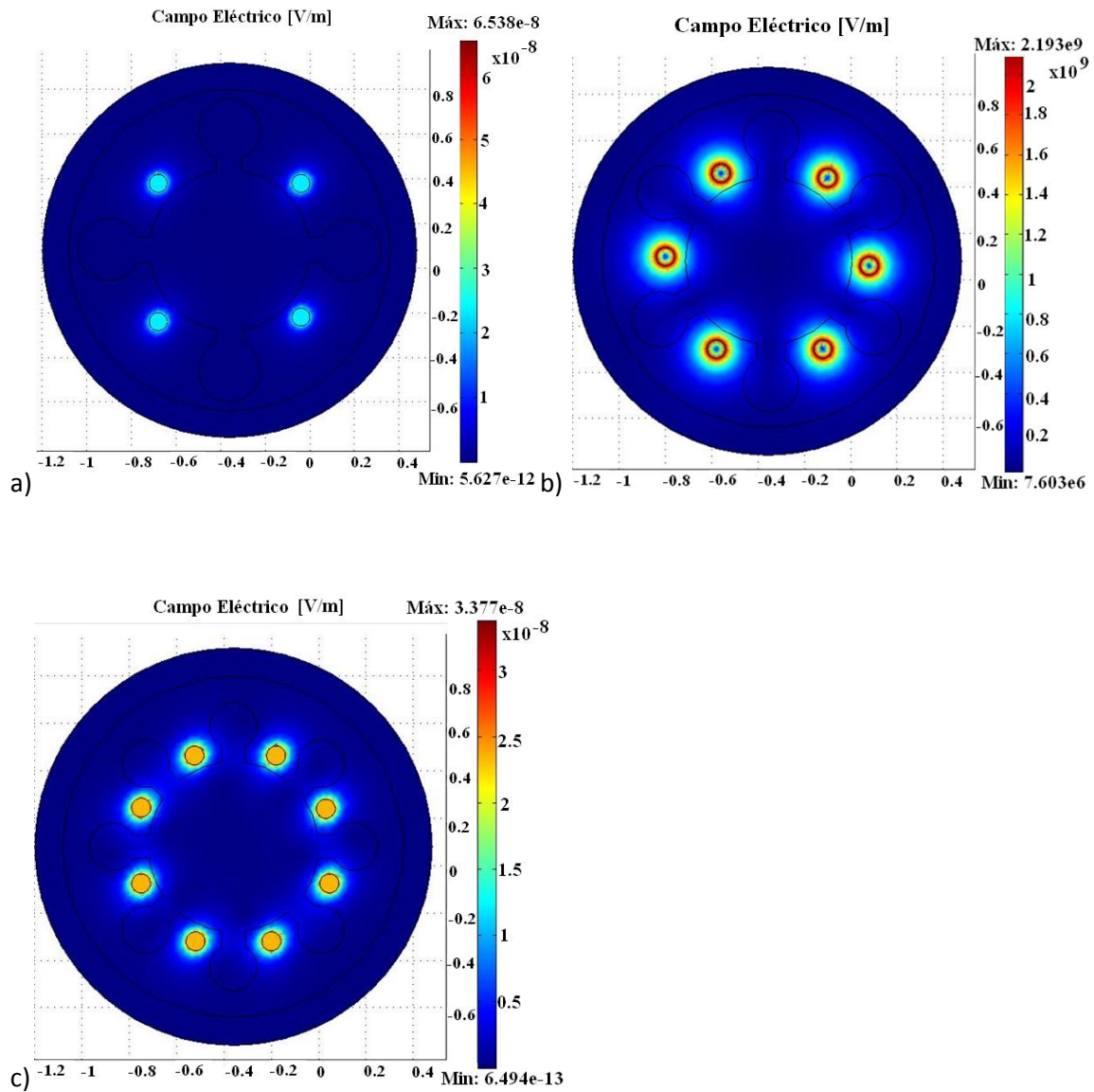


Figura A.1. Campo eléctrico para la antena con las configuraciones a) 4 slots, b) 6 slots y c) 8 slots.

APENDICE B

Más imágenes de ratas obtenidas con la antena magnetrón volumétrica

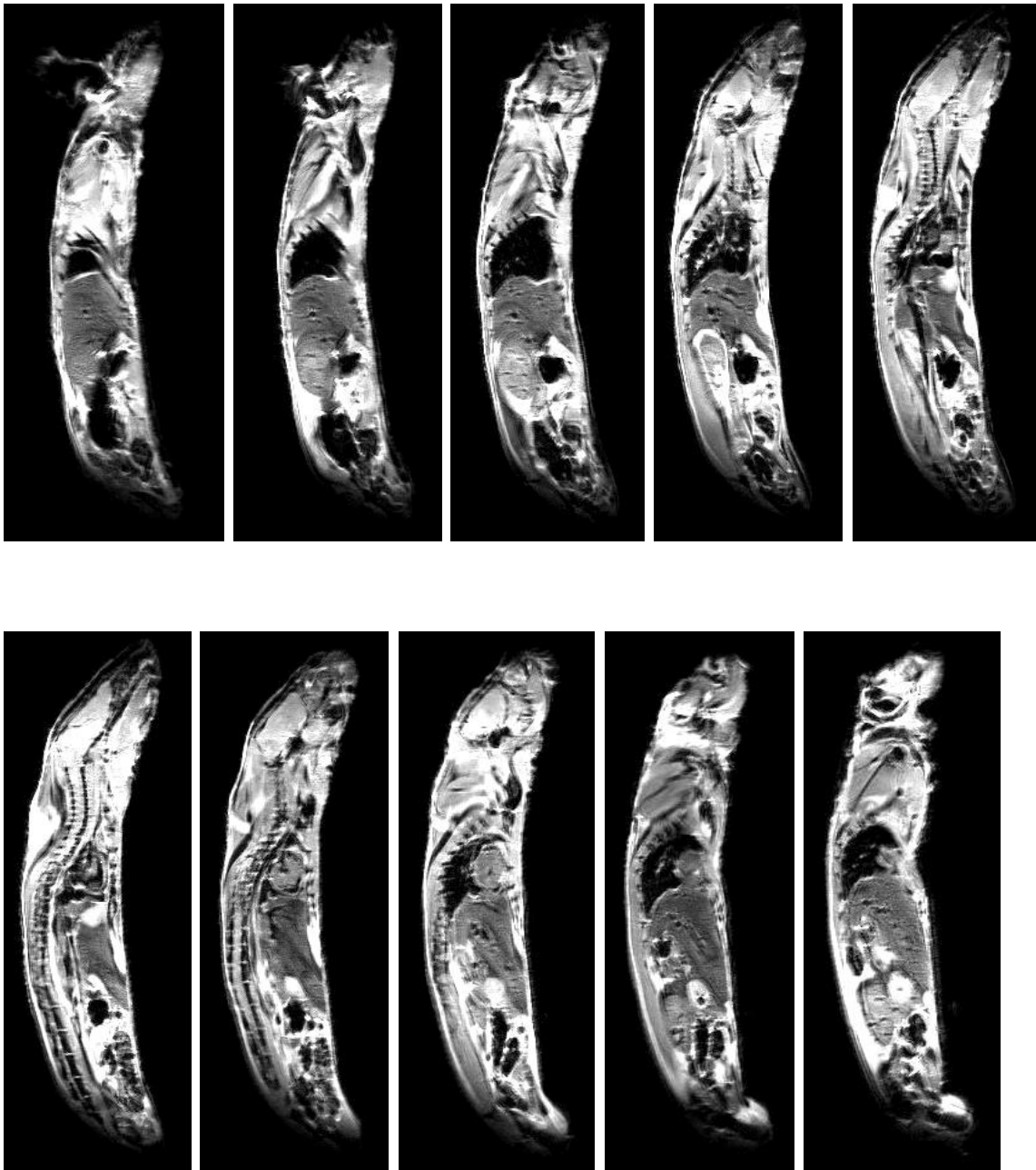


Figura B.1. Imágenes de Rata. Corte sagital. Ponderación en T1 por una secuencia Espín-Eco: TE=21.89ms, TR=1000ms, FOV=100mm x 100mm, tamaño de la matriz=512 x 512.

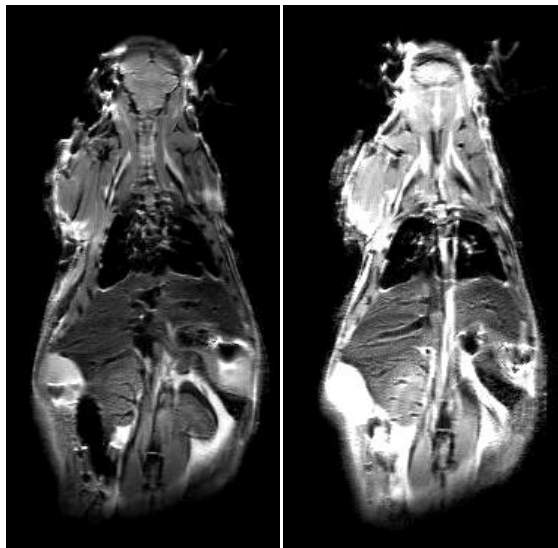
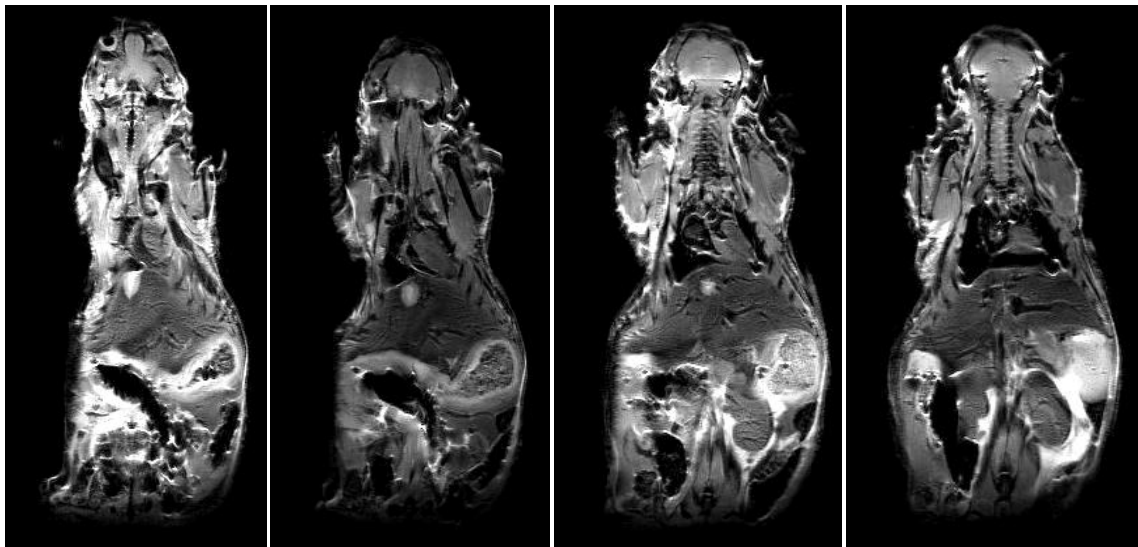
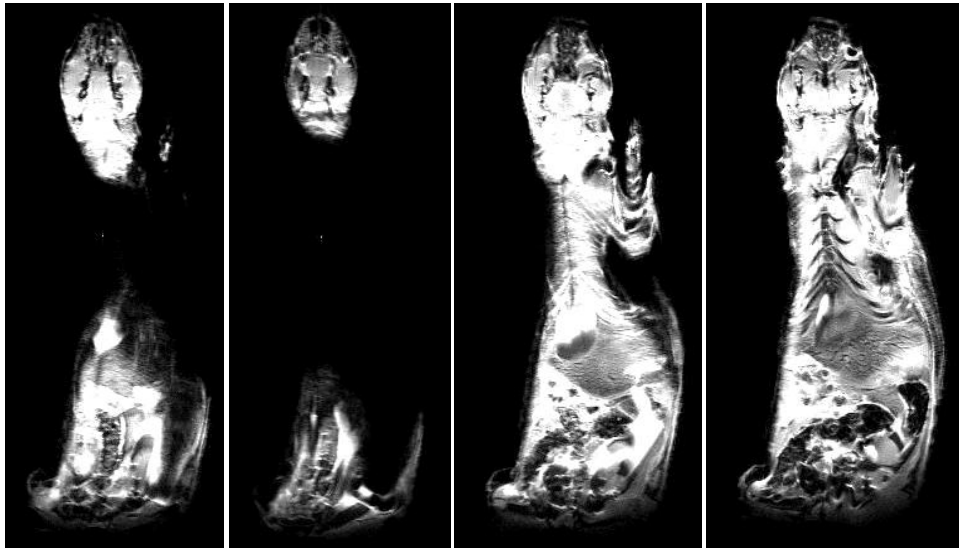


Figura B.2. Imágenes de Rata. Corte coronal. Ponderación en T1 por una secuencia Espín-Eco: TE=21.89ms, TR=1000ms, FOV=100mm x 100mm, tamaño de la matriz =512 x 512.

APENDICE C

Circuito equivalente de la conexión del capacitor de desacople. Se muestra la polarización para 3 cavidades, debido a la naturaleza de la alimentación en cuadratura las otras tres cavidades se polarizan igual pero con el defase de 90° del pulso de RF.

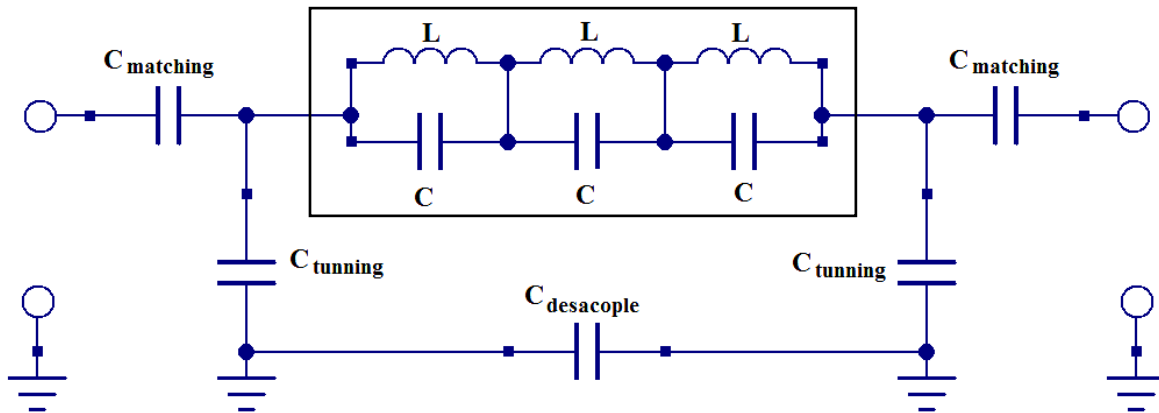


Figura C.1. Circuito equivalente con capacitor de desacople.

El capacitor de desacople genera un aislamiento eléctrico, pero mantiene la conductividad eléctrica de todo el circuito de la antena.


Posgrado en Ingeniería Biomédica

Antena Volumétrica Tipo

Magnetron para 7 Tesla.

Jaime Fabian Vázquez de la Rosa.

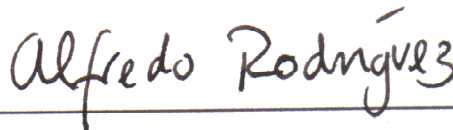
Sinodales:



Dr. Prisciliano Felipe de Jesús Cano Barrita



Dra. Silvia Sandra Hidalgo Tobón



Dr. Alfredo O. Rodríguez González

México, D.F. a 7 de agosto de 2009.