



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA-IZTAPALAPA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

TESIS QUE PRESENTA:
M. en C. OSCAR RENÉ MARRUFO MELÉNDEZ.

PARA OBTENER EL GRADO DE:
DOCTOR EN CIENCIAS (INGENIERÍA BIOMÉDICA).

**CONFIGURACIONES NOVEDOSAS DE ANTENAS PARA IMAGENOLOGÍA
POR RESONANCIA MAGNÉTICA DE ROEDORES A 7 TESLA.**

DIRIGIDA BAJO LA SUPERVISIÓN DE:
DR. ALFREDO ODÓN RODRÍGUEZ GONZÁLEZ.

20 DE JULIO DEL 2012.

COMITÉ EVALUADOR:

DR. ABEL CAMACHO QUINTANA.

PRESIDENTE

DR. ROBERTO OLAYO GONZÁLEZ.

SECRETARIO

DR. JUAN CARLOS ECHEVERRIA ARJONILLA.

VOCAL

DR. FERNANDO ALEJANDRO BARRIOS ÁLVAREZ.

VOCAL

DR. ENRIQUE MELGOZA VÁZQUEZ.

VOCAL

DEDICATORIA

A la memoria de mi madre, que se le acabó la vida antes de ver terminada esta etapa de mi vida. Siempre estarás en mi recuerdo y en mi corazón.

A mi padre, que sentiré orgullo del enorme esfuerzo y trabajo realizado para llegar hasta este nivel académico siempre alentándome para llegar hasta la meta.

A mi hermana María Bertha y a mi hermano Arturo por su amor, confianza y apoyo incondicional además del gran sacrificio que esto ha significado para nuestra familia.

A Elsa Vanegas por darme libertad de realizar este sueño y después de tantas cosas que hemos pasado, seguimos juntos.

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. Alfredo Rodríguez, por confiar y compartir todos sus conocimientos académicos y personales para realizar este sueño; gracias por ser más que un asesor, un amigo.

Al Dr. Marcos López Terrones, por haberme brindado la oportunidad de crecer tanto profesional como personalmente durante mi estancia doctoral en Alemania. Gracias por esa experiencia inolvidable.

A Enrique Rangel por todo su apoyo, consejos y entereza durante este ciclo de mi vida.

A Fabián Vázquez, por ser más que un amigo, por ser un hermano. No existen palabras de agradecimiento para una persona como tú.

A Sergio y a Mitzi, porque nunca han dejado de brindarme su apoyo y amistad.

A Rodrigo Martín por ser un verdadero amigo incondicional.

A mis compañeros y amigos: David, Mario, César, Miguel, Sofía, Rafael, Laura Aguilar, Dess y Albino por compartir tantas experiencias conmigo.

A todos mis amistades de Durango, por todo su cariño y apoyo que a pesar de la distancia jamás faltó para culminar este proyecto.

A todos mis compañeros en el Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía, Manuel Velasco Suárez, por brindarme su gran apoyo y su amistad. A Xóchitl López,

Aarón, Gabriela Macías, Adilia, Chystian, Arturo, Rodolfo, Gabriela Hernández, Paquito, Raquel, Alejandro, Laura, Chava. gracias.

Al Dr. Jesús Taboada por brindarme el apoyo necesario para terminar este trabajo Doctoral.

Al Ing. Miguel Ángel Espinoza (Asesoría Global en Telecomunicaciones S.A. de CV.) por su colaboración en el préstamo del analizador de redes, que fue fundamental para el ajuste y sintonización de los prototipos presentados en esta tesis.

A CONACyT por la beca otorgada de Doctorado.

A los sinodales de esta tesis por su tiempo y dedicación.

ÍNDICE GENERAL.

RESUMEN

ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

Objetivos

Generales

Particulares

Hipótesis

CAPITULO I

INTRODUCCIÓN A LA RESONANCIA MAGNÉTICA.

CAPITULO II

PRINCIPIOS BÁSICOS.

2.1 Física clásica de la Resonancia Magnética.

2.2 Ubicación espacial de la señal y Sistema de Imagenología por Resonancia Magnética

2.2.1 Codificación espacial

2.3 Espacio k.

2.4 Secuencias para la formación de imágenes

2.4.1 Secuencias Básicas.

2.4.1.1 Secuencia Básica eco de espín

2.4.1.2 Secuencia Básica eco de Gradiente

2.5 Componentes del sistema de IRM

2.5.1 Introducción.

2.5.2 El Imán

2.5.3 Antenas de Gradiente

2.5.4 Sistema de Radio Frecuencia

2.5.4.1 Transmisor

2.5.4.2 Antenas de RF.

2.5.4.3 Pre-amplificador

2.5.4.4 Receptor

2.5.5 Control y procesamiento de datos

CAPÍTULO III

ANTENAS DE RADIO FRECUENCIA (RF) PARA IRM.

Introducción

3.1 Componentes eléctricos de una antena de RF

3.1.1 Inductancia

3.1.2 Capacitancia

3.1.3 Resistencia

3.2 Ajuste y sintonía (Matching y Tunning).

- 3.3 *Clasificación de las antenas de acuerdo a su forma*
- 3.4 *Clasificación de las antenas de acuerdo a su función*
- 3.5 *Clasificación de las antenas de acuerdo a su número de ejes*
- 3.6 *Antenas de volumen*
 - 3.6.1 *Antena Alderman–Grant.*
 - 3.6.2 *Antena Jaula de Pájaro.*
 - Introducción*
 - 3.6.2.1 *Modos resonantes de la antena Jaula de Pájaro.*
 - 3.6.2.2 *Circuito eléctrico de una Jaula de Pájaro*
 - 3.6.2.3 *Inductancia mutua de una Jaula de Pájaro.*
- 3.7 *Arreglo de antenas*

CAPITULO IV SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE LAS ANTENAS DE RF

- Introducción*
- 4.1 *Ecuaciones de Maxwell.*
- 4.2 *Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD)*
 - 4.2.1 *Algoritmo de Yee*
- 4.3 *Condiciones de frontera*
- 4.4 *Criterio de estabilidad*
- 4.5 *Ecuaciones de Maxwell en dos dimensiones*
 - 4.5.1 *Onda Transversal Eléctrica (TE).*
 - 4.5.2 *Onda Transversal magnética(TM).*
- 4.6 *Ecuaciones de Maxwell en diferencias finitas.*
 - 4.6.1 *Onda Transversal Eléctrica(TE).*
 - 4.6.2 *Onda Transversal magnética(TM).*
- 4.7 *Algoritmo FDTD*
 - 4.7.1 *Planteamiento del problema.*
 - 4.7.1.1 *Definición de la estructura.*
 - 4.7.1.2 *Inicialización de variables.*
 - 4.7.2 *Cálculo de las celdas.*
 - 4.7.3 *Excitación de la estructura.*
 - 4.7.4 *Comienza el algoritmo iterativo.*
 - 4.7.5 *Post-Procesamiento.*

CAPITULO V ANTENAS RF DE VOLUMEN PARA MODELOS ANIMALES.

- Introducción.*
- 5.1 *Método y caracterización del prototipo Jaula de Pájaro y Alderman-Grant*
 - 5.1.1 *Adquisición de imágenes*
- 5.2 *Antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme.*
 - Introducción*
 - 5.2.1 *Método*
- 5.3 *Antena de cavidades resonantes.*
 - Resumen*

Introducción

5.3.1 Método

5.3.1.1 Teoría

5.3.1.2 Modelado electromagnético

5.3.1.2.1 Simulación del campo B1

5.3.1.3 Construcción del prototipo

5.3.1.3.1 Diseño de la cavidad.

5.3.1.3.2 Antena prototipo

5.3.1.4 Imágenes experimentales.

CAPITULO VI RESULTADOS Y DISCUSIÓN.

6.1 Antenas Jaula de Pájaro y Alderman–Grant.

6.2 Antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme

6.2.1 Variantes de la Antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme.

6.3 Antena de cavidades resonantes

6.4 Cálculo del CSR de los prototipos construidos.

CAPITULO VII

CONCLUSIONES.

TRABAJO A FUTURO.

REFERENCIAS

APÉNDICE A.

Maniqués construidos.

APÉNDICE B.

imágenes experimentales in-vivo y ex-vivo

ÍNDICE DE FIGURAS.

Figura 1. Diferentes cortes en los 3 planos para IRM

Figura 2. Movimiento de precesión del núcleo a la velocidad angular ω_0

Figura 3. Vista microscópica de los núcleos de los átomos del tejido ante la presencia de un campo magnético B_0 .

Figura 4. Magnetización neta producida por la alineación de los espines.

Figura 5. Magnetización longitudinal en equilibrio.

Figura 6. Magnetización longitudinal en el equilibrio.

Figura 7. Curva de relajación espín red correspondiente a la ecuación 3.

Figura 8. Tiempo T1 dado por la curva de relajación espín red.

Figura 9. Curva de relajación espín – espín dada por la ecuación 1.4.

Figura 10. Curva de decaimiento T2.

Figura 11. a) Señal FID; b) Transformada de Fourier de la señal FID.

Figura 12. a) Debido a la variación lineal del gradiente G_x , las muestras 1, 2 y 3 presentarán cambios en sus frecuencias ω_i , donde i representa las posiciones x_1 , x_2 y x_3 . b) Para cada una de las muestras se presentan diferentes amplitudes y frecuencias debido a sus posiciones. c) Señal total resultante.

Figura 13. Formas de modificar el grosor del corte seleccionada.

Figura 14. Llenado del espacio k donde la acción del gradiente de codificación varía en fase y amplitud.

Figura 15. Esquema de la secuencia SE.

Figura 16. Después del pulso de 90° , el valor de M decrece por el efecto espín-espín y las inhomogeneidades del campo magnético (T2). Después de enviar un pulso de 180° , invertimos el efecto de la inhomogeneidad y de las interacciones que actúan de forma fija sobre los espines y transcurrido el tiempo TE el valor que medimos de la M únicamente refleja el decrecimiento debido a la interacción espín-espín regulada por T2.

Figura 17. Esquema de la secuencia SE con múltiples ecos (ME) en los que puede obtenerse la señal.

Figura 18. Esquema de la secuencia GE. Después de un pulso inicial se aplica un gradiente bipolar (+Gx,-Gx) par obtener un eco de gradiente. El tiempo entre el pulso inicial y la captación del eco se llama TE.

Figura 19. Estudio de la secuencia GRE. Después de un pulso inicial, el valor de M decrece por el efecto espín-espín y las inhomogeneidades del campo magnético. Si activamos un gradiente bipolar (+Gx,-Gx), el gradiente +Gx actúa durante un cierto tiempo aumentando el desfase y por tanto M disminuirá. Al invertir el gradiente (-G) y actuar durante el mismo tiempo, produce el reenfase de los espines, anulando el efecto de +Gx, con lo que la M crece hasta el valor que tendría si se hubiese decrecido pero de esa forma podemos detectar fácilmente una señal (ECO DE GRADIENTE).

Figura 20. Imán Superconductor.

Figura 21. Ejemplo de antenas de que producen un gradiente lineal del campo B_0 a lo largo del eje z.

Figura 22. Antenas para producir gradientes lineales del campo en B_0 en la dirección Z

Figura 23. Consola de control del Sistema de Resonancia Magnética de 1.5T del Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía, Manuel Velazco Suarez.

Figura 24. Circuito RLC.

Figura 25. Flujo magnético de una antena.

Figura 26. Campos eléctricos asociados al almacenamiento de energía en un capacitor

Figura 27. Esquema de la conexión de los capacitores de ajuste y sintonía.

Figura 28. Antena lineal (izq), Antena en cuadratura (der).

Figura 29. Arreglo de antenas superficiales segmentadas por capacitores.

Figura 30. Ejemplos de antenas de volumen

Figura 31. a) Antena Alderman- Grant, b) Antena Litz

Figura 32. Distribución senoidal de la corriente en una Jaula de Pájaro de 4 piernas

Figura 33. Jaula de Pájaro en cuadratura.

Figura 34. a) Antena Jaula de Pájaro, b) Circuito equivalente.

Figura 35. Ejemplos de arreglo de antenas

Figura 36. Celda de Yee. Los componentes del campo E se hallan en la mitad de las aristas mientras que las componentes de H están en el centro de las caras.

Figura 37. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (50)

Figura 38. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (51)

Figura 39. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (52)

Figura 40. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (53)

Figura 41. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (54)

Figura 42. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (55)

Figura 43. Forma esquemática del método FDTD.

Figura 44. Diseño de la estructura

Figura 45. Unidades de dimensiones

Figura 46. Ancho de banda en frecuencia

Figura 47. Cuadrícula sencilla que reducirá el tiempo máquina.

Figura 48. Cuadrícula compleja, que se verá reflejado en el incremento del tiempo máquina

Figura 49. Pasos a seguir para excitar la muestra.

Figura 50. Prototipo de antenas: Jaula de Pájaro (izq.), Alderman-Grant (der.)

Figura 51. a) Analizador de redes de 4 canales, b) Conexión del prototipo al analizador.

Figura 52. Espectro para el cálculo del factor de calidad.

Figura 53. Maniquí esférico

Figura 54. Imágenes de maniquí, Jaula de Pájaro (izq.) y Alderman-Grant (der.)

Figura 55. Dibujo de la antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme.

Figura 56. Diagrama de la antena de 4 cavidades resonantes

Figura 57. Circuito equivalente de la antena genérica de cavidades resonantes.

Figura 58. Diseño de los prototipos: Jaula de Pájaro (izquierda) y el prototipo CARES (derecha) en el simulador CST Microwave Studio.

Figura 59. Campo magnético simulado de la Jaula de Pájaro (a) y de CARES (b), en el eje sagital.

Figura 60. Campo magnético simulado de Jaula de Pájaro (a) y de CARES (b), en el eje coronal.

Figura 61. Comparación de perfiles de intensidad en los anillos de Jaula de Pájaro y CARES.

Figura 62. Fotografía de varias cavidades utilizadas para medir la inductancia de una cavidad circular.

Figura 63. Arreglo experimental utilizado para medir los coeficientes de retorno de las cavidades resonantes (abajo), utilizando una antena "pick up coil" (arriba).

Figura 64. Esquema de la antena de cavidades resonantes mostrando el deslizamiento de los anillos y el circuito con componentes pasivos para el ajuste de sintonía.

Figura 65. Gráficas de la frecuencia de resonancia de la antena CARES, a) sin carga, b) con carga.

Figura 66. Imágenes de rata in-vivo generadas con el prototipo CARES.

Figura 67. Comparación de perfiles de intensidad de ambos prototipos.

Figura 68. Simulación electromagnética a) Jaula de Pájaro, b) Antena de distribución de corrientes no uniforme

Figura 69. Perfil de uniformidad de campo magnético.

Figura 70. Perfil de intensidad de la imagen obtenida con un maniquí.

Figura 71. Prototipos con cruce en "C" (izquierda) y cruce en "L" (derecha)

Figura 72. Imágenes generadas con los prototipos cruce en "C" (izquierda) y cruce en "L" (derecha)

Figura 73. Comparación de los perfiles de intensidad de los prototipos alternos de la antena Termnikov.

Figura 74. Comparación de las frecuencias de resonancia obtenidas teóricamente y en la simulación de la antena de cavidades resonantes de 4 piernas, la regresión lineal para estos datos es $f_{\text{simulada}} = 0.98f_{\text{teorica}} + 12.15$ y $R^2 = 0.99$.

Figura 75. La Regresión lineal de f_0^2 Vs $1/C$, usando la ecuación 75, es $f_0^2 = 5.49 \times 10^5 / C + 8.039 \times 10^{16}$, $R^2 = 0.993$.

Figura 76. Gráfica de la regresión lineal de los datos experimentales, $f^2 = 6.7 \times 10^{17} / l + (1.6 \times 10^{16})$ usando la ecuación 77, ($R^2 = 0.99$), obteniendo el valor asintótico de $f_0 = 126.49$ Mhz.

Figura 77. Gráfica de la comparación del largo de las piernas de la antena de cavidades resonantes.

Figura 78. Imágenes obtenidas con: a) Antena de cavidades y b) Antena Jaula de Pájaro.

Figura 79. Comparación de los perfiles de intensidad de ambos diseños.

Figura 80. Método para el cálculo del CSR, mostrando las 6 regiones de interés, llamadas ROI, tanto para Jaula de Pájaro (izquierda), Alderman-Grant (centro) y CARES (derecha).

Figura 81. Diagrama ilustrativo de la parte central axial.

Figura A. 1. Dimensiones del maniquí de solución salina.

Figura A. 2. Diagrama del proceso de perfusión de una especie animal.

Figura A. 3. Fotografías del maniquí animal.

Figura B.1 Secuencia de imágenes coronales ex-vivo del maniquí de rata.

Figura B.2 Secuencia de imágenes sagitales a) y coronales b) in-vivo de rata Winstar.

Figura B.3 Secuencia de imágenes coronales ex-vivo del maniquí de rata Winstar.

Figura B.4 Secuencia de imágenes axiales ex-vivo del maniquí de rata Winstar.

RESUMEN

Diseñamos, desarrollamos y construimos dos prototipos de antenas de radio frecuencia (RF) para imagenología por resonancia magnética (IRM) a 7 Tesla, polarizadas en modo transeptor. Se construyeron basándonos en métodos propios y sencillos para su ajuste y sintonización, siendo ésta la mayor aportación de este trabajo y dando como resultado la reducción significativa del número de capacitores empleados, apoyándonos en la reducción de piernas, para un prototipo y en la inclusión de cavidades resonantes para el segundo prototipo. Aunado a esto, se analizó el desempeño por medio de imágenes de maniquí comparando el Cociente Señal a Ruido (CSR) de nuestros prototipos contra las antenas ampliamente conocidas, Jaula de Pájaro y Alderman-Grant. Concluyendo que existe una mejora en la calidad de la imagen de nuestros propios diseños.

Antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme.

Temnikov ha propuesto recientemente un nuevo diseño [1], similar a la antena gradiómetro [2]. También afirma que es posible la sintonización y ajuste de una antena de RF con un solo capacitor. Esto motiva al desarrollo de un prototipo basado en esta idea para imágenes a 7 Tesla. Previamente se realizaron simulaciones electromagnéticas del campo de RF generado por este prototipo. También se hicieron comparaciones de dichas simulaciones con la popular antena Jaula de Pájaro con dimensiones similares. En las simulaciones de la antena de volumen de distribución de corrientes no uniforme se asumió un desbalance en la distribución de la corriente, aplicando la mitad de la corriente en las piernas centrales.

Antena de cavidades resonantes.

Basándonos en la geometría propuesta de Mansfield en 1990, se diseñó una antena de RF de cavidades resonantes a altas frecuencias. Se utilizaron ranuras circulares en vez de cavidades para formar los anillos y la hemos llamado antena de cavidades resonantes (CARES). Los principios teóricos fueron validados por medio del circuito equivalente y la validación experimental se hizo por medio de un prototipo. Construimos una antena transeptora de 7 cm de largo y 7.6 cm de diámetro, y compuesta por 4 cavidades circulares con un diámetro de 15 mm en ambos anillos para operar a 300 MHz y en modo de cuadratura. Los resultados experimentales obtenidos de la antena de cavidades presentan y muestran una similitud con las expectativas teóricas, en donde la frecuencia de resonancia depende de las dimensiones de la antena y de las cavidades. Una antena Jaula de Pájaro estándar fue construida también para propósitos de comparación. Se obtuvieron imágenes de maniquí para calcular el CSR de ambas antenas, mostrando una mejora importante de la antena de cavidades circulares sobre la antena Jaula de Pájaro. También se obtuvieron imágenes de ratón de cuerpo entero mostrando una alta calidad. Las antenas de volumen pueden ser fiablemente

construibles basándose en los principios físicos de la cavidad resonante para IRM de altos campos (7T).

ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

Esta tesis consta de 7 capítulos divididos de la siguiente forma:

Capítulo I.- Es una breve introducción a la Resonancia Magnética.

Capítulo II.- Es una reseña de los principios físicos teóricos básicos de la Imagenología por Resonancia Magnética, descritos por medio de la física clásica.

Capítulo III.- Se detalla la información general de las antenas de RF para Imagenología por Resonancia Magnética y su descripción de acuerdo a su forma, función y a su número de ejes, dando ejemplos en cada caso y arreglo de antenas. También se incluye la descripción general de las antenas Jaula de Pájaro y Alderman-Grant.

Capítulo IV.- Debido a la importancia de la simulación eléctrica y magnética, ya que esto es la base para la construcción de las antenas de RF, en este capítulo se describe el método en que se basa el algoritmo del CST Microwave-Studio para realizar las simulaciones numéricas de las antenas de RF.

Capítulo V.- En este capítulo se describe el método general a seguir para la construcción, ajuste y sintonización de las antenas de RF de nuestra propia inspiración basándonos en los antecedentes teóricos, por una parte de Termnikov para la antena de volumen de distribución de corrientes no uniforme y de Mansfield para la antena de cavidades resonantes, mostrando los métodos fáciles y sencillos para ajustarlas y sintonizarlas además de hacer comparaciones con las antenas Jaula de Pájaro y Alderman-Grant.

Capítulo VI.- Muestra los resultados y discusión basándose en los métodos descritos por los cuales se puede sintonizar y ajustar las antenas de RF, dando así paso a métodos que eliminan el uso significativo de capacitores como lo hacen las antenas Jaula de Pájaro y Alderman-Grant. Cabe mencionar que no solo es importante la eliminación significativa de capacitores, si no también demostrar la mejora en la calidad de la imagen por medio de tablas comparativas del CSR.

Capítulo VII.- Describe las conclusiones, ventajas y puntos importantes para tomar en cuenta al momento del diseño, desarrollo y construcción de cada uno de nuestros diseños, incluyendo las antenas comparativas (Jaula de Pájaro y Alderman- Grant).

Esta tesis contiene también:

Trabajo a futuro

Referencias

Dos apéndices:

Apéndice A.

Maniqués contruidos para la obtención de imágenes.

Apéndice B.

Imágenes experimentales in-vivo y ex-vivo.

OBJETIVOS

GENERALES

Diseño, desarrollo, construcción, además del análisis y comparación de las imágenes generadas por antenas de radiofrecuencia para modelos animales a 7 Tesla.

PARTICULARES

Desarrollar métodos sencillos para el ajuste y sintonización de las antenas de radio frecuencia para IRM capaces de generar imágenes de mayor calidad que las antenas ampliamente conocidas, Jaula de Pájaro y Alderman-Grant.

HIPÓTESIS

Antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme.

¿Es posible la obtención de imágenes de resonancia magnética con una antena de distribución de corrientes no uniforme, con la inclusión de un solo capacitor para su ajuste y sintonización mejorando el CSR de la antena Jaula de Pájaro?.

Antena de volumen de cavidades resonantes.

¿Se podrá establecer la contribución de las cavidades resonantes como un método fácil y sencillo para la sintonización y ajuste, y así poder determinar la calidad, el tamaño y la longitud de la antena y no depender de la colocación de una cantidad importante de capacitores como lo hacen las antenas Jaula de Pájaro y Alderman-Grant?.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

En la actualidad las antenas de RF juegan un papel fundamental para la obtención de imágenes de buena calidad por IRM, por lo cual es importante el proceso de diseño, construcción, ajuste y sintonía de éstas.

Existen métodos ampliamente conocidos para la sintonización de las mismas, pero dichos métodos consisten en la excesiva introducción de elementos capacitivos en la estructura y esto se vera reflejado en la disminución de la señal de RF obtenida de la muestra a estudiar, dando como consecuencia una disminución en el CSR que representa una medida de la calidad de la imagen obtenida, por lo cual proponemos un par de métodos capaces de lograr la sustitución de los elementos capacitivos y así evitar perdidas de señal. Estos métodos son basados por un lado en la distribución de la corriente por la antena y por otro lado en la inclusión de cavidades resonantes para hacer un proceso mucho mas sencillo en la sintonización y ajuste del prototipo.

CAPITULO I

INTRODUCCIÓN A LA RESONANCIA MAGNÉTICA.

La IRM es una técnica para obtener imágenes altamente nítidas del interior del cuerpo, con el uso de campos magnéticos de alta intensidad y pulsos de radiofrecuencia para manipular las propiedades magnéticas naturales del cuerpo. Las imágenes por resonancia magnética nos brindan una excelente resolución de tejidos blandos, una gran definición en estructuras anatómicas, tumorales, etc. La IRM es una técnica de diagnóstico médico muy especializado que tiene como fin obtener imágenes detalladas sin usar radiación ionizante.

Las radiaciones ionizantes son generalmente partículas alfa y beta, los rayos X (longitud de onda de 10 nanómetros), y los rayos gama (longitud de onda de aproximadamente 100 picómetros). Los rayos X y los rayos gama son tipos de radiación electromagnética que se clasifica por la longitud de onda: ondas de radio, microondas, infrarroja y región visible, que percibimos como luz, rayos ultravioleta, rayos X y rayos gamma. La radiación ionizante posee suficiente energía para desplazar electrones de átomos y moléculas (tales como agua, proteína y DNA) a los que impactan o pasan cerca. Este proceso es llamado ionización, por lo que esta radiación se llama radiación ionizante, que puede causar lesiones y otros trastornos que atentan el bienestar del sistema biológico.

En la practica diaria en un centro hospitalario se conoce que los exámenes realizados por medio de resonancia magnética no causan dolor y permiten a los médicos detectar muchas enfermedades en forma rápida y temprana cuando pueden pasar desapercibidas por otros métodos.

La IRM fue desarrollada en los 80's y pertenece a un grupo de técnicas basadas en el fenómeno de la resonancia magnética. Este fenómeno fue descubierto por Bloch [3] y Purcell en 1946 [4], demostraron que bajo campos magnéticos intensos, ciertos núcleos atómicos pueden absorber energías de radiofrecuencia y generar a su vez una señal de radiofrecuencia capaz de ser captada por una antena receptora. La frecuencia a la cual podían absorber la energía de radiofrecuencia se llamó frecuencia de resonancia.

En 1950, Hahn descubre el fenómeno eco espín, que es parte fundamental en la generación de la IRM. El número de técnicas de la IRM ha crecido desde los trabajos pioneros de Lauterbur [5] y Mansfield [6] (ganadores del premio Nobel en medicina 2003 por sus descubrimientos y aportaciones en IRM) y Damadian [7].

Algunas ventajas de la IRM son:

- Crear imágenes nítidas del cuerpo basadas en las variaciones proporcionales de los elementos magnéticos en diferentes tejidos.
- El cuerpo entero puede ser escaneado, desde la cabeza hasta el dedo del pie y desde la piel hasta lo más profundo del cerebro. Además la imagen obtenida no es obstruida por el hueso, un gas, o algún residuo del cuerpo que en otras técnicas sí lo impiden.

La IRM se basa en la capacidad de algunos núcleos atómicos para absorber ondas de radiofrecuencia (longitudes de onda de 1 a 10 metros) cuando son sometidos al efecto de un campo magnético estático. Dicha capacidad genera una señal que se detecta por un receptor y es procesada por una computadora de manera similar a la Tomografía Axial Computarizada (TAC) para generar imágenes.

Como se puede observar diariamente en cualquier departamento de imagenología médica, la IRM se usa cada vez más por sus ventajas, debido a que es más sensible para mostrar accidentes vasculares cerebrales, tumores y otras patologías comparadas con otras técnicas como los rayos X y la TAC. Como desventajas tiene un alto costo además del prolongado tiempo para obtener las imágenes y excluir a portadores de marcapasos (aunque en la actualidad ya existen algunos marcapasos compatibles con la IRM), otros implantes y accesorios metálicos como cadenas, anillos, aretes, etc.

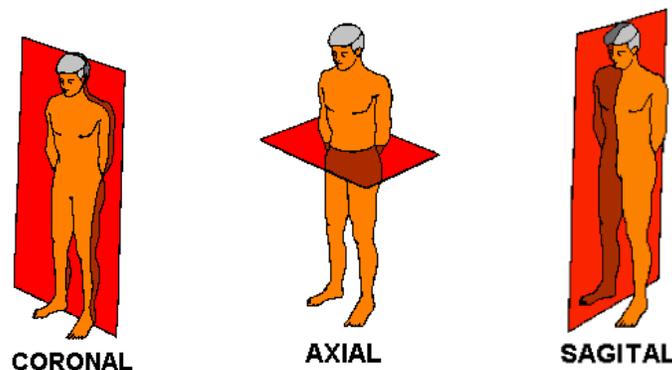


Figura 1. Diferentes cortes en los 3 planos para IRM

La figura 1 muestra las diferentes presentaciones de imágenes que podemos ver con la IRM y se realizan mediante cortes según los tres planos en que dividimos el cuerpo humano.

CAPITULO II

PRINCIPIOS BÁSICOS.

2.1 Física clásica de la Resonancia Magnética [8].

Los átomos están constituidos por tres partículas elementales: los protones (carga positiva), los neutrones (sin carga) y los electrones (carga negativa). El núcleo de un átomo está formado por protones y neutrones, mientras que los electrones se ubican alrededor del núcleo. Las propiedades de los átomos dependen del número de estas partículas. Para clasificar los elementos, las propiedades más comúnmente utilizadas son el número atómico y el peso atómico. El número atómico es el número de protones en el núcleo. El peso atómico es la suma del número de protones y de neutrones. Los átomos que tienen el mismo número atómico y diferentes pesos atómicos son llamados isoespines. Otra propiedad del núcleo es su espín, denotado por la letra I . Existe un número limitado de valores de I que se puede encontrar en la naturaleza, es decir, I es un valor indexado a ciertos valores discretos y se dice que I está cuantizado. Dichos valores dependen del número atómico y del peso atómico de cada núcleo.

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 del Hidrogeno es una referencia de una elección natural para utilizar las técnicas de resonancia magnética en el cuerpo humano, ya que tiene un espín igual a $1/2$ y es el isótopo de hidrógeno más abundante contenido en el agua y las grasas de nuestro organismo.

Cualquier núcleo con espín distinto de cero puede ser representado por un vector, teniendo un eje de rotación con una magnitud y una orientación definidas. Al rotar, el núcleo con carga positiva produce un campo magnético orientado en la dirección de su eje de rotación. La orientación del vector del espín nuclear y la forma como cambia debido a las manipulaciones externas determinan la base microscópica de las señales de resonancia magnética.

En el caso de un volumen arbitrario de tejido, conteniendo protones, ubicado fuera de un campo magnético, cada protón tiene un vector espín de igual magnitud, sin embargo, los vectores espín de todos los protones dentro del tejido se encuentran

orientados al azar, es decir, en todas direcciones. Al realizar la suma de todos los vectores, la resultante será cero. Es decir, en el tejido no existe magnetización neta. Si ahora se coloca el tejido en un campo magnético estático B_0 , [8] la interacción de éste con los núcleos que poseen carga positiva hará que cada protón empiece a rotar con un movimiento de precesión. La mayoría de protones se inclinarán suavemente respecto de la línea de acción de B_0 , pero el eje de rotación será paralelo a B_0 . La frecuencia de precesión (ω_0) está dada por la ecuación de Larmor:

$$\omega_0 = \gamma \frac{B_0}{2\pi} \tag{1}$$

en donde ω_0 es la frecuencia de Larmor en MHz, B_0 es la magnitud del campo magnético que actúa sobre el protón en Tesla (T), y γ se denomina "constante giromagnética", esta constante se identifica al núcleo, es decir es un valor único para cada núcleo.

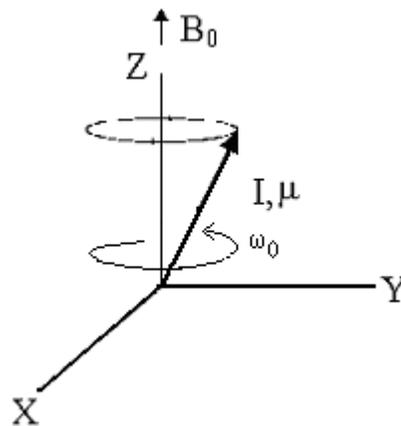


Figura 2. Movimiento de precesión del núcleo a la velocidad angular ω_0

La figura 2 muestra el movimiento de precesión del núcleo, con una velocidad angular ω_0 que gira alrededor del eje Z. El campo magnético B_0 , es paralelo al eje Z. Además, la trayectoria del vector muestra que el núcleo sigue rotando alrededor del eje Z.

Las proyecciones sobre las coordenadas X y Y varían con el tiempo, mientras que el protón sigue en su movimiento de precesión. En cambio, con la coordenada Z es como si permaneciera constante. Al realizar la suma vectorial sobre todos los átomos del tejido (con la presencia del campo magnético B_0) el resultado varía ya que las componentes vectoriales de X y Y de cada átomo, en un tiempo dado, se encontraran aleatoriamente distribuidas. Esto da como resultado una magnetización neta en las direcciones X y Y. [9]. En la dirección paralela al campo magnético, el resultado será distinto, debido a que la orientación del eje de precesión de los núcleos es constante

y habrá un acoplamiento entre el protón y B_0 , que se conoce como interacción de Zeeman [10]. Esta interacción causa una diferencia de energía entre los núcleos alineados paralelos a B_0 y aquellos núcleos alineados de manera antiparalela. Esta diferencia de energía es proporcional a B_0 .

Como la orientación paralela a B_0 es la de más baja energía, habrá más núcleos en esta orientación que en la antiparalela (de más alta energía) como lo muestra la figura 3.

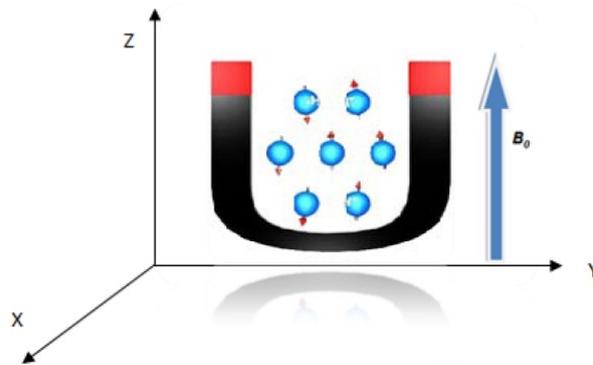


Figura 3. Vista microscópica de los núcleos de los átomos del tejido ante la presencia de un campo magnético B_0 .

La diferencia de los espines de los núcleos entre las posiciones paralela y antiparalela se traduce en una magnetización neta en el tejido, con un valor M . Esta magnetización es la fuente de señal para todos los experimentos de resonancia magnética, como se observa en la figura 4, la cual consiste en la medición de la respuesta de los protones expuestos a un campo magnético. La orientación de la magnetización es la misma que B_0 y será constante con respecto al tiempo (siempre que B_0 permanezca también constante).

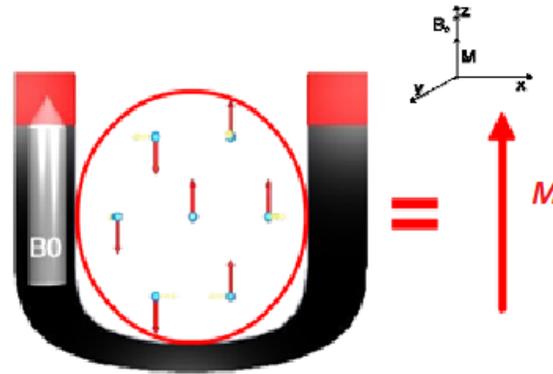


Figura 4. Magnetización neta producida por la alineación de los espines.

Esta configuración con magnetización M alineada paralelamente al campo magnético, es la configuración de equilibrio de los núcleos. Esta es la configuración de mínima energía, a la que los núcleos retornarán naturalmente después de cualquier perturbación (como una absorción de energía). Consecuentemente, cuanto mayor sea B_0 , mayor será M , y por lo tanto, mayor será también la señal de resonancia magnética. Las aplicaciones de resonancia magnética se basan en la manipulación de la magnetización neta M de un tejido biológico o de cualquier material apropiado. La manera más sencilla de producir tal manipulación es mediante la aplicación de un pulso de RF, constituido por ondas electromagnéticas, como se muestra en la figura 5.

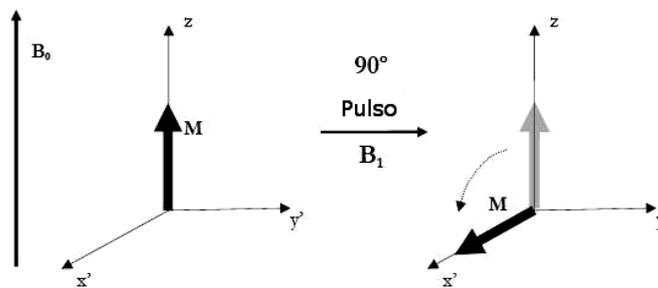


Figura 5. Magnetización longitudinal en equilibrio.

A lo largo de la emisión de dicho pulso, los núcleos de los átomos absorben una porción de la energía a una frecuencia particular. Después del pulso, los núcleos re-emiten la energía a la misma frecuencia. Cuando un núcleo es irradiado con energía a la frecuencia deseada (ω_0), cambiará desde la orientación baja energía hacia la de

alta energía, es decir, de la orientación paralela hacia la antiparalela con respecto al campo magnético estático B_0 . De manera semejante, un núcleo del nivel de alta energía, será estimulado para liberar su energía y cambiar su orientación para ubicarse en la dirección de baja energía. Solo la energía suministrada a la frecuencia ω_0 que es la frecuencia de Larmor, inducirá las transiciones entre los estados de alta y baja energía. Esta frecuencia se conoce como "frecuencia de resonancia".

La relajación es resultado de las interacciones entre los diferentes núcleos. Se puede conocer el vector de magnetización por medio de las ecuaciones de Bloch [3]:

$$\frac{dM}{dt} = \gamma \vec{M} \times B - \frac{M_x \vec{i} + M_y \vec{j}}{T_2} - \frac{(M_z - M_z^0) \vec{k}}{T_1} \quad (2)$$

En equilibrio, el vector de magnetización neto se alinea en dirección al campo magnético B_0 , y es llamada magnetización de equilibrio M_0 . En esta configuración, la componente Z de la magnetización M_Z es igual a M_0 . M_Z es conocida como la magnetización longitudinal y no hay magnetización transversal (M_X o M_Y).

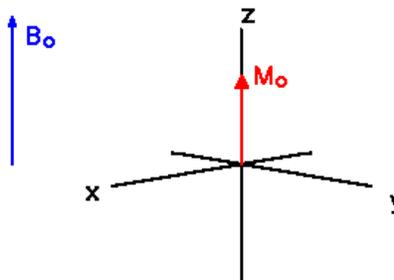


Figura 6. Magnetización longitudinal en el equilibrio.

Es posible cambiar la magnetización neta, al exponer el sistema de espines a una energía con una frecuencia igual a la diferencia energética entre los estados de espines. Si la energía es suficiente en el sistema, es posible saturar el sistema de espines y hacer que $M_Z=0$.

La constante de tiempo que describe como M_Z regresa a su valor de equilibrio es llamado el tiempo de relajación espín red (en inglés spin lattice relaxation time), también conocido como el tiempo T_1 . La ecuación que describe el comportamiento de éste tiempo, la podemos obtener a partir de la ecuación de Bloch en su componente longitudinal, obteniendo:

$$M_Z = M_0 \left(1 - e^{-t/T_1} \right) \quad (3)$$

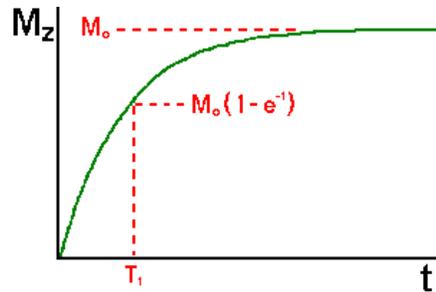


Figura 7. Curva de relajación espín red correspondiente a la ecuación 3.

La recuperación de la magnetización longitudinal, como podemos observar en la ecuación 3, presenta una curva exponencial. La razón de la recuperación está caracterizada por la constante de tiempo T_1 , específico de cada tejido. Después del tiempo T_1 , se dice que la magnetización longitudinal ha regresado al 63% de su valor final [11].

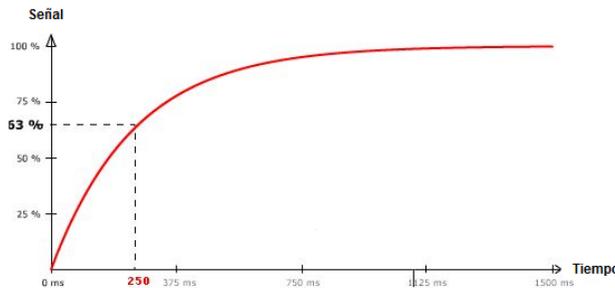


Figura 8. Tiempo T_1 dado por la curva de relajación espín red.

Además con la rotación, en la magnetización neta comienza a presentarse un desfase, esto porque los spines comienzan a experimentar un campo magnético diferente y rotan a su propia frecuencia de Larmor. Mientras exista un tiempo mayor, mayor será la diferencia de fase. Las interacciones espín – espín son temporales y aleatorias, por lo tanto, la relajación espín – espín, causan una pérdida acumulativa en fase, dando como resultado un decaimiento en la magnetización transversal.

La constante de tiempo que describe el regreso al equilibrio de la magnetización transversal (M_{XY}), es llamado el tiempo de relajación espín – espín ó T_2 . El valor de T_2 es único para cada tejido y está determinado principalmente por su entorno químico con poca relación con el campo. La pérdida exponencial resulta puramente de las interacciones aleatorias en el plano transversal (XY). La magnetización transversal, está regida por la ecuación:

$$M_{XY} = M_0 \left(e^{-t/T_2} \right) \tag{4}$$

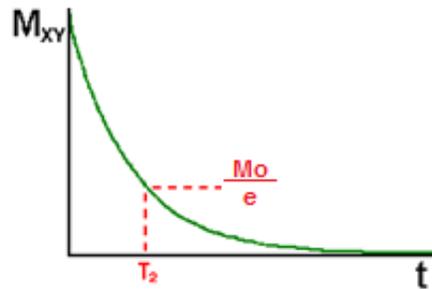


Figura 9. Curva de relajación espín – espín dada por la ecuación 1.4.

El tiempo T_2 siempre es menor o igual al tiempo T_1 . La magnetización neta en el plano XY decae a cero y posteriormente la magnetización longitudinal crece hasta que llega al valor M_0 en el eje Z .

Se considera al tiempo T_2 cuando la magnetización transversal ha perdido el 63% de su valor original. T_2 es específico a cada tejido, además, de que la relajación transversal es mucho más rápida que la relajación longitudinal [11].

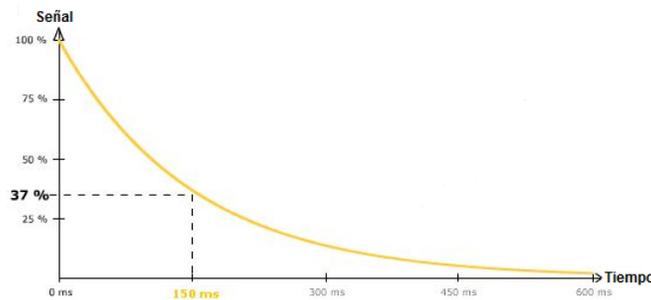


Figura 10. Curva de decaimiento T_2 .

Existen dos factores que contribuyen al decaimiento transversal de la magnetización:

- 1) Interacciones moleculares (efecto molecular “puro” en T_2)
- 2) Variaciones en B_0 (efecto de inhomogeneidades)

La combinación de estos dos factores es lo que da como resultado en decaimiento de la magnetización transversal. La constante de tiempo de esta combinación de factores es llamado T_2 estrella (T_2^*). La relación entre el T_2 de procesos moleculares y de la inhomogeneidades en el campo magnético se describe por la ecuación:

$$\frac{1}{T_2^*} = \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_{2inhomo}} \tag{5}$$

Cuando el transmisor del pulso de RF empleado para la excitación de la muestra es apagado, los protones tienden a realinearse y regresar a su orientación en equilibrio, por lo cual liberan energía a la frecuencia ω_0 . La energía que los protones liberan, inducen un voltaje durante la precesión. Este voltaje inducido, es la señal de resonancia magnética y se conoce como Free Induction Decay o FID (Figura 11a). La magnitud del FID depende del valor de M_0 que se tiene inmediatamente después de la aplicación del pulso de RF. La transformada de Fourier se emplea para convertir la señal FID de una función en el tiempo, a una función en el dominio de la frecuencia, como se puede ver en la Figura 11b.

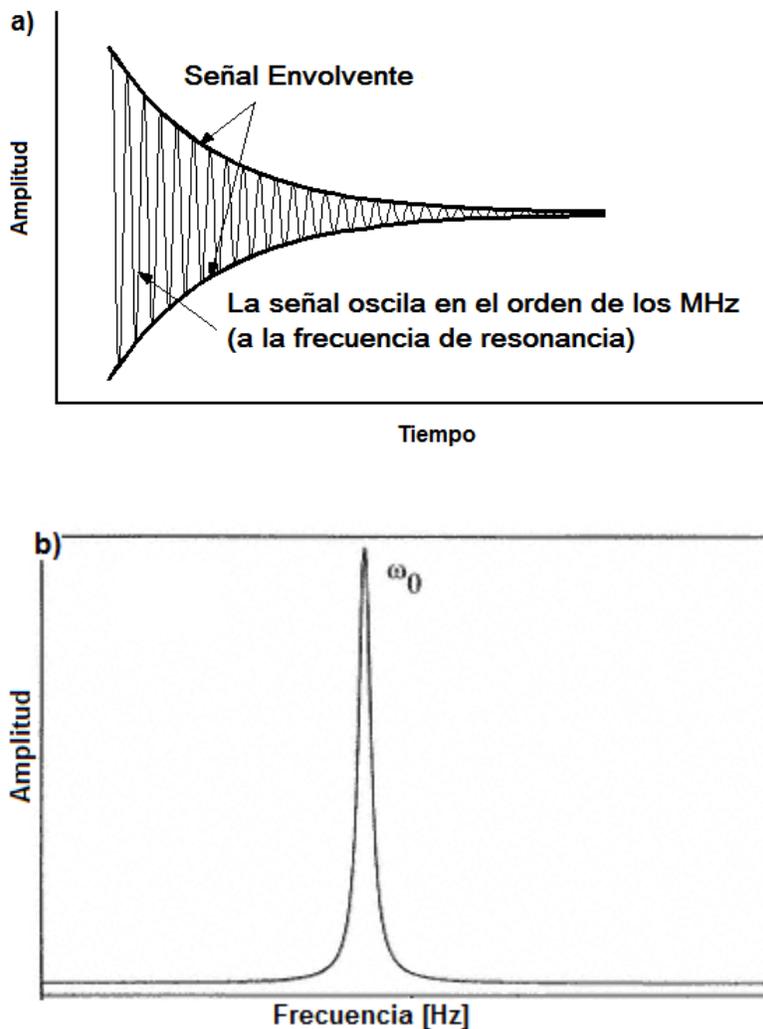


Figura 11. a) Señal FID; b) Transformada de Fourier de la señal FID.

2.2 Ubicación espacial de la señal y Sistema de Imagenología por Resonancia Magnética

2.2.1 Codificación espacial

En IRM utiliza la dependencia entre la frecuencia con el campo para poder ubicar espacialmente las señales en diferentes regiones del espacio. El campo magnético externo puede variar aplicando gradientes de campo magnético, estos gradientes son pequeñas perturbaciones que se añaden al campo B_0 , causando una perturbación menor al 1%. El campo magnético es dependiente de la localización en el imán y se puede expresar de la siguiente forma:

$$B_i = B_0 + (G_T \otimes r_i) \tag{6}$$

donde B_i es el campo en la localización r_i y G_T es la magnitud del gradiente empleado. En general, existen tres gradientes principales dentro del sistema de IRM: gradiente selector de corte, gradiente codificador de fase y gradiente codificador de frecuencia (o lectura).

Considerando así, la acción de los gradientes de campo magnético, podemos replantear la expresión de la frecuencia de Larmor de la siguiente manera:

$$\omega_i = \gamma(B_0 + G \cdot r_i) \tag{7}$$

donde ω_i es la frecuencia de los protones en la posición r_i y G representa la amplitud total del gradiente. Para ejemplificar el efecto de los gradientes veamos el ejemplo de la Figura 12:

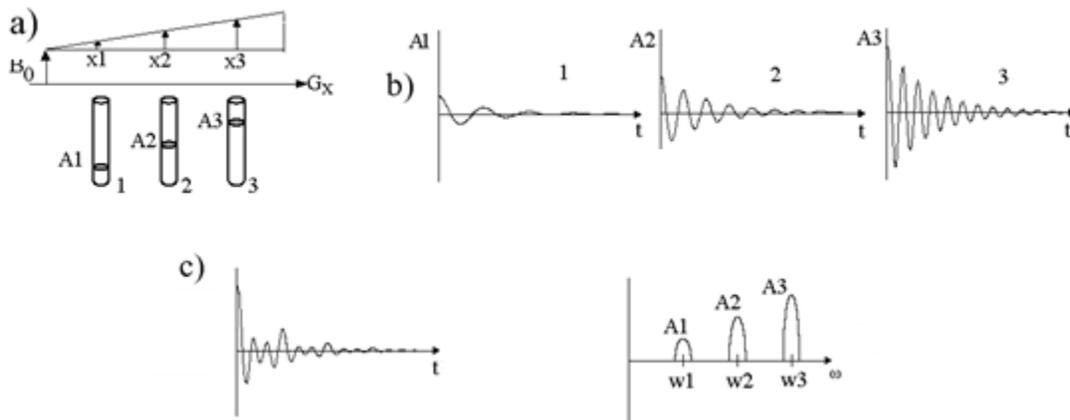


Figura 12. a) Debido a la variación lineal del gradiente G_x , las muestras 1, 2 y 3 presentarán cambios en sus frecuencias ω_i , donde i representa las posiciones x_1, x_2 y x_3 . b) Para cada una de las muestras se presentan diferentes amplitudes y frecuencias debido a sus posiciones. c) Señal total resultante.

En la Figura 12a supongamos que cada una de las muestras contiene agua, en cada una de las posiciones experimentan un campo magnético diferente debido al gradiente. Si excitamos con pulsos de RF a la frecuencia de Larmor, los protones comenzarán a precesar a diferentes frecuencias $\omega_1 \neq \omega_2 \neq \omega_3$ debido a la ecuación 7, por lo tanto, se tendrán diferentes señales (Figura 12b). Cada una de las señales es sumada, obteniendo así una señal total del volumen, en donde se está excitando con el pulso de RF (Figura 12c). Así, conocemos la relación entre frecuencia y posición y así se genera una imagen unidimensional.

Un pulso de RF selectivo tiene dos componentes: una frecuencia central y un intervalo o ancho de banda de frecuencias. Cuando el pulso es transmitido en presencia de un gradiente de selección de corte, una región del tejido alcanza la condición de resonancia y absorbe la energía de RF. Debido a que la frecuencia central del pulso determina la localización de la región, se puede cambiar o elegir diferentes posiciones del corte cambiando la frecuencia central, como se puede apreciar en la Figura 13. El grosor del corte está determinado por la intensidad del gradiente G_{SS} y el ancho de banda de frecuencias $\Delta\omega$ incluidas en el pulso de RF.

$$\Delta\omega = \gamma\Delta(G_{SS} * \Delta z) \tag{8}$$

Se puede modificar el ancho del corte de dos formas como se ilustra en la Figura 13:

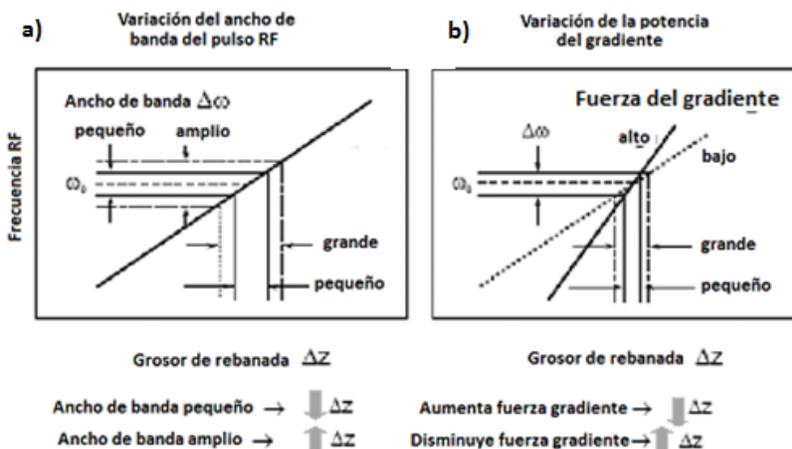


Figura 13. Formas de modificar el grosor del corte seleccionada.

En la Figura 13 se muestran dos formas para poder modificar el grosor de corte de selección, una es modificando el ancho de banda del pulso de RF (Figura 13a) y también se puede realizar un cambio en el ancho del corte de selección, modificando la fuerza del gradiente que se aplica para la selección de ese corte (Figura 13b).

2.3 Espacio k.

El espacio k es generado en un espacio de datos analógicos, como lo muestra la figura 14, en donde el cero del espacio k se encuentra cuando el gradiente de codificación en fase está apagado, para este caso en particular, se tienen 256 pasos en codificación en fase y si se recorren en el espacio de -127 a 128 se generan las 256 diferentes frecuencias para llenar el espacio k. El eje de las Y está determinado por la dirección de la codificación de fase, conforme se avanza en dicho eje, cada bloque de señales es adquirida con una mayor intensidad del gradiente de codificación de fase, asumiendo una mayor intensidad en el paso +128 [12]. De manera similar, si se va descendiendo en el mismo eje Y, la señal adquirida va aumentando con la diferencia de que tienen una dirección contraria, encontrando la máxima amplitud en el paso -127.

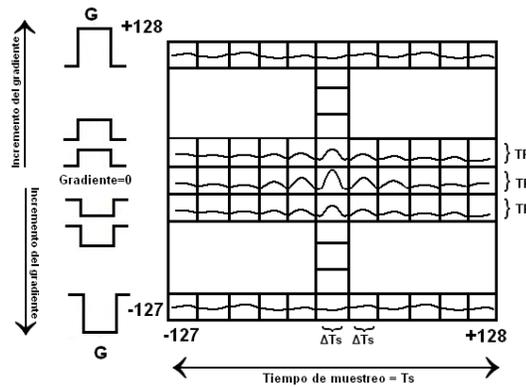


Figura 14. Llenado del espacio k donde la acción del gradiente de codificación varía en fase y amplitud.

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

Indicando el número de vueltas alrededor de una posición particular \mathbf{r} , como la densidad del espín, $\rho(\mathbf{r})$, la señal de la muestra puede ser escrita de la siguiente manera:

$$S(t) = \iiint \rho(\mathbf{r}) \exp[i \cdot \gamma \mathbf{G} \cdot \mathbf{r}t] d\mathbf{r} \tag{9}$$

se define como el vector del espacio recíproco,

$$k = \gamma Gt \quad (10)$$

y la relación de Fourier entre la señal y la densidad del espín es:

$$S(k) = \iiint \rho(r) \exp[ik \cdot r] dr \quad (11)$$

$$\rho(r) = \iiint S(k) \exp[-ik \cdot r] dk \quad (12)$$

Así que k es la variable conjugada de r . La resolución de la imagen depende del espacio k , debido a la naturaleza oscilatoria de las señales, la forma del espacio de los datos del espacio k , es una serie de anillos concéntricos de intensidades de señal con bandas 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 avanza del centro a la periferia. Cabe mencionar que se puede suponer que la mayor parte de la información se encuentra al centro del espacio k , y que la escasa señal que se encuentra en la periferia se puede eliminar, pero esto no es favorable, ya que esta pequeña información contribuye al detalle fino de la imagen.

2.4 Secuencias para la formación de imágenes

Un diagrama de secuencia de pulsos 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.

2.4.1 Secuencias Básicas.

El diseño de las secuencias de pulsos es uno de los objetivos fundamentales en el avance de la RM. Aparte de obtener ponderaciones distintas sobre un mismo plano radiológico, su interés reside en la posibilidad de lograr tiempos de exploración cada vez más cortos. Ello ha dado origen al desarrollo de numerosas secuencias de pulsos con multitud de variantes y con nombres distintos según las casas comerciales. De todas formas las dos secuencias consideradas como básicas y fundamentales en la historia de la RM son la secuencia eco de espín (SE, por sus siglas en inglés) y la secuencia eco de gradiente (GRE, por sus siglas en inglés).

2.4.1.1 Secuencia Básica Eco de Espín

La secuencia básica SE consiste en enviar un primer pulso de 90° que excita los espines. Después de dejarlos relajarse un cierto tiempo ($TE/2$), durante el cual los espines se desfazan, se envía un segundo pulso de 180° de tal forma que invierta la posición de los espines respecto al campo magnético. Transcurrido exactamente

un nuevo intervalo de tiempo $TE/2$ se recolecta la señal. Después de un tiempo TR se vuelve a repetir el mismo proceso. En la figura 15 se indica la secuencia SE en forma esquemática.

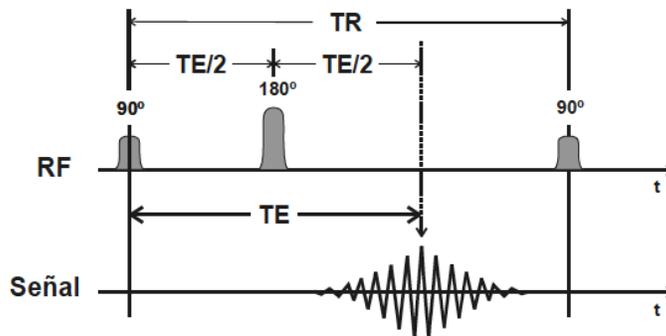


Figura 15. Esquema de la secuencia SE.

Si analizamos lo que ocurre a lo largo de la secuencia (Figura 16), observamos que al enviar el pulso inicial de 90° la magnetización M del voxel se traslada sobre el plano transversal y los espines están en fase (posición a). Inmediatamente después, debido a las variaciones en el campo magnético local percibido por los espines, cada espín empieza la relajación a una frecuencia propia, lo que trae como consecuencia que unos se adelanten y otros se retrasen. Estas variaciones son debidas por un lado a irregularidades en la homogeneidad del campo magnético externo y por otro a las interacciones con el entorno bioquímico (interacciones espín-espín). Como consecuencia, después del pulso inicial de 90° y tomando como base un sistema de referencia móvil a la frecuencia de precesión, como se indica en la figura 16 con la letra A uno de los espines que se retrasan (simbolizando el retraso en sentido contrario a las manecillas del reloj) y con la letra B uno de los múltiples espines que se adelantan (simbolizando el adelanto en sentido de las manecillas del reloj). Al término del tiempo $TE/2$ estos espines presentan un desfase (posición b de la figura) y en consecuencia la magnetización inicial M ha disminuido (el desfase implica una resultante menor). Como se han considerado todos los factores que influyen sobre el desfase, el decrecimiento de la magnetización obedece al valor de T_2 .

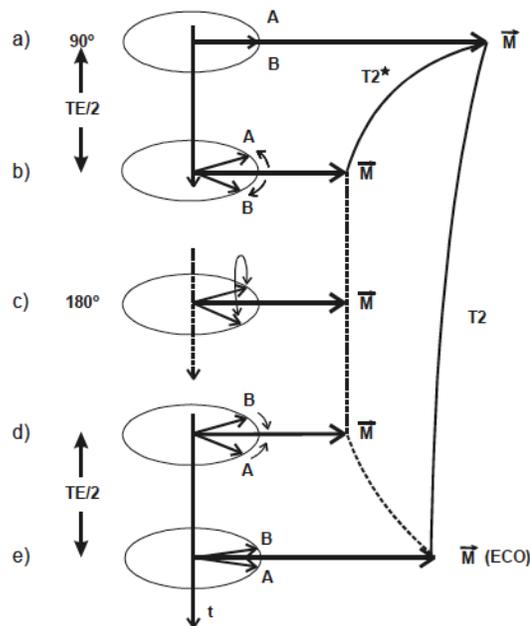


Figura 16. Después del pulso de 90° , el valor de M decrece por el efecto espín-espín y las inhomogeneidades del campo magnético ($T2$). Después de enviar un pulso de 180 , invertimos el efecto de la inhomogeneidad y de las interacciones que actúan de forma fija sobre los espines y transcurrido el tiempo TE el valor que medimos de la M únicamente refleja el decrecimiento debido a la interacción espín-espín regulada por $T2$.

Si después de un tiempo (denominado $TE/2$) enviamos un pulso de 180° de tal forma que invierta la posición de los espines respecto al campo magnético, los espines A que se habían retrasado quedan ahora, al invertir su posición, adelantados en el mismo ángulo de desfase (posición d respecto a la posición b) y lo mismo ocurre con los espines B que se habían adelantado, ahora quedan atrasados. El valor de la magnetización resultante es el mismo. Aunque se haya invertido la posición de los espines, las causas que originaban el desfase continúan actuando. Aquellas causas que por actuar de una manera fija implicaban un retraso en los espines (actuaban disminuyendo la frecuencia de relajación) continúan retrasando los espines y por tanto los núcleos B continuarán por esta causa retrasándose en sentido contrario a las manecillas del reloj. De la misma forma los espines A que se habían adelantado por causa de que percibían de una manera fija un campo magnético local mayor, continúan adelantándose en sentido de las manecillas del reloj pero ahora parten de una situación de retraso. Por tanto los espines se van a reenfocar (A y B se acercarán). Evidentemente si dejamos transcurrir exactamente el mismo tiempo $TE/2$, los espines se encontrarían en la posición inicial, es decir en fase (posición e). Esto sería cierto si las causas que originan el desfase actuaran siempre de la misma forma (por ejemplo inhomogeneidades del campo magnético externo, interacciones

fijas) es decir que siempre en el mismo lugar implicaran la misma variación. Sin embargo las interacciones espín-espín aleatorias no se corrigen con el pulso de 180° y por lo tanto después del tiempo TE los espines presentan un cierto desfase y la magnetización ha disminuido respecto a la inicial en un valor que depende de T_2 , es decir un valor corregido de las inhomogeneidades magnéticas fijas. La ventaja de la secuencia SE es que permite corregir las inhomogeneidades del campo magnético. La señal obtenida se denomina eco por similitud de la inversión con la reflexión de un eco.

Una vez captada la señal se deja relajar la magnetización y al cabo de un tiempo de repetición TR se repite la secuencia. Debido a que el tiempo TR es mucho mayor que el tiempo TE, una posibilidad muy útil en la práctica es obtener varios ecos dentro del mismo TR. Para ello después del primer eco se deja transcurrir de nuevo un tiempo TE/2 de desfase y se vuelve a enviar un pulso reenfoCADOR de 180° , captando un nuevo eco al cabo de un tiempo TE/2 y así sucesivamente (figura 17).

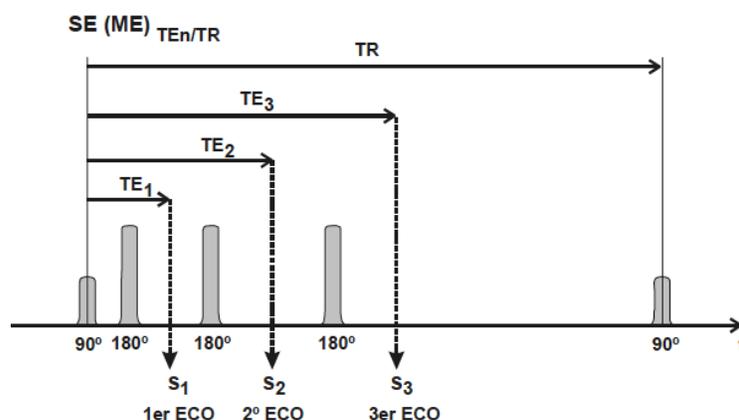


Figura 17. Esquema de la secuencia SE con múltiples ecos (ME) en los que puede obtenerse la señal.

Cuando existen inhomogeneidades del campo magnético, si se mantienen fijas en el tiempo y en el espacio, son corregidas mediante secuencias SE. Es decir las secuencias SE no son influenciadas por los problemas que implican variaciones de susceptibilidad magnéticas. Por ejemplo los microcambios de susceptibilidad magnética en el interior del hueso trabecular implican un desfase en los núcleos de hidrogeno de la médula ósea que al actuar de forma fija, pueden ser corregidos mediante secuencias SE, mientras que se obtendrá una menor señal si se utilizan secuencias que se ponderen en T_2 .

En las imágenes obtenidas mediante la secuencia SE, la ponderación de la imagen viene regulada por TE y TR. Hemos de partir de la base de que en toda imagen SE:

- Están presentes los tres factores D, T_1 y T_2 .
- Cuanto mayor es el TE, mayor es la ponderación en T_2 .
- Cuanto menor es el TR, mayor es la ponderación en T_1 .

Como regla general se considera la siguiente tabla.

	TE corto	TE largo
TE corto	Imagen ponderada en T_1	Contraste mixto
TR largo	Imagen ponderada en D	Imagen ponderada en T_2

2.4.1.2 Secuencia Básica Eco de Gradiente

La secuencia de eco de gradiente se desarrolló con el fin de obtener imágenes en tiempos cortos [8]. En las secuencia SE clásicas, los tiempos de obtención de las imágenes son del orden de los minutos ya que enviar un pulso inicial de 90° y después otro de 180° requiere de tiempo y además hay que recuperar la magnetización entre cada TR. Uno de los objetivos permanentes en el uso clínico de la RM es el disminuir los tiempos de obtención de las imágenes. Para obtener imágenes más rápidas en secuencia SE podríamos tratar de utilizar tiempos TR mas cortos, sin embargo este acortamiento implicaría problemas de contraste en la imagen al ponderarla hacia T_1 .

Otra posibilidad seria el tratar de obtener imágenes sin tener que utilizar el pulso de 180° . Para ello una vez enviado el pulso inicial, tendríamos que poder obtener una medida mientras los espines se están desfasando. Una manera de lograrlo es interferir en el proceso normal del desfasamiento de los espines, ponderando mediante un gradiente de desfase (con lo que la señal disminuiría), para después, invertir el gradiente (gradiente de reenfase), y aumentar la señal hasta el valor que le correspondería por su decaimiento normal en T_2 . Con ello se puede detectar fácilmente una señal (eco de gradiente). Este conjunto de dos gradientes (desfase y reenfase) de igual amplitud y tiempo de aplicación pero de signos opuestos recibe el nombre de gradiente bipolar (figura 18).

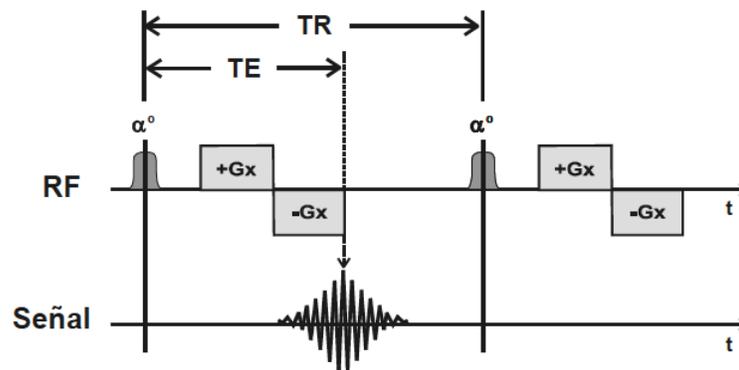


Figura 18. Esquema de la secuencia GRE. Después de un pulso inicial se aplica un gradiente bipolar (+Gx,-Gx) par obtener un eco de gradiente. El tiempo entre el pulso inicial y la captación del eco se llama TE.

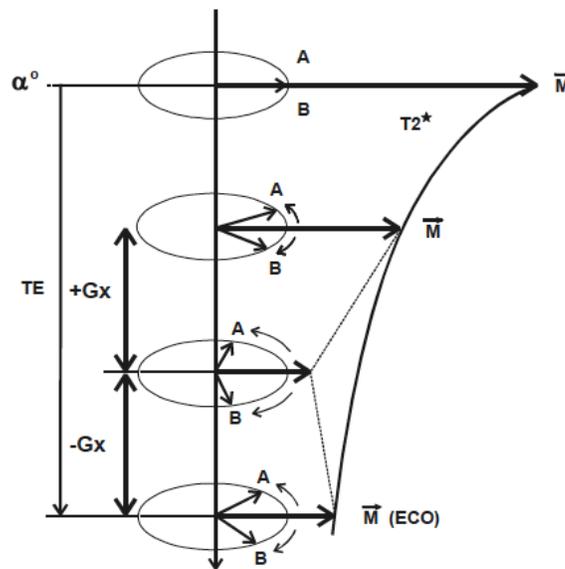


Figura 19. Estudio de la secuencia GRE. Después de un pulso inicial, el valor de M decrece por el efecto espín-espín y las inhomogeneidades del campo magnético. Si activamos un gradiente bipolar (+Gx,-Gx), el gradiente +Gx actúa durante un cierto tiempo aumentando el desfase y por tanto M disminuirá. Al invertir el gradiente (-G) y actuar durante el mismo tiempo, produce el reenfase de los espines, anulando el efecto de +Gx, con lo que la M crece hasta el valor que tendría si se hubiese decrecido pero de esa forma podemos detectar fácilmente una señal (ECO DE GRADIENTE).

En las secuencias GRE, el valor del TE continua siendo el tiempo entre el pulso inicial y la captación del eco de gradiente. La obtención de la señal del eco mediante

una inversión de gradientes (gradiente bipolar) permite la obtención de la señal con TE muy cortos con lo que también los tiempos TR pueden ser mas cortos y en consecuencia, los tiempos de adquisición son mucho menores que en las secuencias SE.

Mediante secuencias GRE la ponderación de la imagen es un fenómeno muy complejo que depende críticamente de los valores del pulso inicial, del valor del TE y del valor del TR

Se denominan ponderadas en T_1 -GRE, cuando los líquidos en reposo aparecen hipointensos y ponderadas en T_2 cuando los líquidos aparecen hiperintensos. Mediante secuencias GRE podemos logra imágenes ponderadas en T_2 pero con tiempos mucho menores que la T_2 SE.

Por lo tanto, al no corregirse las inhomogeneidadess externas como ocurría en la secuencia SE, la secuencia GRE se ponderará en T_2 . En general estas imágenes son mas artefactadas y con más ruido que las SE .

La presencia de elementos metálicos en la zona a explorar (prótesis, clips, etc.) produce cambios locales en el valor del campo magnético (variaciones de susceptibilidad) lo que implica que los núcleos de hidrogeno perciban campos magnéticos distintos y por tanto el desfase aumente. Al actuar de forma fija, este desfase se corrige en las secuencias SE mediante el pulso de 180° , mientras que no se corrige en las secuencias GRE. En consecuencia las imágenes aparecen con pérdida de señal y mucho mas artefactadas en las secuencias GRE. Por lo que siempre que sea posible, en presencia de elementos metálicos habrá que evitar las secuencias GRE.

Las secuencias GRE son de utilidad en multitud de casos no tan solo por su rapidez sino por ser más sensibles a los cambios en la susceptibilidad magnética, la presencia de iones que distorsionan el campo magnético produciendo variaciones de susceptibilidad magnética que son fácilmente detectables, independientemente de si estas variaciones actúan de una forma fija o aleatoria. De esa forma por ejemplo pueden observarse la caída de señal originada por la presencia de hemosiderina como secuela antigua de una hemorragia.

Las secuencias GRE, aparte de ser secuencias más rápidas que las SE, producen menor depósito energético ya que utilizan menos emisión de RF en especial al eliminar el pulso de 180° . Por ello, presentan menos problemas con los límites aconsejados para el depósito energético en las exploraciones. Por otro lado al obtener el eco mediante la acción de los gradientes son mucho mas ruidosas que las SE.

En la tabla siguiente se resumen algunas diferencias entre las secuencias clásicas:

	ESPIN ECO (SE)	ECO DE GRADIENTE (GRE)
ECO	espín (radiofrecuencia)	Gradiente
Depósito Calórico	↑ (limitaciones)	
Ruido		↑ (Gradientes)
Parámetros	TE, TR	α° , TE, TR
Ponderación	D, T ₁ , T ₂	D, T ₁ , T ₂
Rapidez		↑↑↑
Heterogeneidades	Corrige	No corrige
Susceptibilidad magnética		Muy sensible

2.5 Componentes del sistema de IRM.

2.5.1 Introducción.

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

2.5.2 El Imán

Los primeros sistemas fueron basados en imanes resistivos refrigerados por medio de agua. Los sistemas de IRM modernos utilizan imanes superconductores. La razón de esto son los altos campos deseables para IRM. Los imanes resistivos y permanentes de cuerpo entero se limitan a un campo magnético de alrededor 0.3 Tesla. Los imanes superconductores pueden generar campos mucho más intensos. Estos imanes se construyen de materiales tales como aleaciones de NbTi que, por debajo de una temperatura crítica cerca de 9°K, pierden su resistencia y se convierten en superconductores. La corriente fluiría en las antenas indefinidamente, con la condición de que la temperatura esté por debajo de la temperatura crítica y para esto se utiliza helio líquido. Los campos de estos imanes son muy estables en el tiempo, que es esencial para un sistema de IRM. Por supuesto, uno de los requisitos más importantes para la resonancia magnética es que el campo sea tan homogéneo como sea posible. Para este propósito, en el momento de la instalación, el campo se fija tanto como sea posible con bloques ferromagnéticos que se usan dentro del imán. Aunado a esto, se coloca un sistema de antenas compensadoras. De esta

manera es posible mejorar no solamente la homogeneidad intrínseca del imán, sino también se reducen los efectos del campo debido a las diferencias de la susceptibilidad en el objeto que es escaneado.



Figura 20. Imán Superconductor.

2.5.3 Antenas de Gradiente

La generación de una pequeña variación lineal del campo magnético B_0 es conocida como gradiente de campo o simplemente como gradiente (figura 21). 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.

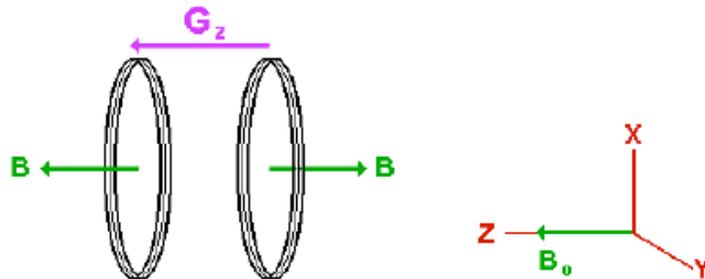


Figura 21. Ejemplo de antenas de que producen un gradiente lineal del campo B_0 a lo largo del eje z .

Para producir un gradiente lineal en las otras dos direcciones se requiere que las antenas funcionen a lo largo de las otras direcciones del imán, como lo muestra la siguiente figura.

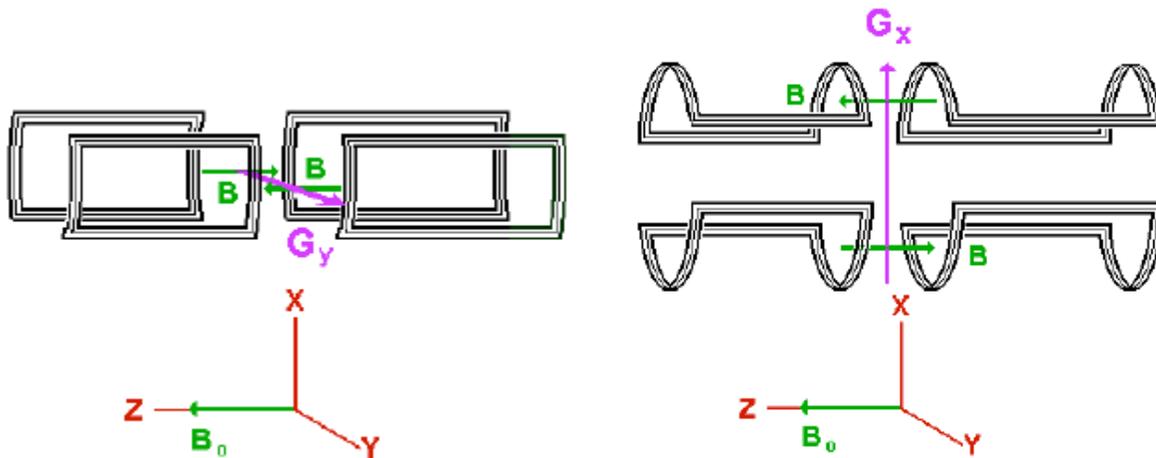


Figura 22. Antenas para producir gradientes lineales del campo en B_0 en la dirección Z

2.5.4 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 adecuada a la frecuencia de Larmor. Cuando esta corriente es aplicada a la antena de RF 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.

2.5.4.1 Transmisor

El transmisor tiene que generar pulsos de RF con una adecuada frecuencia central, un ancho de banda, amplitudes y fases con el objetivo de excitar solo los núcleos dentro del corte deseado. La posición del corte y la intensidad del gradiente de selección del mismo determinan la frecuencia central del pulso. El ancho de banda, o el intervalo de frecuencias dentro del pulso, controlan el espesor del corte; 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.

2.5.4.2 Antenas de RF.

Las antenas de RF pueden ser consideradas 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 ; 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).

2.5.4.3 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 que es medido en decibeles (dB) se conoce como figura de ruido (NF , noise figure) y se define como:

$$NF = \frac{CSR_{salida}}{CSR_{entrada}} \quad (14)$$

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

2.5.4.4 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 $\pm 16\text{KHz}$, 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.

2.5.5 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 la

computadora principal, tantos subsistemas requieren de su propio microprocesador cuyos comandos serán cargados directamente de la computadora principal. Un sistema de IRM típico tiene una consola, sobre la que el operador describe el estudio en términos de la secuencia de pulsos, su temporización, algunos factores geométricos, etc.

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 de 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 ó impresión y se guardan como archivos en la misma, y en su caso se transmiten vía red.



Figura 23. Consola de control del Sistema de Resonancia Magnética de 1.5T del Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía, Manuel Velazco Suarez.

CAPÍTULO III

ANTENAS DE RADIO FRECUENCIA (RF) PARA IRM.

Introducción

La resonancia eléctrica es un fenómeno que se produce en un circuito en el que existen elementos reactivos (bobinas y capacitores) cuando es recorrido por una corriente alterna de una frecuencia tal que hace que la reactancia se anule, en caso de estar ambos en serie, o se haga infinita si están en paralelo.

Las antenas de RF son dispositivos fundamentales para la adquisición de la señal de RM. Son llamadas así porque 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 [13], 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. 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.

3.1 Componentes eléctricos de una antena de RF

Las antenas de RF pueden ser caracterizadas por parámetros como su inductancia (L), capacitancia (C), pérdida de resistencia (R) y su factor de calidad (Q). Las antenas pueden ser representadas por un circuito equivalente RLC [14], como lo muestra la figura 24.

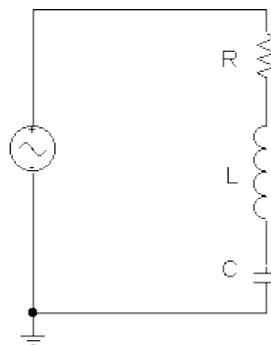


Figura 24. Circuito RLC.

3.1.1 Inductancia

La inductancia en las antenas de RF, se define en términos del flujo magnético producido en función de la corriente que circula en la misma. La inductancia es una medida del flujo a través de la antena producida por unidad de corriente.

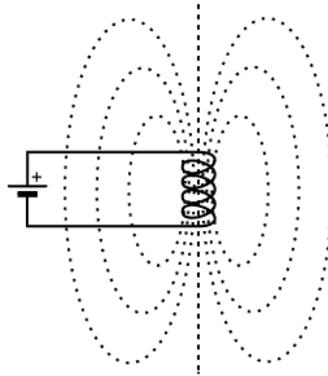


Figura 25. Flujo magnético de una antena.

Cualquier antena superficial u otro circuito resonador de RF produce un flujo magnético proporcional a la corriente. La energía se almacena debido a este flujo magnético, y podemos obtener la inductancia con esta energía almacenada. La energía magnética total almacenada en una antena de RF es:

$$W_m = \frac{1}{2} \int \frac{1}{\mu} |B_1|^2 dv \quad (15)$$

donde μ es la permeabilidad magnética. La potencia disipada en la antena está dada por:

$$P_{ave} = \frac{1}{2} |I|^2 R \quad (16)$$

en donde I es la corriente a través de la antena y R es la resistencia de la antena. La energía almacenada debido a un inductor, L ,

$$W_m = \frac{1}{2} |I|^2 L \quad (17)$$

donde L es la inductancia de la antena, entonces de la ecuación 15, la inductancia es:

$$L = \frac{1}{|I|^2} \int \frac{1}{\mu} |B_1|^2 dv \quad (18)$$

En las antenas de IRM la inductancia es del orden de nano Henrios (nH), pero existen diferentes tipos de geometrías de antenas y a continuación se muestran las formas del cálculo de la inductancia [13].

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

$$L = a\mu \left| \ln \frac{16a}{d} \right| - 1.75 \quad (19)$$

La inductancia de una antena rectangular con lados d_1 y d_2 y radio del alambre b , $d_1, d_2 \gg b$.

$$L = \frac{a}{\mu} \left| d_1 \cosh^{-1} \left| \frac{d_2}{b} \right| + d_2 \cosh^{-1} \left| \frac{d_1}{b} \right| \right| \quad (20)$$

La inductancia de una antena senoidal de radio a , longitud l , y N vueltas.

$$L = \frac{\mu N^2 \pi a^2}{l^2} \left| l^2 + a^2 \right|^{\frac{1}{2}} - a \quad (21)$$

La impedancia debida a un inductor es $+X_L$, donde la reactancia inductiva X_L esta dada por:

$$X_L = fL \quad (22)$$

donde $f=2\pi$, la reactancia inductiva siempre es positiva. Por supuesto, en la práctica un inductor no es sólo inductancia pura, tiene pérdidas por la resistencia (R) debido sobre todo, a la resistencia del alambre y pérdidas debido a las corrientes parásitas. En la antena se tiene una reactancia compleja Z , que es la razón de voltaje a corriente a través de un dispositivo,

$$Z = R + jX_L \quad (23)$$

Generalmente la impedancia de la antena es similar a la impedancia de la interfaz de la RM, típicamente de 50Ω y sin componente imaginario.

3.1.2 Capacitancia

Los capacitores se encargan de almacenar energía en un campo eléctrico. La energía se almacena en dos placas creando un campo eléctrico entre las mismas.

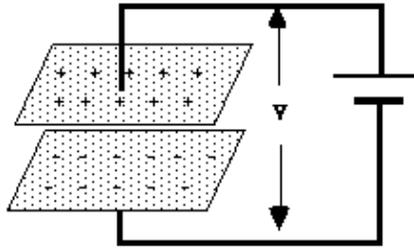


Figura 26. Cargas eléctricas acumuladas en la placa de un capacitor.

Debido a esto la energía total almacenada es:

$$W_E = \frac{1}{2} \int \epsilon |E|^2 dv \tag{24}$$

El campo eléctrico es proporcional al voltaje aplicado V. Usando una expresión similar a la de la inductancia podemos definir la expresión para la capacitancia:

$$W_E = \frac{1}{2} \int \epsilon |E|^2 dv = \frac{1}{2} CV^2 \tag{25}$$

donde ϵ es la permeabilidad del material, $\epsilon = \epsilon_0 \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9}$ F/m en aire. De la ecuación 24, tenemos una expresión para la capacitancia en términos del campo eléctrico:

$$C = \frac{1}{|V|^2} \int \epsilon |E|^2 dv \tag{26}$$

Las unidades de la capacitancia son los Faradios, y valores usualmente en RM están en el intervalo de 1 a 1000 picofaradios. En los campos eléctricos variantes en el tiempo, los conductores crean pérdidas, por lo que es importante que el condensador sea construido con un material con muy pocas pérdidas. La impedancia de un capacitor que se presenta en un circuito es $-X_C$, y la reactancia capacitiva está dada por:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \tag{27}$$

3.1.3 Resistencia

La resistencia es uno de los puntos más importantes para los diseñadores de antenas. En las antenas transmisoras, el paso de corriente a través de una resistencia resulta en una pérdida de energía en forma de calor. En las antenas receptoras, el ruido recibido es proporcional a la resistencia de la antena

$$V_{ruido} = \sqrt{4kT\Delta f R_{antena}} \tag{28}$$

donde k es la constante de Boltzman, T es la temperatura efectiva, Δf es el ancho de banda y R_{antena} es la resistencia de la antena. Algunos factores pueden contribuir en la resistencia de la antena, por ejemplo, las pérdidas en la superficie de la misma, y algunos componentes usados en la interfaz. Adicionalmente ocurren algunas pérdidas debido al campo eléctrico, cuando está interactuando con la muestra y a la radiación de energía de la antena.

Por lo cual el desempeño de la antena puede ser medido por el factor de calidad Q , que está dado por:

$$Q = 2\pi \frac{\text{máxima energía almacenada}}{\text{energía disipada por ciclo}} \quad (29)$$

Este factor Q puede reflejar la homogeneidad del campo magnético, el CSR y la sensibilidad de la antena, en donde el cociente señal a ruido (CSR) es una relación importante que sirve para describir el desempeño de un sistema de IRM y las antenas RF. El CSR es usado para la evaluación de la imagen, como medición de la mejora del contraste, medición de la secuencia de pulso, comparación de las antenas RF y como una medición de calidad. El CSR se define como el cociente entre el nivel de la señal y el nivel del ruido, por lo cual es un factor fundamental en la evaluación de las imágenes generadas por cualquier antena de RF, así se podrá determinar su función. El CSR es proporcional a la raíz cuadrada del factor de calidad de la antena Q cuando la antena tenga carga (Q_L). Para optimizar el CSR, tenemos que estar seguros de que el ruido del paciente o de la muestra es dominante y que las pérdidas de la antena no juegan un papel importante en el CSR [15], por lo tanto:

$$CSR = \sqrt{\frac{Q_L}{V_{\text{eff}}}} \quad (30)$$

donde V_{eff} es el volumen integral de la energía magnética normalizada en la antena. Otro parámetro importante que influye en el CSR de una antena de RF está dado por la región de interés ya que a un volumen pequeño será mayor la sensibilidad de la antena, pero cabe mencionar que esto se verá reflejado cuando la antena sea de dimensiones lo más cercanas posibles a la región de interés (ROI). El factor de calidad será alto cuando exista la mayor razón de densidad de flujo producido por la disipación de energía en la antena.

3.2 Ajuste y sintonía (*Matching y Tuning*).

El ajuste y la sintonía básicamente se logran poniendo un capacitor en paralelo y uno en serie con las terminales del circuito, como se muestra en la figura 27. La antena de RF debe ser sintonizada tomando en cuenta los efectos de carga [14]. El capacitor de ajuste 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 sintonía mantiene ajustada la frecuencia de resonancia de la antena de RF según la intensidad del campo y del núcleo.

El proceso de ajuste y sintonía no son tan sencillos como parece, se afirma esto en base a nuestra experiencia. En la figura 27 se puede observar que el 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:

$$Z_T = Z_A + Z_{EQ} \tag{31}$$

donde $Z_{EQ} = Z_s + Z_{Antena}$, con Z_A como la impedancia del capacitor de ajuste, Z_s como la del capacitor de sintonía y Z_{Antena} como la impedancia de la antena. La expresión queda:

$$Z_T = \frac{j\omega L_{Antena} + R_{Antena}}{1 - \omega^2 L_{Antena}(C_A + C_S) + j\omega C_A R_{Antena}} \tag{32}$$

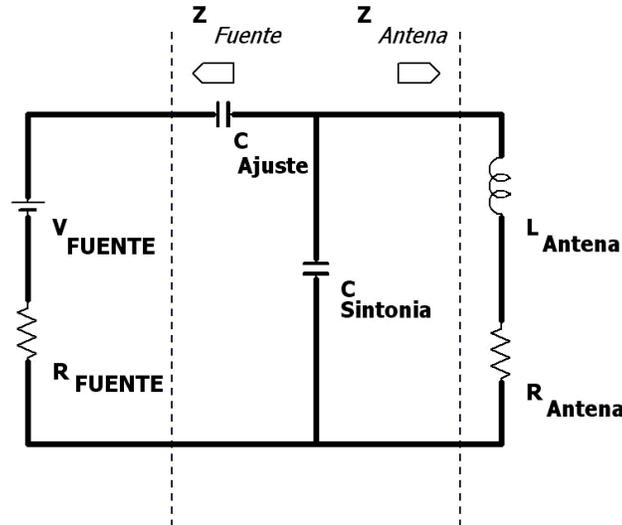


Figura 27. Esquema de la conexión de los capacitores de ajuste y sintonía.

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

3.3 Clasificación de las antenas de acuerdo a su forma

Las antenas de RF son clasificadas de acuerdo a su forma como antenas de volumen o antenas de superficie. Las antenas de volumen son generalmente utilizadas para transmitir aunque se puede utilizar también con una muy buena efectividad como antenas de recepción.

3.4 Clasificación de las antenas de acuerdo a su función

En general, las antenas de RF pueden ser clasificadas de acuerdo a su función en tres categorías:

- *Transmisoras*
- *Receptoras*
- *Transceptoras (Transmisoras y Receptoras)*

Cuando una antena opera en modo de transmisión/recepción es llamada antena transceptora [16].

Las antenas transmisoras son utilizadas cuando la muestra es grande y generalmente vienen integradas en un sistema de resonancia magnética para humanos.

El propósito de las antenas de recepción es maximizar la señal detectada de la muestra y minimizar el ruido. Para minimizar el ruido e incrementar el CSR, las dimensiones de la antena deben corresponder a las de la muestra.

3.5 Clasificación de las antenas de acuerdo a su número de ejes

Las antenas de RF son clasificadas también dependiendo del número de ejes que tengan para captar la señal:

Antenas lineales o linealmente polarizadas, y éstas captan la señal a lo largo de un solo eje. Este diseño es fácil de construir, pero bastante ineficiente y no es capaz de extraer toda la información recibida.

Antenas de cuadratura o circularmente polarizadas, éstas reciben la señal por dos canales, la localización espacial de la magnetización se detecta de manera inequívoca, además del incremento del CSR en un 40% aproximadamente.

En la figura 28 se muestra en la parte izquierda una antena lineal. Es muy importante no colocar la antena dentro del sistema de resonancia magnética en la misma dirección del campo magnético principal, porque si no fuera así entonces la antena quedaría saturada y no obtendría ninguna señal que proviene de los tejidos. En la parte de la derecha se muestra una antena en cuadratura.

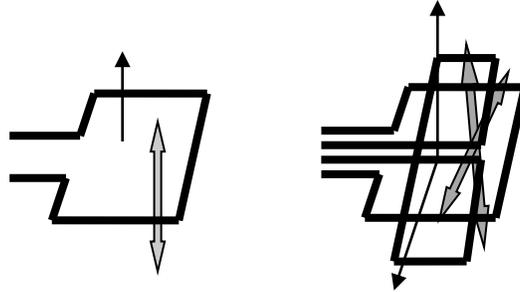


Figura 28. Antena lineal (izq), Antena en cuadratura (der).

La principal consideración para el diseño y construcción de las antenas de RF es la frecuencia de resonancia además de considerar el volumen de interés ya que de eso dependerá si se diseña y construye una antena de superficie o una antena de volumen y la uniformidad del campo magnético requerido. El factor de calidad descrito en la ecuación 29 que es consecuencia de los factores anteriormente mencionados, también juega un papel importante para el diseño.

Otros tipo de antenas son las conocidas como antenas de superficie que son utilizadas preferentemente como antenas de recepción únicamente debido a la menor uniformidad que producen [17]. Éstas consisten esencialmente en un arreglo de conductores planos y segmentados por medio de capacitores. Los capacitores son necesarios para establecer la frecuencia de resonancia de la antena. Las antenas de superficie, como su nombre lo dice, cubren solo una parte de la región de interés y su ventaja es que tienen un mejor CSR que las antenas de volumen. El campo magnético es mucho mayor cerca de la antena, así que cuando se aleja la muestra, el CSR se va decrementando rápidamente. Algunos ejemplos de antenas de superficie son mostradas en la siguiente figura 29.

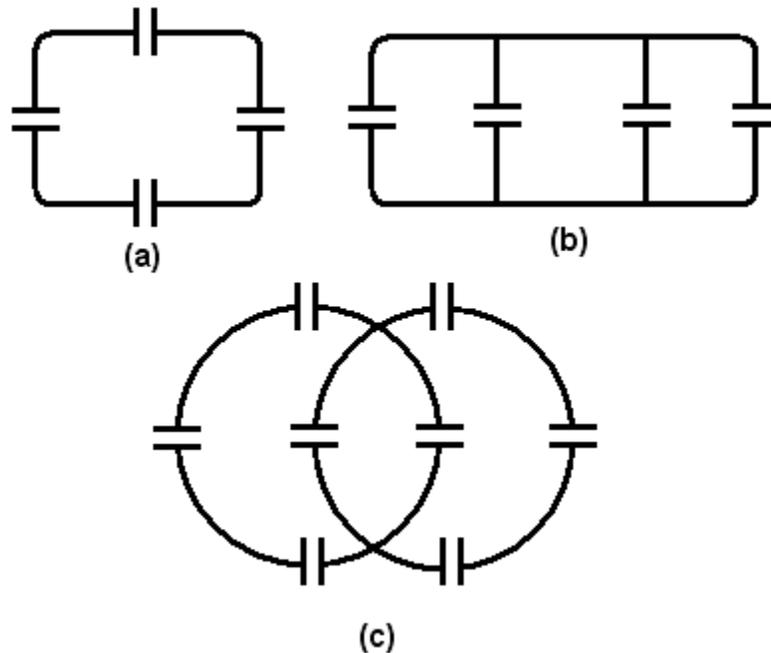


Figura 29. Arreglo de antenas superficiales segmentadas por capacitores.

Los ejemplos muestran una antena de superficie de un solo lazo (a), una antena de lazos múltiples (b) y un arreglo de antenas (c). En algunos sistemas se utiliza una configuración dual, esto es, el uso de una antena de volumen como transmisora y una antena de volumen como receptora. Esta configuración tiene los beneficios de la uniformidad de campo magnético producida por la antena de volumen y la alta sensibilidad de la antena de superficie que se ve reflejado en la calidad de la imagen obtenida. La configuración de las antenas de superficie de múltiple lazo es útil debido a que incrementa el pobre campo magnético generado por una antena de lazo simple, pero tiene la desventaja que se tiene que diseñar un desacoplamiento lo cual conlleva mucho más trabajo de hardware. El arreglo en fase es un diseño con mejoras significativas y consiste en lazos simples que operan independientemente uno de otro [17], como se muestra en la figura 29.c). También cuenta con la ventaja que puede cubrir una mayor región de interés y la cual mantiene un alto CSR dado por cada lazo de la antena.

3.6 Antenas de volumen

Algunos ejemplos de antenas de volumen son las antenas conocidas como Jaulas de Pájaro [18], la “silla de montar” (por sus siglas en inglés, saddle coil) [17] y la “modo transversal electromagnético” (por sus siglas en inglés, Transverse Electromagnetic Resonator) TEM [19]. En principio, la antena TEM es una línea de transmisión coaxial sintonizando una cavidad resonante en un modo TEM. Como tal, se

desarrolla el campo de radio frecuencia necesaria utilizando líneas de transmisión distribuidas, en lugar de los elementos agrupados o componentes discretos. Como resultado, la antena TEM tiene el potencial de ser más eficientes en altas frecuencias [19].

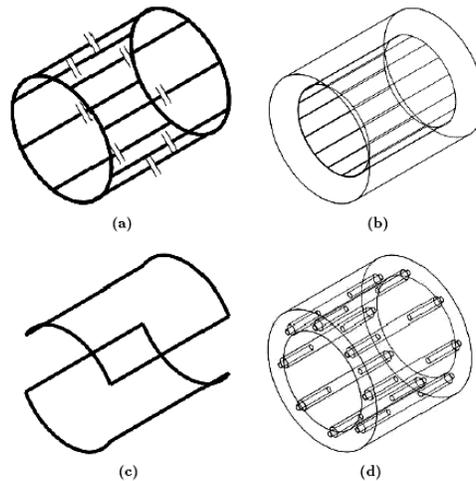


Figura 30. Ejemplos de antenas de volumen

La que generalmente se utiliza es la antena Jaula de Pájaro mostrada en la figura 30a, donde se observa que está constituida de conductores cilíndricos llamadas piernas que están a todo lo largo de la misma y están conectados a los aros conductores. El modo de funcionamiento de una antena Jaula de Pájaro se puede explicar cuando se genera un solo círculo de la corriente senoidal distribuido en las piernas.

Otra antena RF generalmente usada en su modalidad más simple, mostrada en la figura 30b, la cual consiste en un escudo que contiene varios conductores en su interior que se comportan muy similar a las piernas de las antena Jaula de Pájaro, sin embargo, esos conductores están conectados al escudo por medio de capacitores formando la línea de transmisión.

Las antenas de RF tanto para imagenología como para espectroscopia tienen dos importantes funciones:

- La excitación de los espines
- La detección del resultado de la precesión de los espines.

Para el caso de la transmisión las antenas de RF actúan como un transductor el cual se encarga de convertir la señal de RF en un campo magnético trasversal rotatorio del volumen de interés.

3.6.1 Antena Alderman–Grant.

La antena Alderman–Grant que aparece en la figura 31.a), muestra que la segmentación capacitiva, esto es la distribución uniforme de la capacitancia, es un método que reduce significativamente las pérdidas eléctricas debido a que más de la mitad de voltaje se mantiene a lo largo de la antena. Esta antena es usada frecuentemente para el intervalo de 5 a 15 MHz. La principal limitación de la antena Alderman–Grant es la pobre uniformidad de campo magnético B_1 y un flujo transversal que también es pobre. Las limitaciones, anteriormente mencionadas pueden ser resultado del uso de conductores aislados cruzados ya que forzarán a tener la óptima distribución de corriente sobre la superficie. Al mismo tiempo, el factor de calidad Q y la segmentación capacitiva pueden ser utilizados para mejorar la sintonización con grandes muestras a altas frecuencias. Las antenas en paralelo con conductores aislados cruzados han sido llamadas antenas Litz [20], mostrada en la figura 31.b).

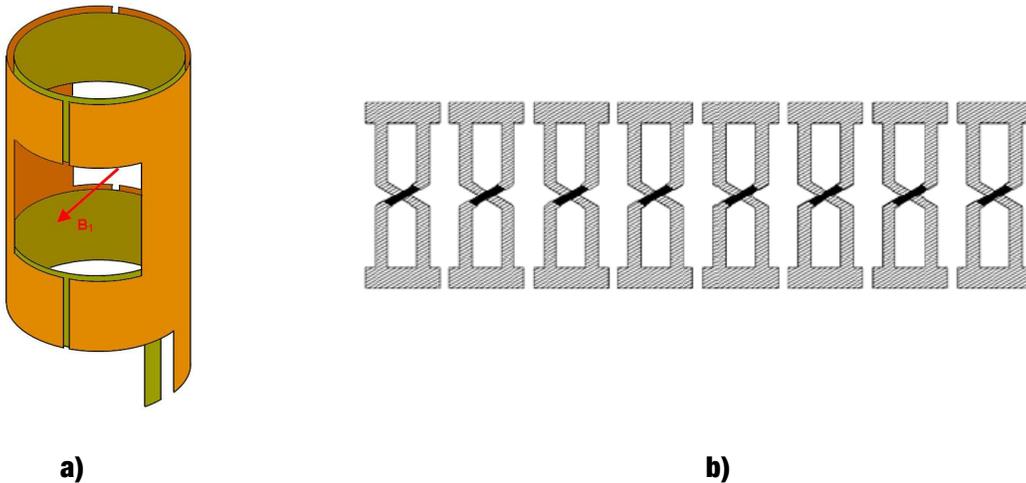


Figura 31. a) Antena Alderman- Grant, b) Antena Litz

3.6.2 Antena Jaula de Pájaro.

Introducción

Por más de una década, la antena de volumen Jaula de Pájaro “birdcage” ha sido utilizada para IRM debido a sus propiedades de polarización [21], y su capacidad de generar una alta homogeneidad bajo diferentes condiciones. En estas antenas, existen dos modos de vibración que producen campos magnéticos uniformes y perpendiculares entre sí.

Esta característica es lo que hace a estas antenas muy útiles en aplicaciones de IRM y ERM.

A altos campos con una carga variable, la antena Jaula de Pájaro tiene errores de homogeneidad que pueden ser solucionados con un complejo circuito de ajuste y sintonía para ajustar la impedancia a 50Ω , ya que esta es la impedancia de entrada de los amplificadores, con eso aseguramos la máxima transferencia de energía y así podemos transmitir la máxima información generada en la muestra.

Para el ajuste y sintonía se utiliza un circuito *LC*. Un circuito *LC* simple puede ser de dos tipos diferentes, puede ser un circuito serie o paralelo. La impedancia ideal de un circuito paralelo es infinitamente grande mientras que la impedancia ideal de un circuito serie es cercana a cero. Ambos circuitos, tanto el paralelo como el serie no pueden absorber eficientemente el pulso de RF ya que la energía es reflejada, por lo cual para el circuito paralelo se necesita bajar la impedancia agregando un capacitor en serie y para el circuito serie es necesario agregar un capacitor en paralelo. Un circuito simple *LC* tiene una sola frecuencia de resonancia. Un circuito complejo tiene varios modos resonantes. La antena Jaula de Pájaro tiene varios modos resonantes por ser un circuito complejo.

3.6.2.1 Modos resonantes de la antena Jaula de Pájaro.

Teóricamente, el número de modos corresponde al número de “piernas”. En una antena, por ejemplo, “pasa-bajas” con N piernas, si la capacitancia en cada pierna es la misma, el número N de modos resonantes será generado por $N/2$ modos. Teóricamente, la corriente que circula por las piernas de una antena Jaula de Pájaro sigue una distribución senoidal, como lo muestra la figura 32.

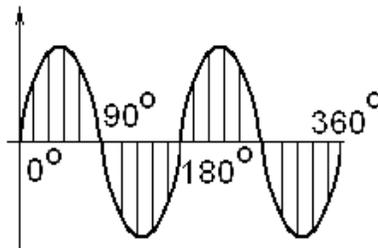


Figura 32. Distribución senoidal de la corriente en una Jaula de Pájaro de 4 piernas

Cuando la antena Jaula de Pájaro se construye con simetría, es decir que, se construye con dos anillos circulares conectados con N segmentos espaciados por un ángulo de $2\pi/N$, la homogeneidad generada será del doble. Los dos modos resonantes son ortogonales, es decir, la excitación en cuadratura de cada modo es con corrientes de igual magnitud, pero con diferencia de fase de 90° , y se produce un campo de RF circularmente polarizado. La potencia requerida para perturbar un núcleo con un campo de RF circularmente polarizado es la mitad de lo que se requiere con un campo linealmente polarizado, por lo cual la antena Jaula de Pájaro se polariza en cuadratura, como se muestra en la figura 33.

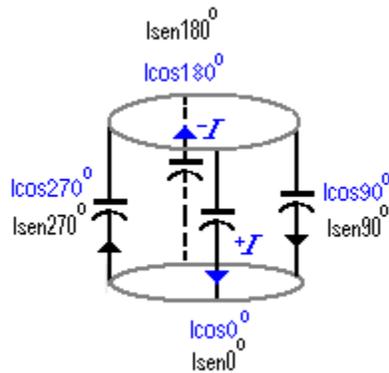


Figura 33.- Jaula de Pájaro en cuadratura.

3.6.2.2 Circuito eléctrico de una Jaula de Pájaro

Al considerar una antena Jaula de Pájaro de N piernas [22] con capacitores colocados como lo muestra la siguiente figura:

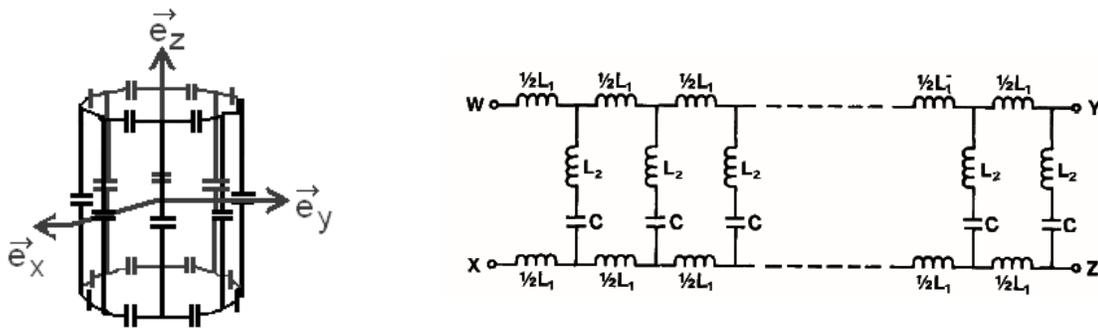


Figura 34.- a) Antena Jaula de Pájaro, b) Circuito equivalente.

Ésta se analiza por medio de su circuito equivalente con dos anillos que cierran el lazo. En donde las inductancias L_2 representan las piernas y están acopladas entre si por una inductancia mutua. Por otra parte, todas las inductancias $\frac{1}{2}L_1$ se refieren a los segmentos de los anillos que están inductivamente acopladas. El fenómeno de resonancia se explica considerando la onda de propagación en un periodo dentro de la estructura [23]. Cada uno de los elementos N repetidos de la línea de transmisión provoca un cambio de fase $\Delta\theta(\omega)$. El corrimiento total de fase está integrado por múltiplos de 2π ; por lo tanto, las condiciones de resonancia son $N\Delta\theta(\omega) = 2\pi M$, donde M es el número de modos resonantes. Un cambio simple de $\Delta\theta(\omega)$ se hace posible si la red es simplificada adjudicando a L_2 y a todas las inductancias mutuas un valor de cero. La simplificación de la red es con un filtro pasa bajas que tiene un espectro resonante de $N/2$ (asumiendo que N es número par) a las frecuencias dadas por:

$$\omega = \frac{2}{\sqrt{L_1 C}} \operatorname{sen} \frac{\pi M}{N} \quad (33)$$

donde $1 \leq M \leq N/2$. Una onda en modo de bajas frecuencias ($M=1$) genera una corriente en las piernas de la antena que es proporcional al seno de θ produciendo un campo B_I homogéneo. Para modos resonantes a altas frecuencias la Jaula de Pájaro produce menos homogeneidad de campo B_I . Para $M=N/2$, las piernas adyacentes de la antena tiene una corriente igual en magnitud, pero de fase contraria. Si se le da un valor realista a la inductancia L_2 que sea diferente de cero, es equivalente remplazar C con $C' = C / (1 - \omega^2 L_2 C)$ en la ecuación 33. Por lo tanto si se disminuye la L_2 del máximo modo de frecuencia resonante esto causa una disminución del ancho de banda del espectro de frecuencia. Por otro lado, si se toma en cuenta la inductancia mutua, esto provoca que aumente el ancho de banda del espectro de frecuencias. Una interpretación alternativa de la Jaula de Pájaro (pasa bajas) proporciona alguna idea intuitiva, suponiendo que existe un campo uniforme B_I , a lo largo de la dirección $\theta = 0$, en el cilindro. Considerando también un circuito cerrado formado por dos piernas situado en θ y $-\theta$, respectivamente, y conectadas por parte de cada uno de los extremos del anillo. El flujo a través de la red de este circuito cerrado y el voltaje inducido en el mismo serán proporcionales a $2\operatorname{sen} \theta$. El voltaje en los capacitores es muy pequeño debido a que la corriente en los conductores en $+\theta$ y $-\theta$ es cancelado por el voltaje acumulado en los conductores inductivos. Esta es la distribución de corriente requerida para asumir la producción de un campo B_I homogéneo. El N numero de segmentos de la Jaula de Pájaro, es proporcional a $N/2$ numero de lazos cerrados en paralelo.

La inductancia efectiva de la Jaula de Pájaro es menor que la antena “silla de montar” [20], con sólo dos anillos. Esta manera uniforme de distribución de corriente en la Jaula de Pájaro no produce la misma densidad de energía generada

cerca de los conductores de la antena “silla de montar”. La pérdida de uniformidad de campo cercana a los anillos de la antena silla de montar es debido a que la energía magnética es acumulada dentro de la muestra, por lo tanto esta antena tendrá un factor de eficiencia menor que la Jaula de Pájaro. Asimismo, los múltiples caminos paralelos de la Jaula de Pájaro reducen las pérdidas en comparación con la antena “silla de montar”. La causa principal de la inhomogeneidad del campo B_1 en la antena Jaula de Pájaro es debido a la caída de intensidad de campo en sus anillos.

En una antena larga, se genera una mayor sensibilidad uniforme para imágenes coronales y sagitales, por lo que en una antena más corta es mejor para imágenes axiales debido a que no adquiere ruido generado fuera del plano de la imagen.

El comportamiento del CSR de la antena Jaula de Pájaro está dentro de los límites propuestos para la sensibilidad de las imágenes por Hoult y Lauterbur [16]. Se consideran tres tipos de pérdidas reflejadas como ruido en las imágenes: la resistencia de la antena, las pérdidas por las corrientes espurias generadas magnéticamente en la muestra y las pérdidas dieléctricas o pérdidas de conductividad debido a inhomogeneidad del campo eléctrico en la muestra.

3.6.2.3 Inductancia mutua en una Jaula de Pájaro.

La inductancia mutua en la Jaula de Pájaro se basa en su circuito eléctrico, utilizando soluciones simples de mallas, lo cual garantiza una solución completa para su simulación y/o construcción [24]. Además los efectos de acoplamiento por cercanía o acoplamientos remotos no son considerados así que la teoría es implementada en varios grados de aproximación. La teoría predice que el espectro de frecuencias de resonancia tiene una exactitud media de 0.5%.

3.7 Arreglo de antenas

Existe un método de recepción simultánea de señales de RM [25] con un arreglo de antenas de RF traslapándose y que pueden cubrir el 100% de la RDI. Los arreglos pueden ser lineales y bidimensionales, y están formados por pequeñas antenas superficiales en un plano, o en una superficie casi plana. En este modelo, cada antena está asociada con un conjunto de receptores y preamplificadores independientes. Las salidas de los receptores se digitalizan, almacenan, y después de un corrimiento de fase, las señales de salida se combinan de una manera óptima. Con un algoritmo se combinan los datos de los elementos del arreglo en fase y se produce una imagen con un valor óptimo de CSR. Los arreglos en fase para RM generan de esta manera un CSR grande, similar al de una antena de superficie pequeña, pero con un campo de visión más grande que puede ser asociado con las antenas de volumen sin que el tiempo de imagen sea modificado. Las interacciones entre las antenas cuyo campo de visión se traslapa se pueden reducir:

1. Traslapando las antenas adyacentes para generar una inductancia mutua de cero, esto es interacción nula.

2. Conectando cada antena a un preamplificador con baja impedancia de entrada para eliminar la interferencia de las antenas vecinas más cercanas y las antenas vecinas más distantes.

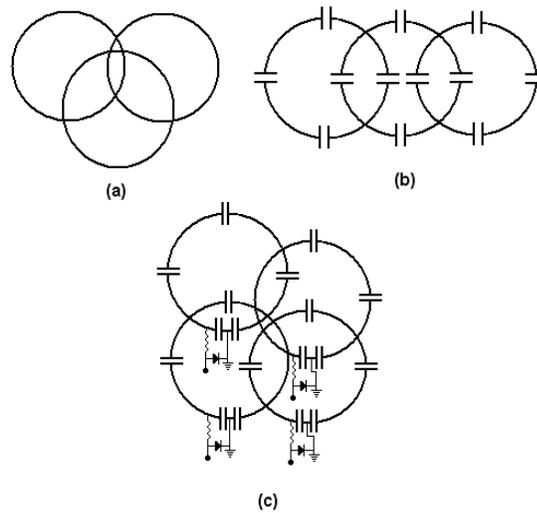


Figura 35. Ejemplos de arreglo de antenas

Los arreglos en fase de antenas de RF toman la idea de las antenas en cuadratura con múltiples antenas receptoras de RF traslapándose y arregladas de forma que operan independientes una de otra (figura 35), debido a que sus inductancias mutuas se consideran depreciables.

CAPITULO IV

SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE LAS ANTENAS DE RF

Introducción

El uso de métodos numéricos es una buena alternativa para la solución de las ecuaciones de Maxwell, que presentan una dificultad para resolverse de forma analítica. La simulación de las propiedades electromagnéticas de las antenas de RF para IRM representa una muy buena alternativa para estudiar el comportamiento de las antenas. Numerosos métodos han sido desarrollados para resolver varios tipos de problemas y aplicaciones electromagnéticas [26].

Las soluciones numéricas de las ecuaciones de Maxwell pueden ser clasificadas en dos grandes grupos: 1) El modelo de ecuaciones integrales y 2) el modelo de las ecuaciones diferenciales [27]. También existen otros métodos como: a) La técnica de la integración finita (por sus siglas en inglés FIT) que requiere la discretización de las ecuaciones de Maxwell en forma integral para transformarlas a un conjunto de ecuaciones matriciales. Las ecuaciones contienen información topológica, y las ecuaciones constitutivas se expresan en términos de matrices que dependen de las propiedades dieléctricas y magnéticas del medio de comunicación y relacionadas con los voltajes de flujo. b) En el método de Diferencias Finitas (FD), las ecuaciones de Maxwell se resuelven dividiendo la región de interés en rectángulos uniformes y pequeños de sección rectangular en pequeñas redes y luego utilizando un conjunto de ecuaciones lineales, junto con un método iterativo. c) Las diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) es una extensión del método descrito en la letra b) y se aplica en el dominio del tiempo. Se trata de la distribución espacial de los campos eléctrico y magnético sobre el volumen de interés encerrado en una caja rectangular. El cuadro se divide en muchas células rectangulares pequeñas y el cálculo se realiza sobre un período de tiempo determinado. d) El Método de los Momentos (MoM) es un método en dominio de la frecuencia y en electromagnetismo computacional se ha convertido en sinónimo de las ecuaciones de operador integral-diferencial y opera en términos de una corriente equivalente en un volumen que representa el efecto de la permitividad y la conductividad de un cuerpo homogéneo. Este método es popular para los cuerpos dieléctricos de forma arbitraria y no homogéneos. e) El Método de Elemento Finito (FEM) es un enfoque de las ecuaciones diferenciales en las que el problema completo, geometría, la excitación, dispersores y las condiciones de frontera, son discretizados de una manera variable. FEM divide la región de interés en elementos tetraédricos irregulares sin perder la precisión de las geometrías arbitrarias. Después de esto el FEM modela con precisión geometrías arbitrarias con mallas pequeñas para describir geometrías complejas y utiliza grandes mallas en las regiones más uniformes. La función de prueba es una combinación de un conjunto de funciones de base definida en subdominios (los elementos de la malla) que integran el dominio del problema entero. Por lo tanto, las ecuaciones de campo

se determinarán en términos de polinomios con coeficientes desconocidos y se define en los nodos de malla a lo largo de los bordes de los elementos. Estos coeficientes se determinan resolviendo un sistema de ecuaciones matriciales. La forma de los elementos triangulares puede ser arbitraria en FEM, lo que es útil para simular numéricamente el comportamiento electromagnético de geometrías diferentes (formas poligonales) como una antena de RF de un solo lazo y arreglo de antenas. FEM es adecuado para resolver problemas complejos que con frecuencia se encuentran en la teoría electromagnética.

4.1 Ecuaciones de Maxwell.

Las ecuaciones de Maxwell describen la evolución en el tiempo y espacio de los campos magnético \mathbf{B} y eléctrico \mathbf{E} . Los diferentes problemas a resolver se especifican con distintas condiciones de frontera que describen situaciones físicas, como la posición de los conductores en un circuito.

En un medio isotrópico las ecuaciones de Maxwell son las siguientes:

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} - \nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (34)$$

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \nabla \times \vec{E} = 0 \quad (35)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (36)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (37)$$

donde

\mathbf{H} es la inducción magnética

\mathbf{B} es el campo magnético

\mathbf{D} es el desplazamiento eléctrico

\mathbf{J} es la densidad de corriente eléctrica

ρ es la densidad de carga.

El vector $\nabla \times \vec{H}$ es el rotor de H y el escalar $\nabla \cdot \vec{B} = 0$ es la divergencia de \mathbf{B}

También se tiene que:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (38)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (39)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (40)$$

siendo μ la permeabilidad, ϵ la permitividad y σ la conductividad. En general μ , ϵ y σ pueden variar en función del tiempo y la posición.

Si, $\vec{H} = (H_x, H_y, H_z)$ se tiene que el rotor de \vec{H} es:

$$\nabla \times \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} = \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_x}{\partial z} \right) \vec{i} + \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \vec{j} + \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial z} \right) \vec{k} \quad (41)$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación (34) se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones

$$\frac{\partial D_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - J_x \quad (42)$$

$$\frac{\partial D_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - J_y \quad (43)$$

$$\frac{\partial D_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_z \quad (44)$$

Procediendo análogamente para la ecuación (35) resulta

$$-\frac{\partial B_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (45)$$

$$-\frac{\partial B_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (46)$$

$$-\frac{\partial B_z}{\partial t} = \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (47)$$

Estas seis ecuaciones son la base del algoritmo FDTD.

La antena de cavidades resonantes, que es la parte principal de éste trabajo, se simuló con la herramienta computacional CST microwave studio 2008 [28], que se basa en el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo, que a continuación describimos.

4.2 Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD)

Este método fue desarrollado por Kane Yee en 1966 [29], para resolver las ecuaciones de Maxwell [30][31]. Estas ecuaciones en derivadas parciales se reemplazan por un sistema de ecuaciones en diferencias finitas. Eligiendo convenientemente los puntos en que se evalúan las componentes de los campos en estas ecuaciones, la solución al sistema de ecuaciones satisface las condiciones de frontera que involucran superficies conductoras ideales. Este método es un caso particular del método de Diferencias Finitas, que es un método estándar para la resolución de Ecuaciones en Derivadas Parciales (EDP).

4.2.1 Algoritmo de Yee

En 1966 Kane Yee [29] propuso un conjunto de ecuaciones en diferencias finitas para resolver las ecuaciones de Maxwell. Para ello, la región tridimensional que interesa se divide en una cuadrícula de celdas cúbicas de coordenadas

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (48)$$

siendo Δx , Δy y Δz , los incrementos espaciales en donde cada función de tiempo y espacio se escribe como

$$F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = F^n(i, j, k) \quad (49)$$

siendo Δt , el intervalo de tiempo.

Las derivadas espaciales y temporales de una función se implementarán utilizando una aproximación en diferencias finitas centradas y evaluadas en cuadrículas sobrepuestas:

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \quad (50)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (51)$$

Utilizando la ecuación (34) se actualiza el campo \mathbf{E} en cada instante de tiempo n y con la ecuación (35) se actualiza el campo magnético \mathbf{B} en cada instante de tiempo $(n+1/2)$. El método se basa en utilizar las ecuaciones anteriores para calcular las

derivadas de los campos electromagnéticos en las ecuaciones (50-51).

Las cuadrículas utilizadas para evaluar E y B en el espacio también están entrelazadas: el vértice de un cubo perteneciente a una cuadrícula se encuentra en el centro de un cubo perteneciente a la otra cuadrícula como se muestra en la Figura 36.

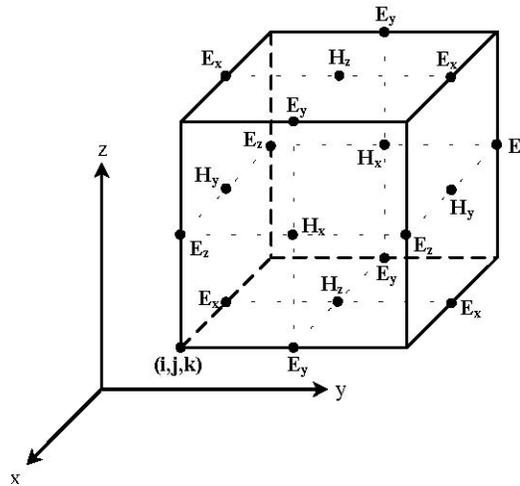


Figura 36. Celda de Yee. Los componentes del campo E se hallan en la mitad de las aristas mientras que las componentes de H están en el centro de las caras.

Al aplicar este método a las ecuaciones (50-51), se obtiene un sistema de ecuaciones en diferencias finitas.

Por ejemplo, la ecuación en diferencias finitas correspondiente a la ecuación (45) es

$$\begin{aligned} & \frac{B_x^{n+1/2}(i,j+1/2,k+1/2) - B_x^{n-1/2}(i,j+1/2,k+1/2)}{\Delta t} = \\ & = \frac{E_y^n(i,j+1/2,k+1) - E_y^n(i,j+1/2,k)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i,j+1,k+1/2) - E_z^n(i,j,k+1/2)}{\Delta y} \end{aligned} \quad (52)$$

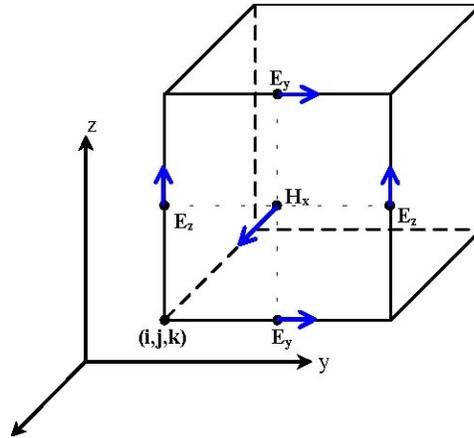


Figura 37. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (50)

En la Figura 37 se observa que los puntos de la cuadrícula en que se evalúa el campo E_y^n y E_z^n utilizados en la ecuación (52) para calcular el campo $B_x^{n+1/2}$ en el centro de una cara de la celda perpendicular al eje x , son los puntos medios de las aristas pertenecientes a esa cara. Las ecuaciones en diferencias finitas correspondientes a las ecuaciones (46) y (47), se obtienen de la misma forma resultando

$$\begin{aligned}
 & \frac{B_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) - B_y^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2)}{\Delta t} \\
 = & \frac{E_y^n(i+1, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k+1/2)}{\Delta x} - \frac{E_z^n(i+1/2, j, k+1) - E_z^n(i+1/2, j, k)}{\Delta z} \quad (53)
 \end{aligned}$$

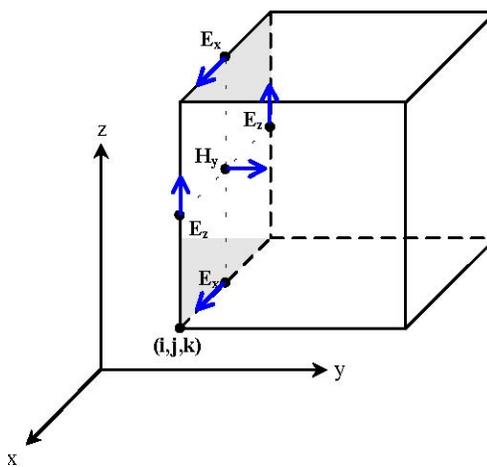


Figura 38. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (51)

$$\begin{aligned} & \frac{B_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) - B_z^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k)}{\Delta t} \\ &= \frac{E_x^n(i+1/2, j+1, k) - E_x^n(i+1/2, j, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i+1, j+1/2, k) - E_y^n(i, j+1/2, k)}{\Delta x} \end{aligned} \quad (54)$$

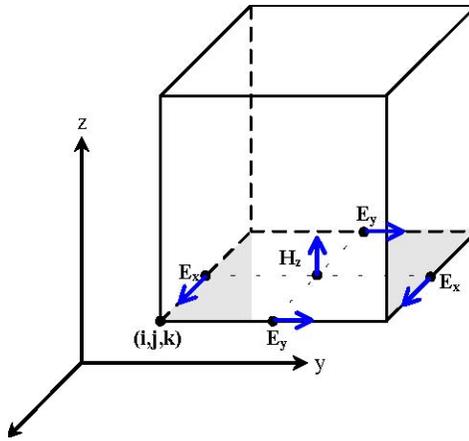


Figura 39. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (52)

Luego para la ecuación (42) se tiene que

$$\begin{aligned} & \frac{D_x^n(i+1/2, j, k) - D_x^{n-1}(i+1/2, j, k)}{\Delta t} \\ &= \frac{H_z^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) - H_z^{n-1/2}(i+1/2, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ & \quad - \frac{H_y^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) - H_y^{n-1/2}(i+1/2, j, k-1/2)}{\Delta z} - J_x^{n-1/2}(i+1/2, j, k) \end{aligned} \quad (55)$$

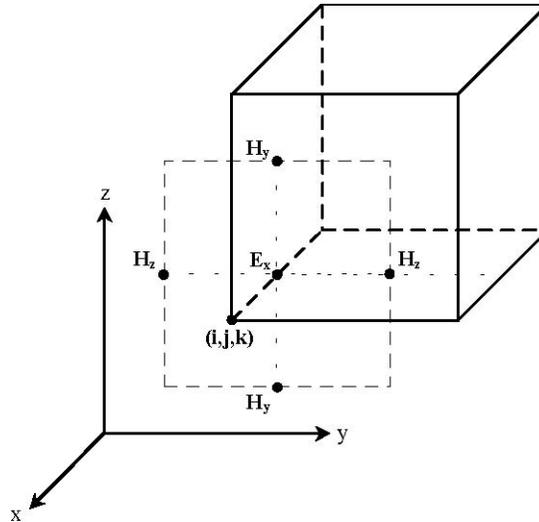


Figura 40. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (53)

En este caso, los puntos que se utilizan para calcular E_x en un punto de la cuadrícula, son las componentes de $H_y^{n-1/2}$ y $H_z^{n-1/2}$ que se ubican en los puntos medios de los lados de un cuadrado perpendicular al eje x cuyo centro es el punto en que se desea calcular E_x^n , según se indica en la Figura 41.

De forma similar se tiene que las ecuaciones en diferencias finitas correspondientes a las ecuaciones (41) y (42) son las siguientes:

$$\begin{aligned}
 & \frac{D_y^n(i, j + 1/2, k) - D_y^{n-1}(i, j + 1/2, k)}{\Delta t} = \\
 & = \frac{H_x^{n-1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) - H_x^{n-1/2}(i, j + 1/2, k - 1/2)}{\Delta z} \quad (56) \\
 & - \frac{H_z^{n-1/2}(i + 1/2, j + 1/2, k) - H_z^{n-1/2}(i - 1/2, j + 1/2, k)}{\Delta x} - J_y^{n-1/2}(i, j + 1/2, k)
 \end{aligned}$$

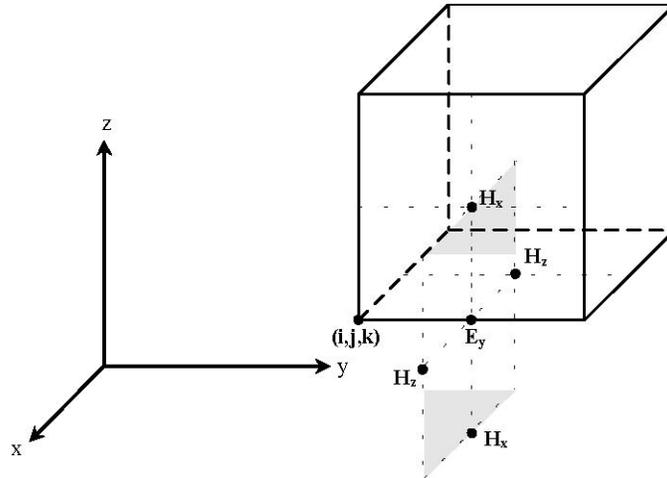


Figura 41. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (56)

$$\frac{D_z^n(i, j, k + 1/2) - D_z^{n-1}(i, j, k + 1/2)}{\Delta t} = \frac{H_y^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) - H_y^{n-1/2}(i-1/2, j, k+1/2)}{\Delta x} \quad (57)$$

$$- \frac{H_x^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) - H_x^{n-1/2}(i, j-1/2, k+1/2)}{\Delta y} - J_z^{n-1/2}(i, j, k + 1/2)$$

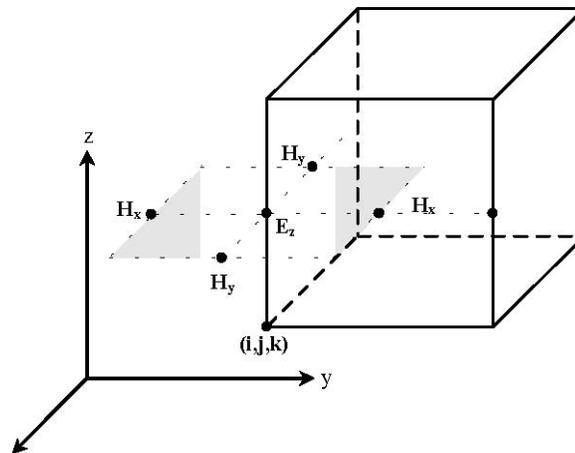


Figura 42. Nodos que se utilizan para calcular el campo B en la ecuación (57)

El conjunto de ecuaciones y los cálculos para encontrar los valores de los campos en

los puntos de la cuadrícula son muy sencillos (sumas y restas) lo que facilita su implementación; si las ecuaciones (42)-(47) se resolvieran con diferencias centradas en una cuadrícula “normal” se obtendría un sistema de ecuaciones explícito.

4.3 Condiciones de frontera

Del electromagnetismo surge que las condiciones de frontera apropiadas para una superficie conductora: son que tanto las componentes tangenciales del campo eléctrico y que la componente perpendicular a la superficie del campo magnético se anulen en la superficie. La superficie conductora se aproximará por un conjunto de superficies de cubos, cuyos lados serán paralelos a los ejes de coordenadas. Las superficies planas perpendiculares al eje de las x serán elegidas de forma tal de contener puntos en los cuales E_y y E_z estén bien definidos. Las superficies planas perpendiculares a los otros ejes se eligen de forma análoga [29].

4.4 Criterio de estabilidad

El tamaño de la cuadrícula debe ser tal que los campos electromagnéticos no cambien sustancialmente de un nodo a otro de la misma. Esto significa que para tener resultados significativos la dimensión de la cuadrícula deberá ser una fracción de la longitud de onda λ .

La estabilidad de la solución se obtiene aplicando el criterio de Courant [32] que establece la condición:

$$c\Delta t/L > 1 \quad (58)$$

siendo c la velocidad de la onda, L una medida lineal del elemento como el ancho de la celda o su largo y Δt es el intervalo de tiempo.

El criterio de estabilidad de Courant generalizado para 3 dimensiones es ¹:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (59)$$

Una vez elegida la cuadrícula, la condición anterior impone una restricción para el intervalo de tiempo Δt .

En el caso $\Delta x = \Delta y = \Delta z$

$$\Delta t \leq \frac{\Delta x}{c\sqrt{3}} \quad (60)$$

¹ Nota: En [1] el criterio de estabilidad que se aplica es $\sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2 + (\Delta z)^2} > c\Delta t$

4.5 Ecuaciones de Maxwell en dos dimensiones

Para simplificar el método se supone que las componentes del campo no dependen de la coordenada z , que ϵ y μ son constantes y que $J=0$. La única fuente del problema es la onda incidente. Esta onda incidente se hace chocar con un obstáculo cuya dimensión será de unas pocas 'longitudes de onda'.

Puede simplificarse aún más el problema dado que en coordenadas cilíndricas, si ϵ y μ son constantes, el campo electromagnético puede descomponerse en campos 'transversal eléctrico' (TE) y 'transversal magnético' (TM). Los dos modos de ondas electromagnéticas se caracterizan como:

4.5.1 Onda Transversal Eléctrica (TE).

$$H_x = H_y = 0 \qquad E_z = 0$$

Sustituyendo en las ecuaciones (42)-(47) y teniendo en cuenta (38) y (40)

$$-\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{\partial E_y}{\partial t} - \frac{\partial E_z}{\partial t} \tag{61}$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \epsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} \tag{62}$$

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} \tag{63}$$

4.5.2 Onda Transversal magnética(TM).

Sustituyendo en las ecuaciones (42)-(47) y teniendo en cuenta (38) y (40)

$$-\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \tag{64}$$

$$-\frac{\partial E_z}{\partial y} = \mu \frac{\partial H_x}{\partial t} \tag{65}$$

$$-\frac{\partial E_z}{\partial x} = \mu \frac{\partial H_y}{\partial t} \tag{66}$$

En general puede considerarse una superficie perfectamente conductora C . Esta superficie podrá aproximarse por un polígono cuyos lados sean paralelos a los ejes de coordenadas. Si las dimensiones de la cuadrícula dentro de esa superficie conductora C son pequeñas comparadas con el ancho de banda, la aproximación podrá tener resultados consistentes.

sea:

$$\Delta\tau = c = \Delta t \sqrt{\frac{1}{\mu\epsilon}} \tag{67}$$

4.6 Ecuaciones de Maxwell en diferencias finitas.

A continuación se describen las ecuaciones en diferencias finitas para las ondas TE y TM

4.6.1 Onda Transversal Eléctrica(TE).

$$\begin{aligned}
 & H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2) \\
 = & H_z^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2) + \frac{1}{z} \frac{\Delta\tau}{\Delta y} [E_x^n(i+1/2, j+1) - E_x^n(i+1/2, j)] + \\
 & \frac{1}{z} \frac{\Delta\tau}{\Delta x} [E_y^n(i, j+1/2) - E_y^n(i+1, j+1/2)] \tag{68}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_x^{n+1}(i+1/2, j) = & E_x^n(i+1/2, j) + Z \frac{\Delta\tau}{\Delta y} [H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2)] \\
 - & H_z^{n+1/2}(i+1/2, j-1/2) \tag{69}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_y^{n+1}(i, j+1/2) = & E_y^n(i, j+1/2) - Z \frac{\Delta\tau}{\Delta x} [H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2)] \\
 - & H_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2) \tag{70}
 \end{aligned}$$

4.6.2 Onda Transversal magnética(TM).

$$\begin{aligned}
 E_z^{n+1}(i, j) = & E_z^n(i, j) + \frac{1}{\epsilon} \frac{\Delta t}{\Delta x} [H_y^{n-1/2}(i+1/2, j) - H_y^{n-1/2}(i-1/2, j)] - \frac{1}{\epsilon} \frac{\Delta t}{\Delta y} [H_x^{n-1/2}(i, j+1/2) - \\
 & H_x^{n-1/2}(i, j-1/2)] \tag{71}
 \end{aligned}$$

$$H_x^{n+1/2}(i, j+1/2) = H_x^{n-1/2}(i, j+1/2) - \frac{1}{Z} \frac{\Delta t}{\Delta y} [E_z^n(i, j+1) - E_z^n(i, j, k+1/2)] \tag{72}$$

$$H_y^{n+1/2}(i + 1/2, j) = H_y^{n-1/2}(i + 1/2, j) + \frac{1}{Z} \frac{\Delta t}{\Delta x} [E_z^n(i + 1, j) - E_z^n(i, j)] \quad (73)$$

4.7 Algoritmo FDTD

El método FDTD da lugar a un algoritmo de tipo iterativo o evolutivo. Si conocemos los campos en un instante de tiempo dado, podremos calcular su valor en instantes de tiempo posteriores mediante las ecuaciones convencionales del método FDTD obtenidas en este capítulo. Este algoritmo, que se muestra de forma esquemática en la figura 43, se puede resumir en los siguientes pasos:

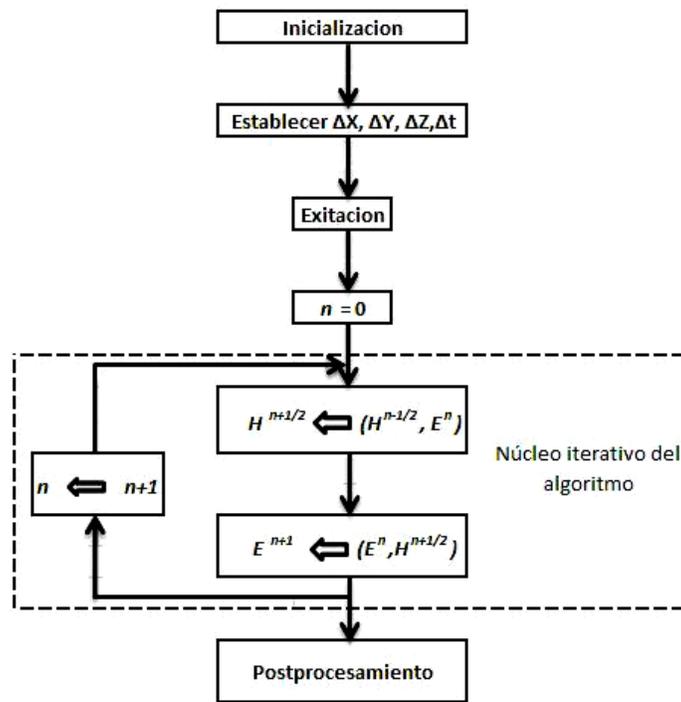


Figura 43- Forma esquemática del método FDTD.

4.7.1 Planteamiento del problema.

Este es el primer paso para la simulación electromagnética, para conocer el campo magnético y eléctrico generado por la estructura, que para nuestro caso en particular, se simularon antenas de RF a una frecuencia de resonancia de 300 MHz (7 Tesla) para protones.

En el diseño de la estructura se considero un material de cobre con las dimensiones reales, se tomaron en cuenta la inserción de los elementos capacitivos cuando fue

necesario. Con estos detalles de estructura se incluyo puertos como elementos de alimentación a una frecuencia de 300MHz, las condiciones de frontera fue un material conductor, con todo esto simulamos los prototipos lo mas cercano a la realidad.

4.7.1.1 Definición de la estructura.

El software CST Microwave Studio 2008 [28], cuenta con la herramienta de diseño asistido por computadora, más conocido por sus siglas en ingles *CAD* (computer-aided design), lo cual facilita la elaboración de la estructura a simular. Ya una vez definida la estructura (figura 44), incluyendo los capacitores de sintonización y un maniquí de solución salina circular, enseguida debemos definir las unidades de dimensiones, la frecuencia como lo muestra la siguiente figura 45.

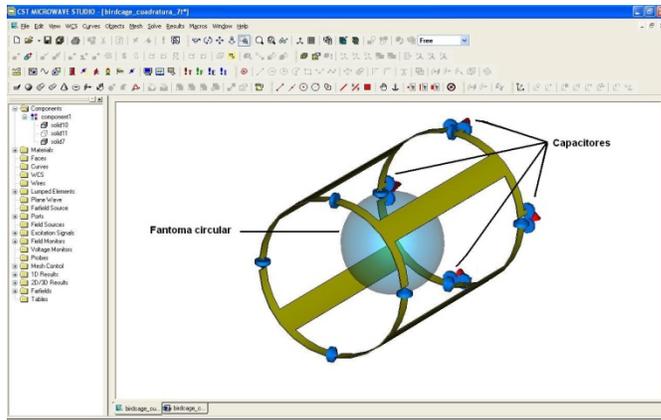


Figura 44. Diseño de la estructura

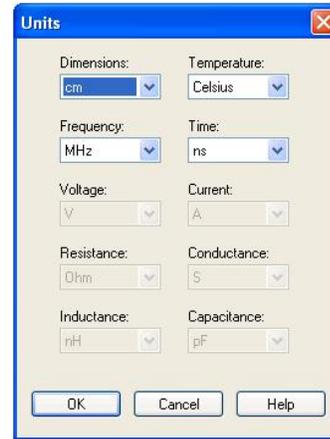


Figura 45. Unidades de dimensiones

4.7.1.2 Inicialización de variables.

Al tener lista la estructura a simular, hay que definir variables del barrido de frecuencia, que en nuestro caso fue de 200 MHz a 400 MHz, esto es para que la respuesta en frecuencia quede exactamente a la mitad del barrido, es decir 300MHz.

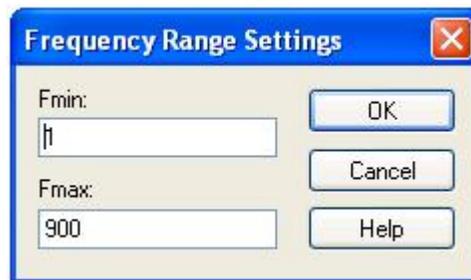


Figura 46. Ancho de banda en frecuencia

4.7.2 Cálculo de las celdas.

Una vez definida la estructura, se calcula el tamaño de las celdas (Δx , Δy , Δz) y del incremento de tiempo, por lo cual debemos de elegir el tamaño de la cuadrícula, que puede ser una muy sencilla (Figura 47) y se puede ir haciendo más compleja (Figura 48), lo cual se verá reflejado en el tiempo máquina para solucionar la estructura seleccionada.

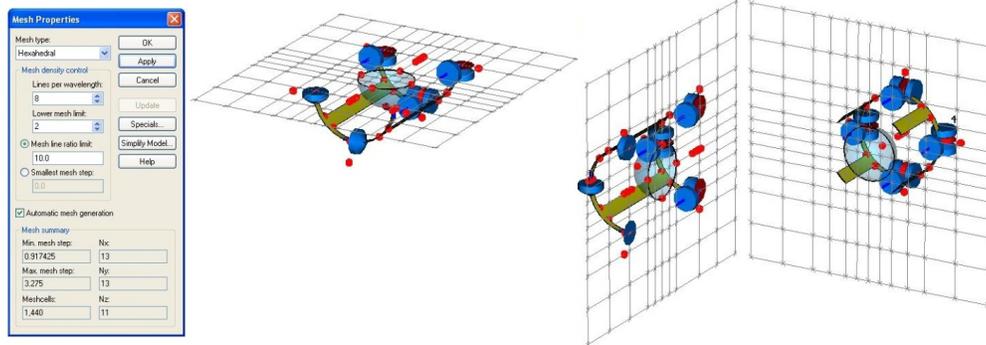


Figura 47. Cuadrícula sencilla que reducirá el tiempo máquina.

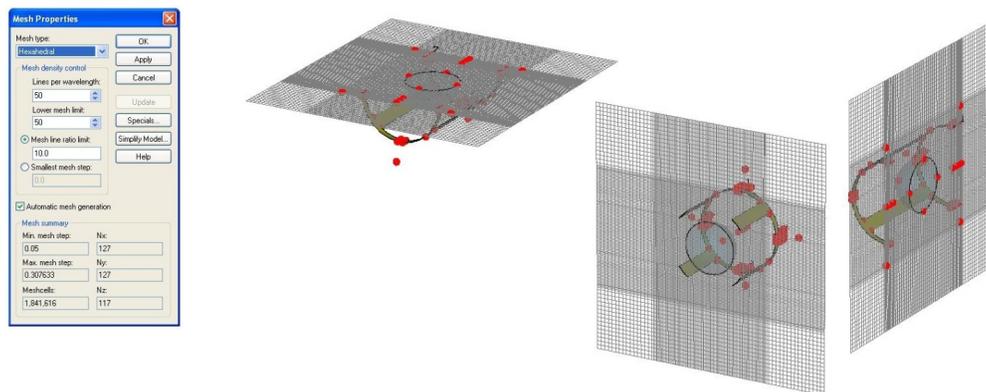


Figura 48. Cuadrícula compleja, que se verá reflejado en el incremento del tiempo máquina

4.7.3 Excitación de la estructura.

La estructura requiere los bordes, que dependiendo el caso a analizar, pueden ser bordes magnéticos, eléctricos o simplemente “abiertos”.

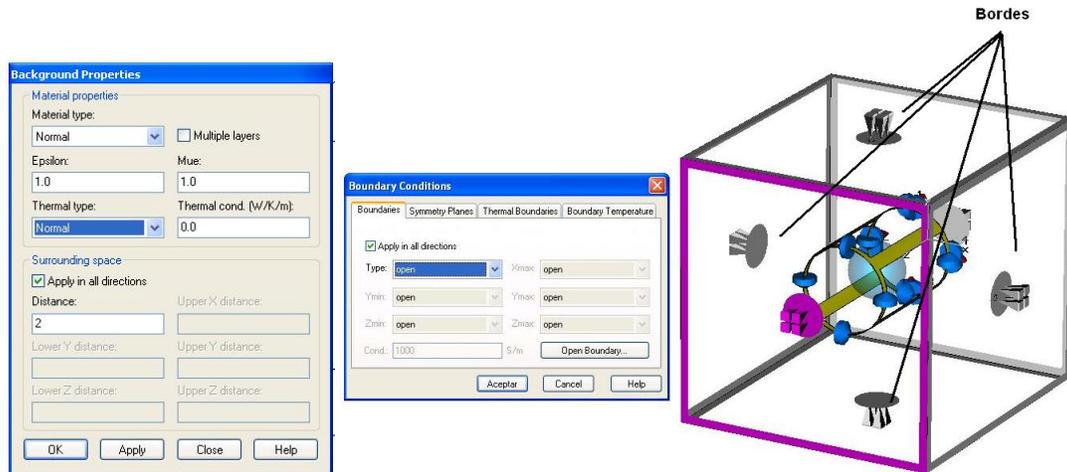


Figura 49. Pasos a seguir para excitar la muestra.

4.7.4 Comienza el algoritmo iterativo.

Este algoritmo consta, para cada instante de tiempo y para todos los puntos de la malla, de los siguientes pasos:

Cálculo de $H^{n+1/2}$ en función de $H^{n-1/2}$, y los cuatro E^n correspondientes.

Cálculo de E^{n+1} en función de E^n , y los cuatro $H^{n+1/2}$ correspondientes.

4.7.5 Post-Procesamiento.

Una vez terminado el núcleo iterativo, se realiza el post-procesamiento de los datos para obtener el campo eléctrico y/o magnético que se genera con la estructura a estudiar.

CAPITULO V

ANTENAS RF DE VOLUMEN PARA MODELOS ANIMALES.

Introducción.

Las antenas resonantes son dispositivos esenciales en la IRM. Éstas constituyen un importante componente de hardware para la transmisión de los pulsos de RF hacia los tejidos biológicos y proporciona los medios para detectar la señal de RF emitida por la región de interés.

De acuerdo a la literatura, esto se puede apreciar con la introducción en 1985 de la antena Jaula de Pájaro que ha llegado a ser una opción muy popular [18]. Sin embargo, aun existe el interés del desarrollo de antenas Jaula de Pájaro para varias aplicaciones en humanos [33] y en modelos animales [20]. El diseño de la antena Jaula de Pájaro es ideal para los experimentos IRM, ya que opera a altas frecuencias y produce un campo B_1 homogéneo dentro de la misma. La mayoría de las antenas clínicas y de animales de cuerpo entero están basadas en este diseño.

La antena Jaula de Pájaro ha sido estudiada tanto teóricamente como experimentalmente [34-36]. Algunas de las más complejas versiones de la antena Jaula de Pájaro se aplican para una antena de doble frecuencia de resonancia y para hacer imagenología y espectroscopia [37]. La homogeneidad del campo B_1 , en la antena Jaula de Pájaro, es acimutal y esto se basa en el ajuste de la capacitancia a lo largo de los n segmentos en el proceso de sintonía. Este proceso conlleva algunas dificultades técnicas para la construcción de antenas Jaula de Pájaro de pequeñas dimensiones [20].

5.1 Método y caracterización del prototipo Jaula de Pájaro y Alderman-Grant

Los prototipos de las antenas Jaula de Pájaro y Alderman–Grant fueron diseñadas en modo de cuadratura, ya que en este modo tienen un mejor desempeño que se ve reflejado en el CRS y operando en modo tranceptor, éstas constan de 4 elementos distribuidos uniformemente y utilizando una lamina de cobre de 0.2 mm de espesor. Las dimensiones de los prototipos y de los componentes electrónicos, se muestran en la figura 50, donde para ambas antenas los capacitores $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=C_7=C_8$ con un valor de 8.8pF para la antena Jaula de Pájaro y 7.8pF para la antena Alderman-Grant.

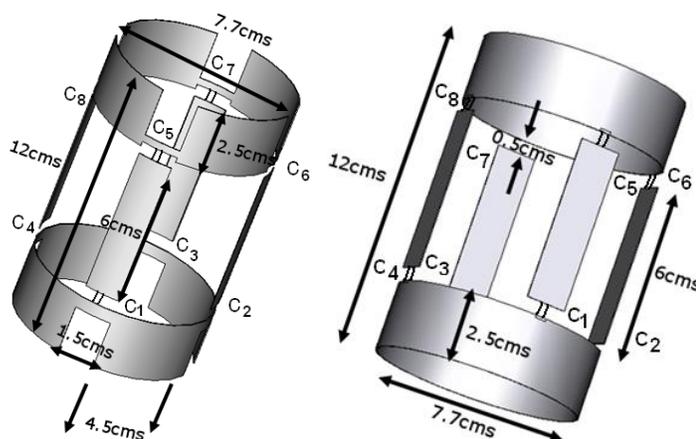


Figura 50. Prototipo de antenas: Jaula de Pájaro (izq.), Alderman-Grant (der.)

Los prototipos fueron ajustados por medio de la adición de capacitores a una impedancia de 50 Ohm y a una frecuencia de 299.47 MHz que es la frecuencia de resonancia de un sistema para animales a 7 Tesla. La frecuencia de resonancia y su lazo de retorno fueron medidas utilizando el 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 8.5 GHz), mostrado en la figura 51a.



Figura 51. a) Analizador de redes de 4 canales, b) Conexión del prototipo al analizador.

Se obtuvieron los factores de calidad de cada antena RF, conectando la antena como se muestra en la figura 51b), éste se adquiere al medir la frecuencia de resonancia dividida entre el ancho de banda en -3 dB, como el ejemplo que se observa en la Figura 48, donde el marcador con el numero 1 muestra la frecuencia de resonancia y los puntos marcados con los números dos y tres, son los -3db. Los factores de calidad para el prototipo Jaula de Pájaro son de 95.31 cuando está sin carga y de 38.84 cuando tiene carga. Para el prototipo Alderman-Grant el factor de calidad sin carga es de 110.87 y con carga es 41.08. De los valores de factor de calidad se determinó, en la mesa de trabajo, el desempeño y la penetración del prototipo, y así tomar la decisión para conectarla al sistema de resonancia y así obtener las primeras imágenes.

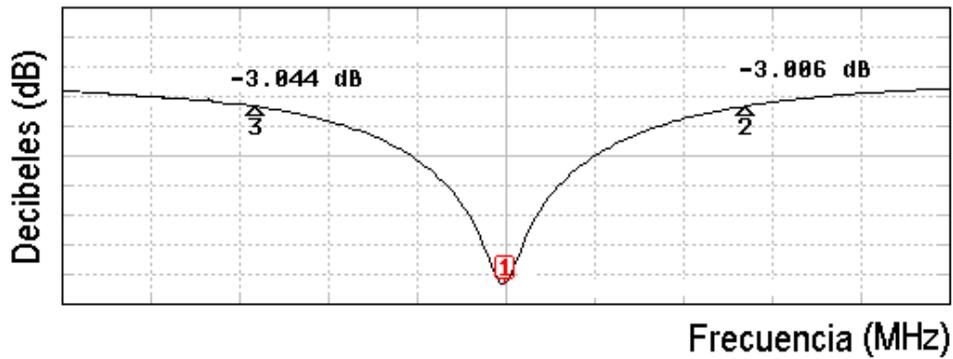


Figura 52. Espectro para el cálculo del factor de calidad.

5.1.1 Adquisición de imágenes

Se obtuvieron imágenes, de ambos prototipos, con un maniquí esférico de 4 cm de diámetro conteniendo agua salina que se muestra en la figura 53.



Figura 53. Maniquí esférico

Las imágenes fueron en un corte axial utilizando una secuencia de pulsos T_1 eco de gradiente y con los siguientes parámetros, un tiempo de repetición (TR) de 530.70 ms, un tiempo eco (TE) de 4.11 ms, matriz de 256x256, un campo de visión (FOV) de 80x80 mm, numero de excitaciones (NEX) de 3 y grosor de corte de 2mm, para ambos prototipos. Las imágenes fueron obtenidas en un sistema 7T/21cm Varian. (Varian, Inc, Palo Alto, CA)

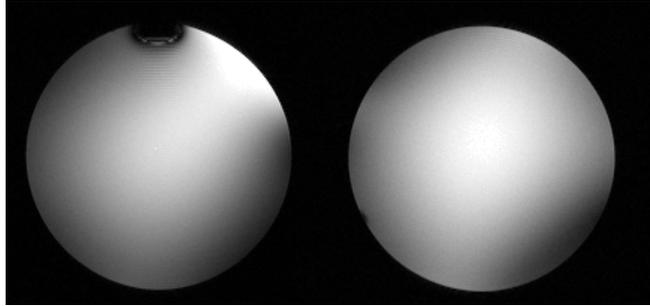


Figura 54. Imágenes de maniquí, Jaula de Pájaro (izq.) y Alderman-Grant (der.)

5.2 Antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme.

Introducción

En la investigación el desarrollo de una antena transeptora de volumen para IRM para altos campos es todavía un campo dinámico. Temnikov ha propuesto recientemente un nuevo diseño [1], similar a la antena gradiómetro [2]. También afirma que es posible la sintonización con un solo capacitor de ajuste. Esto motiva al desarrollo de un prototipo basado en esta idea para imágenes a 7 Tesla. Previamente se realizaron simulaciones electromagnéticas generadas por este prototipo. También se hicieron comparaciones de dichas simulaciones con la popular antena Jaula de Pájaro con dimensiones similares para propósitos de comparación. En las simulaciones de la antena de volumen de distribución de corrientes no uniforme se asumió un desbalance en la distribución de la corriente, aplicando la mitad de la corriente en las piernas centrales, como lo muestra la figura 55.

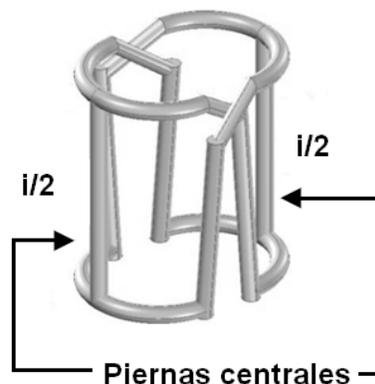


Figura 55. Dibujo de la antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme.

Este prototipo opera en un modo transeptor polarizado linealmente. Las simulaciones numéricas muestran la mejora en la uniformidad de campo de nuestra antena en comparación con la Jaula de Pájaro. Se obtuvieron imágenes de maniquí

para ambos prototipos probando la viabilidad de este diseño para aplicaciones en IRM en altos campos utilizando secuencias estándar eco de gradiente.

5.2.1 Método

Para estudiar el comportamiento del campo magnético de esta antena en particular, se realizaron simulaciones numéricas utilizando COMSOL MULTIPHYSICS (V. 3.2, Comsol, Burlington, MA, USA). Estas simulaciones fueron realizadas a 300 MHz (Frecuencia de resonancia de protones a 7 Tesla).

Este desarrollo de antena prototipo se basa en el desarrollo de Temnikov que tiene un largo de 12 cm y 6 cm de diámetro y se comparó con la antena Jaula de Pájaro. Ambas antenas fueron construidas en una hoja de cobre y montadas en cilindros de acrílico. Ambos prototipos les fueron colocados los cables coaxiales de 50Ω con un largo de $\frac{1}{4}$ de la longitud de onda.

El diseño aquí propuesto fue sintonizado a 300 MHz usando capacitores de valor fijo igualmente distribuidos y dos capacitores no magnéticos variables para la sintonización y ajuste fino. Para verificar la viabilidad de este prototipo, se generaron imágenes de un maniquí esférico (4 cm de diámetro) utilizando secuencias estándar eco de gradiente. Todas las imágenes fueron adquiridas en un sistema Varian, equipado con tecnología DirectDrive™ (Varian, Inc, Palo Alto, CA). Las imágenes fueron ponderadas en T_1 , con los siguientes parámetros de adquisición: TE = 4.11 ms, TR = 530.70 ms, FOV = 80 cm x 80 cm, matriz = 256 x 256, grosor del corte = 2 mm, NEX = 3.

5.3 Antena de cavidades resonantes.

Resumen

Se diseñó y construyó una variante de la antena de cavidades resonantes a altas frecuencias de acuerdo a la estructura teórica propuesta por Mansfield en 1990. Se utilizaron ranuras circulares en vez de cavidades para formar los anillos y la hemos denominado antena de ranuras resonantes (CARES). Los principios teóricos fueron validados por medio del circuito equivalente y la validación experimental se hizo por medio de un prototipo. Esta antena transceptora consta de 7cm de largo y 7.6 cm de diámetro, y esta compuesta por 4 ranuras circulares con un diámetro de 15 mm en ambos anillos para operar a 300 MHz y en modo de cuadratura. Los resultados experimentales obtenidos de la antena de ranuras presentan y muestran una similitud con las expectativas teóricas, de que la frecuencia de resonancia depende de las dimensiones de la antena y del número de cavidades. También una antena Jaula de Pájaro estándar fue construida para propósitos de comparación. Se obtuvieron imágenes de maniquí para calcular el CSR de ambas antenas, mostrando una mejora importante de la antena de cavidades circulares sobre la antena Jaula de Pájaro. También se obtuvieron imágenes de ratón de cuerpo entero

mostrando una alta calidad. Las antenas de volumen pueden ser fiablemente construibles basándose en los principios físicos de la cavidad resonante para IRM de altos campos.

Introducción

Mansfield y colaboradores han propuesto un diseño alternativo, la antena de cavidades resonantes a altas frecuencias [38]. Este diseño es similar a la antena Jaula de Pájaro pero tiene la ventaja que puede ser construida con una mayor precisión solamente usando los conceptos básicos de la teoría de la cavidad resonante a altas frecuencias operando a frecuencias de 500 MHz o más altas. No hay ningún reporte de la validación experimental de nuestro diseño, es decir ningún prototipo construido y probado en la obtención de imágenes de resonancia magnética.

Con el objetivo de explorar el diseño propuesto por Mansfield en forma experimental, desarrollamos un prototipo transceptor de dimensiones para pequeñas muestras biológicas. También fueron motivantes, para el diseño que se presenta, los buenos resultados obtenidos por Rodríguez y colaboradores [39] con la antena PERES (Petal Resonator Surface) en donde esa antena utiliza el mismo principio teórico de la cavidad resonante a altas frecuencias. La antena presentada en esta tesis es una variante de la antena presentada en [38] con cuatro ranuras circulares (cavidades) en cada anillo de la antena y fue diseñada para operar a 300 MHz (frecuencia de resonancia de protones a 7 Tesla) en modo transceptor y en cuadratura.

5.3.1 Método

5.3.1.1 Teoría

Este diseño propuesto es similar al diseño de la antena Jaula de Pájaro pero con importantes diferencias. Para esta configuración sencilla se añaden cavidades en los anillos que proporcionan los datos de diseño de la antena y definen la frecuencia de resonancia así como las dimensiones de la misma. La figura 56 muestra la antena de cavidades resonantes.

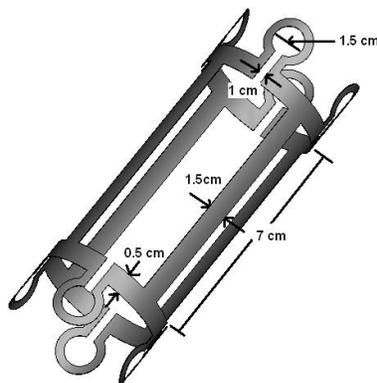


Figura 56. Diagrama de la antena de 4 cavidades resonantes.

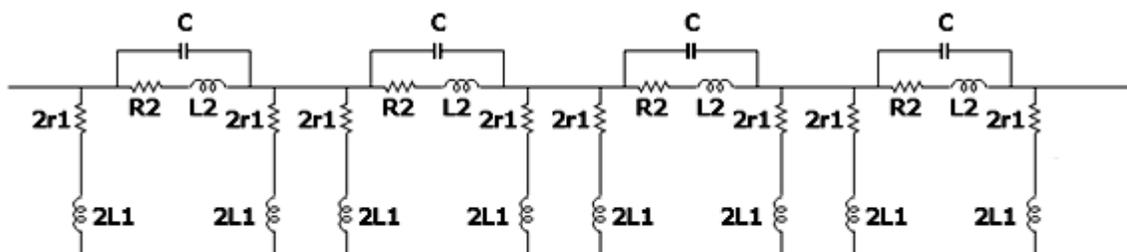


Figura 57. Circuito equivalente de la antena genérica de cavidades resonantes.

La antena de cavidades resonantes puede ser considerada como un elemento simétrico formado de π -secciones. La configuración de circuito equivalente se observa en la figura 57. De acuerdo a esto, nuestro diseño es similar al híbrido de la antena Jaula de Pájaro previamente reportada por Tropp [40]. Sin embargo, el híbrido de la antena Jaula de Pájaro tiene en cada sección un inductor y un capacitor en serie, mientras que en nuestro caso, la cavidad forma un circuito paralelo LC sustituyendo así los componentes pasivos. En el prototipo propuesto por Mansfield utiliza un método matricial que deriva en una expresión analítica para calcular la frecuencia de resonancia en función de la inductancia dada por la pierna de la antena, además de la frecuencia de resonancia de la cavidad. La frecuencia de resonancia de la cavidad circular para cuatro elementos está dada por:

$$f = f_0 \sqrt{1 + \frac{L_2}{2l}} \tag{74}$$

donde f_0 y L_2 representan la frecuencia de resonancia y la inductancia de la cavidad circular respectivamente y l es el largo de la pierna de la antena.

La inductancia y la f_0 de la cavidad pueden ser calculadas de la ecuación 75.

De las ecuaciones 74 y 75 se puede apreciar que la frecuencia de resonancia está dada en función de las dimensiones de la antena y también por el tamaño y número de cavidades. Las cavidades ofrecen la ventaja de calcular la frecuencia base, f_0 que puede ser considerada como parámetro de ajuste de sintonía. Esta frecuencia, se

define como la frecuencia que depende directamente de la frecuencia de resonancia de la cavidad, esto hace recomendable ampliamente el uso de cavidades en una configuración simple como pueden ser círculos o cuadrados para el cálculo de f_0 . Además de esto, la antena puede ser útil en los casos de altas frecuencias en donde las dimensiones se aproximan a la longitud de onda y es necesario abrir los largos conductores en pequeñas secciones LC . En este caso, las cavidades forman estas secciones LC y así se evita abrir la antena.

La ecuación 74 proporciona las directrices para la fabricación de una antena de 4 cavidades, en donde las dimensiones pueden ser previamente calculadas para determinar la frecuencia de resonancia para aplicaciones específicas, donde el tamaño juega un papel sumamente importante.

Los principios teóricos de la antena de cavidades resonantes se basan en el análisis de una estructura general de la cavidad resonante con parámetros agrupados simétricamente incluyendo la pérdida de resistencia. La expresión general para la antena de cavidades resonantes es:

$$f^2 = f_0^2 \left(1 + \frac{L_2}{4L_1 \text{sen}^2 \left(\frac{\pi M}{N} \right)} \right) \quad (75)$$

asumiendo que la resistencia es cero, L_2 es la inductancia de la cavidad circular, L_1 es la inductancia de la pierna, M es el principal modo ($M=1$) y N es el número de cavidades.

$$f^2 = f_0^2 \left(1 + \frac{L_2}{2L_1} \right) \quad (76)$$

en donde f_0^2 es la frecuencia de la cavidad y está dada por:

$$f_0^2 = \frac{1}{4\pi^2 L_2 C} \quad (77)$$

donde C es la capacitancia de la cavidad resonante. La inductancia de la pierna puede ser estimada aproximadamente así:

$$L_1 = kl \quad (78)$$

en donde K es la constante de proporcionalidad y l es el largo de la pierna. Sustituyendo la ecuación 78 en 76, la frecuencia de resonancia de la antena completa es:

$$f = f_0 \sqrt{1 + \frac{L_2}{2kl}} \quad (79)$$

donde tomamos $K=1$.

5.3.1.2 Modelado electromagnético

5.3.1.2.1 Simulación del campo B1

Es importante llegar a comprender el rendimiento de la antena a través del estudio de sus propiedades electromagnéticas. Se realizaron las simulaciones del campo magnético con el software CST Microwave Studio, para estudiar el comportamiento de los prototipos Jaula de Pájaro y CARES. Con el diseño de CARES, se pretende tener una mayor homogeneidad a lo largo de toda la antena, ya que la antena Jaula de Pájaro va decrementando su campo magnético en los anillos, y con la simulación observamos un incremento del campo magnético en los anillos del prototipo CARES con respecto a la Jaula de Pájaro. En la figura 58 se muestran los prototipos de cobre dibujados en el simulador.

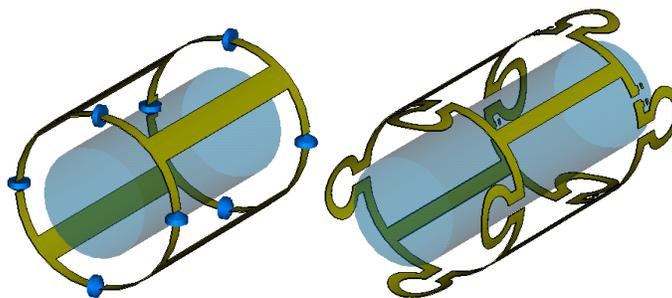


Figura 58. Diseño de los prototipos: Jaula de Pájaro (izquierda) y el prototipo CARES (derecha) en el simulador CST Microwave Studio.

Una vez simulados los prototipos obtenemos la respuesta del campo magnético, como se muestran en las figuras 59 y 60. Cabe mencionar que es muy importante para la comparación tener la misma intensidad de colores en ambos prototipos. Para así poder observar las diferencias, se realizó una comparación en el plano sagital medio y en plano coronal medio. Para demostrar la diferencia de intensidad de campo magnético en los anillos se tomó un perfil de intensidades en ambos prototipos, mostrado en la figura 61, donde podemos observar que la contribución de los anillos del prototipo CARES (b), es mayor que la contribución del prototipo Jaula de Pájaro, (a).

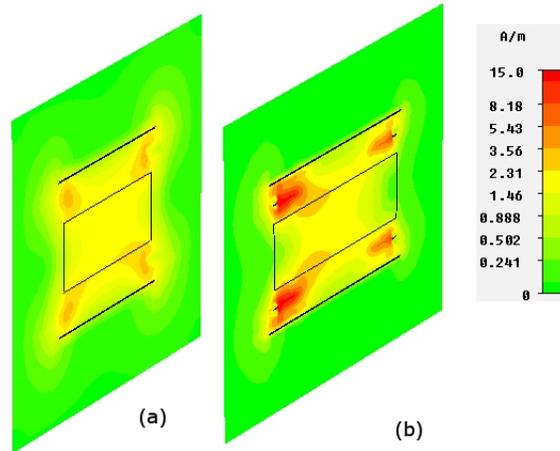


Figura 59. Campo magnético simulado de la Jaula de Pájaro (a) y de CARES (b), en el eje sagital.

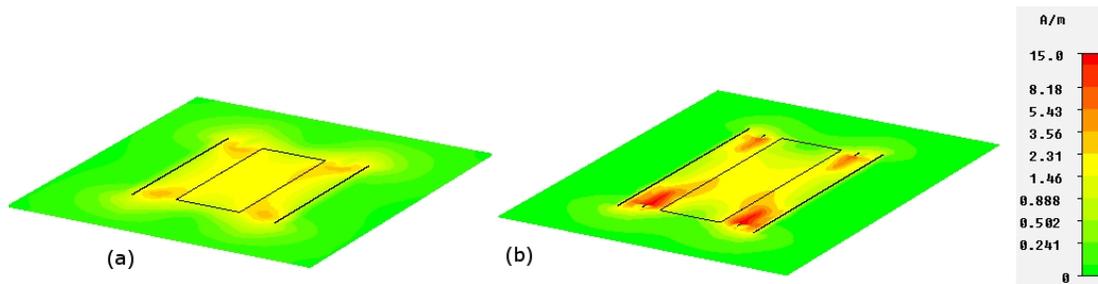


Figura 60. Campo magnético simulado de Jaula de Pájaro (a) y de CARES (b), en el eje coronal.

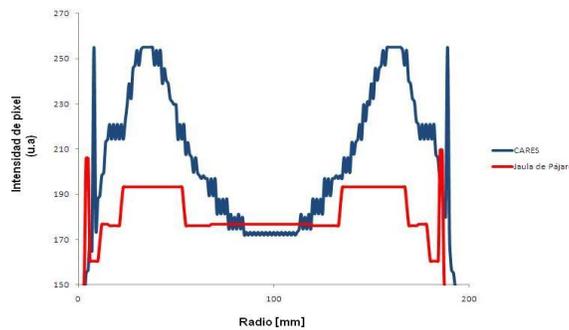


Figura 61. Comparación de perfiles de intensidad en los anillos de Jaula de Pájaro y CARES.

Por medio de este perfil de intensidad, comprobamos la contribución del campo magnético de los anillos del prototipo CARES, donde se aprecia un incremento en el campo magnético $B1$.

5.3.1.3 Construcción del prototipo

5.3.1.3.1 Diseño de la cavidad.

El diseño de la antena tiene la ventaja de que la frecuencia de resonancia base puede ser determinada seleccionando una configuración de la cavidad y su tamaño específico. La cavidad determina la frecuencia de resonancia, f_0 , donde la frecuencia de resonancia basal. La inductancia, L_2 de cada cavidad circular fue obtenida experimentalmente midiendo la frecuencia de resonancia por medio del lazo de retorno. Se pueden seleccionar diferentes geometrías de la cavidad, pero para nuestro caso en particular se utilizó una cavidad circular para facilitar el proceso de construcción. Para calcular la inductancia de la cavidad circular, se construyeron varias cavidades en una hoja de cobre variando los radios desde 0.5 cm hasta 2 cm con intervalos de 0.5 cm.

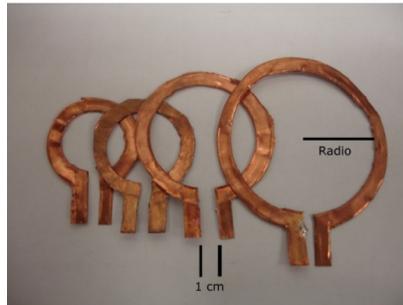


Figura 62. Fotografía de varias cavidades utilizadas para medir la inductancia de una cavidad circular.

Cada una de las cavidades circulares fueron montadas en una mitad de tubo de acrílico y por el otro lado del tubo fue montada una antena “pick-up coil”, para así asegurar la misma posición y separación entre ellas. La figura 63 muestra el arreglo usado.



Figura 63. Arreglo experimental utilizado para medir los coeficientes de retorno de las cavidades resonantes (abajo), utilizando una antena “pick up coil” (arriba).

La antena “pick-up coil” de la figura 63, fue conectada al analizador de redes para obtener el coeficiente de reflexión (S_{11}), como se muestra el ejemplo de la figura 51, de todas las cavidades resonantes, mostradas en la figura 62, conectadas una a la vez.

Los resultados obtenidos fueron analizados para calcular indirectamente la inductancia y la capacitancia generada por la separación en la cavidad usando la ecuación 77.

5.3.1.3.2 Antena prototipo

Las dimensiones de la antena fueron seleccionadas tomando en cuenta las proporciones de un ratón pequeño y los 12 cm del tamaño del túnel disponibles en el sistema. El diseño teórico de la antena es viable en el rango de frecuencias de 300 MHz, para comprobarlo experimentalmente se construyó un prototipo, mostrado en la figura 60, para sintonizarla manualmente a 300 MHz, en donde un anillo de la antena se fue moviendo manualmente desde una distancia máxima a una distancia mínima, l , de separación. El largo de las piernas de la antena fue inicialmente de 14 cm, en donde los anillos tenían cuatro cavidades circulares de 15 mm de radio que fueron empleadas para medir la variación de la frecuencia en función de la separación de los anillos. Las frecuencias de resonancia generadas fueron adquiridas de la separación máxima de 14 cm hasta una separación de 8 cm con intervalos de 0.5 cm y conectada como muestra la figura 60. Estas variaciones en la frecuencia de resonancia fueron medidas utilizando un analizador de redes, obteniendo su coeficiente de reflexión (S_{11}). La longitud teórica de la antena para el mismo rango de frecuencia se puede calcular mediante la ecuación 78. El largo final de la antena puede ser determinado por el procedimiento de sintonía previamente descrito en esta sección para la frecuencia de resonancia a 300 MHz y las expectativas teóricas de l .

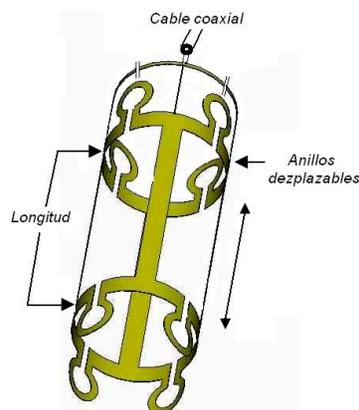


Figura 64. Esquema de la antena de cavidades resonantes mostrando el deslizamiento de los anillos y el circuito con componentes pasivos para el ajuste de sintonía.

El factor de calidad Q fue calculado experimentalmente por medio de la adquisición del pico de la frecuencia de resonancia y este dividido por el ancho de banda a -3db , conectando el prototipo al analizador de redes con un cable coaxial a $\frac{1}{4}$ de la longitud de onda. Los datos generados en el analizador de redes se muestran a continuación, en donde se obtienen los datos con y sin carga, mostrados en la figura 65, introduciendo un maniquí, para así conocer su valor del factor de calidad en ambos casos.

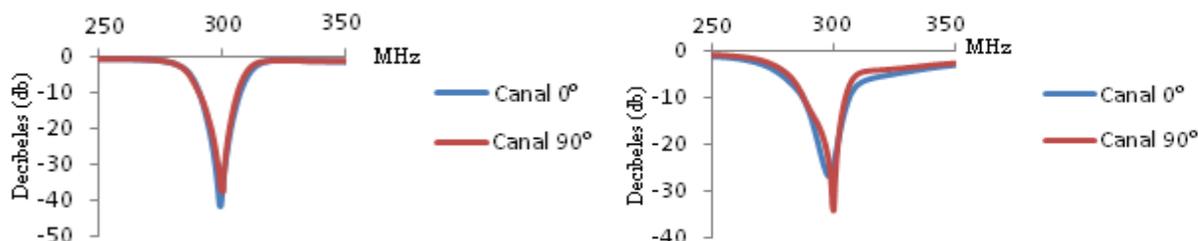


Figura 65. Gráficas de la frecuencia de resonancia de la antena CARES, a) sin carga, b) con carga.

Las antenas fueron sintonizadas a 300 MHz y 50Ω de impedancia para asegurar la máxima transferencia de energía hacia los preamplificadores y conectada en modo de cuadratura.

5.3.1.4 Imágenes experimentales.

Se obtuvieron imágenes de un maniquí esférico de solución salina de 4 cm de diámetro para evaluar el CSR. Este fue colocado en la sección media de la antena, donde se adquiere la mejor señal. También se obtuvieron imágenes in-vivo de una rata Wistar de una edad aproximada de 30 días y un peso aproximado de 60 ± 4 g anestesiada con 1.5-2 % de isoflurano mezclado en oxígeno. El anestésico fue administrado de 1.5 a 2 % por cada 2l/min de oxígeno. La cabeza y las orejas de la rata fueron sujetadas con un estereotáctico Varian para minimizar los artefactos de movimiento y así poder aplicar el anestésico durante el experimento. Se adquirieron imágenes de cuerpo entero de la rata. Se siguieron los lineamientos nacionales del cuidado y uso de animales de laboratorio y esto fue aprobado por el comité de ética de la división de ciencias de la salud y biología de la Universidad Autónoma Metropolitana.

Todos los experimentos fueron realizados en un sistema Varian de 7T/21 cm equipado con tecnología DirecDrive™ (Varian, Inc, Palo Alto, CA). Las imágenes tanto de maniquí como de rata in-vivo, mostradas en la figura 66, fueron adquiridas utilizando secuencias estándar eco de espín T_1 con los siguientes parámetros de

adquisición: TE/TR = 21.89/10000 ms, FOV = 10x10 cm, tamaño de la matriz = 512x512, grosor del corte = 2 mm, y 2 promedios.

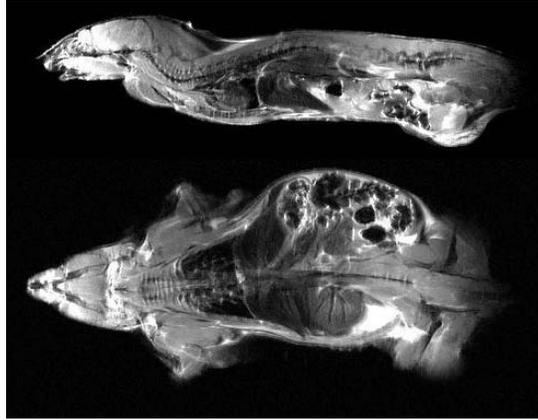


Figura 66. Imágenes de rata in-vivo generadas con el prototipo CARES.

CAPITULO VI

RESULTADOS Y DISCUSIÓN.

Existe la posibilidad del diseño, desarrollo y construcción de antenas de RF mediante métodos basados en la reducción significativa de los capacitores, utilizando la teoría descrita de Temnikov por un lado y el otro la de Mansfield.

Estos métodos se basan en la reducción importante de capacitores para el ajuste y sintonización de las antenas de RF. Esto es importante debido a la disminución de las pérdidas de señal generadas por los capacitores además de los tiempos necesarios para su construcción en la mesa de trabajo. Estas bases teóricas sólidas nos ayudan a estandarizar métodos fáciles y sencillos.

Por otro lado, estos métodos no serían de gran utilidad sin una mejora en la calidad de las imágenes generadas, pero hemos demostrado dicha mejoría con la obtención de imágenes de maniquí.

Cabe mencionar, que por ningún motivo hay que dejar de lado el procedimiento habitual para la construcción de las antenas de RF para IRM; es decir, la importancia de la selección de la geometría, que ahora puede ser basada en cavidades resonantes, la simulación electromagnética para ver la contribución de cada elemento, el ajuste y sintonización en la mesa de trabajo. Pero se aminoran el tiempo para la colocación de los capacitores además de aminorar el daño sufrido en el material conductor, que generalmente es cobre, al soldar y desoldar elementos capacitivos.

6.1 Antenas Jaula de Pájaro y Alderman-Grant.

Para fines de cotejar los prototipos Alderman-Grant y Jaula de Pájaro, se muestra a continuación la imagen comparativa de los dos perfiles de intensidad de ambos prototipos tomando en cuenta la intensidad de la señal en la imagen central, generando un perfil de intensidad en condiciones iguales. Por lo cual se puede hacer esta comparación directamente.

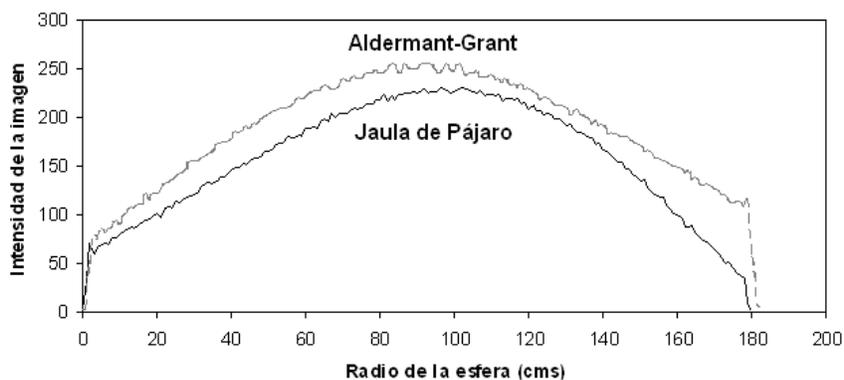


Figura 67. Comparación de perfiles de intensidad de ambos prototipos.

En la figura se observa que su desempeño es muy similar, teniendo un pequeño incremento en la señal generada de la antena Alderman-Grant sobre la Jaula de Pájaro.

6.2 Antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme

Las simulaciones numéricas del campo magnético B_1 , son mostradas en la figura 68, donde a) es la antena Jaula de Pájaro y b) es nuestra propuesta. Ambas antenas muestran un patrón similar de campo magnético, pero nuestro diseño muestra una mejora en la uniformidad del campo en la parte central comparada con el campo generado por la antena Jaula de Pájaro (figura 69). Esta uniformidad es medible en el perfil de intensidad de las imágenes generadas en la simulación electromagnética.

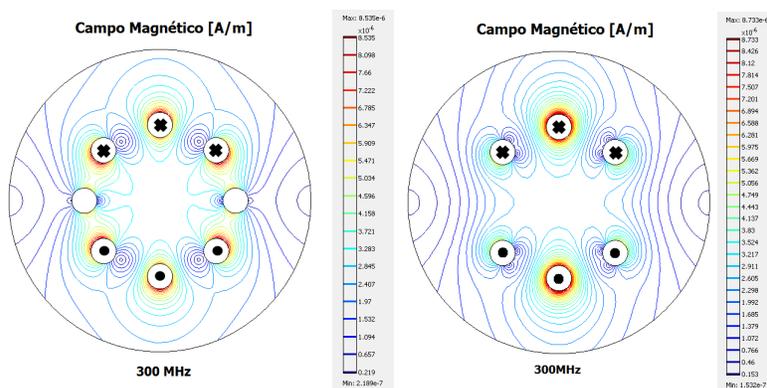


Figura 68. Simulación electromagnética a) Jaula de Pájaro, b) Antena de distribución de corrientes no uniforme

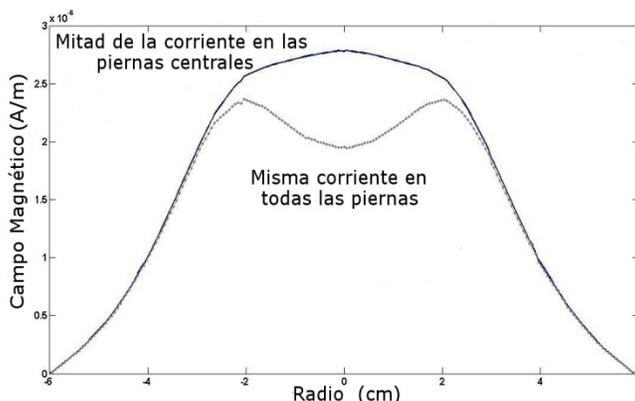


Figura 69. Perfil de uniformidad de campo magnético.

La imagen axial del maniquí en la figura 70 muestra un mayor CSR de nuestro prototipo además de una muy buena uniformidad. De acuerdo a los datos obtenidos de la simulación, se obtuvieron los perfiles de uniformidad para ambos casos (antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme y antenna Jaula de Pájaro).

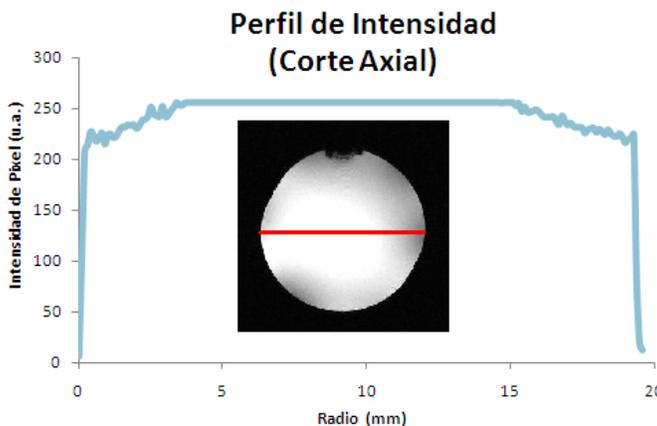


Figura 70. Perfil de intensidad de la imagen obtenida con un maniquí.

Las imágenes de maniquí obtenidas confirman la viabilidad de esta antena y la compatibilidad con sistemas de IRM de altos campos.

6.2.1 Variantes de la Antena de volumen con distribución de corrientes no uniforme.

Basados en el prototipo Temnikov [1], en donde la idea principal es dividir la corriente que circula sobre la antena, distribuyendo la mitad de la corriente total

por las piernas centrales, y $\frac{1}{4}$ de la corriente total sobre el resto de las piernas, consiguiendo así la homogeneidad del campo magnético. Esto en la práctica es un poco limitado, ya que al hacer circular esas proporciones de corriente, hay una cancelación de las mismas, dando lugar a la variación de los cruces de las piernas principales, para perder la mínima señal. Generando los dos prototipos mostrados a continuación, los cuales los hemos identificado por el tipo de cruce hecho en las piernas principales, como cruce en “C” (izquierda) y cruce en “L” (derecha).

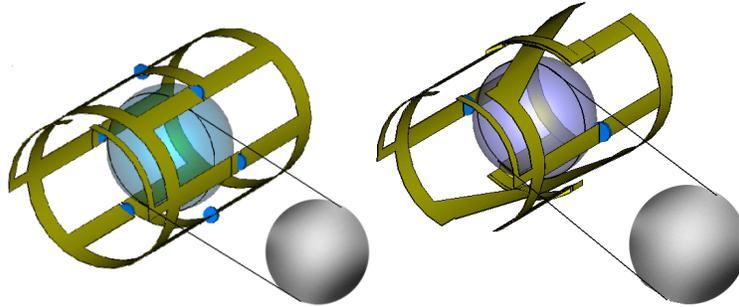


Figura 71. Prototipos con cruce en “C” (izquierda) y cruce en “L” (derecha)

Una vez construidos los prototipos, se obtuvieron las imágenes axiales centrales, representadas en la figura 71 con un maniquí esférico salino, mostradas en la figura 72, para su análisis, tanto de su perfil de intensidad como su CSR.

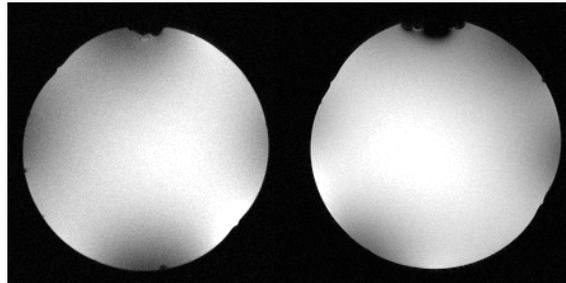


Figura 72. Imágenes generadas con los prototipos cruce en “C” (izquierda) y cruce en “L” (derecha)

Las imágenes obtenidas nos generan los perfiles de intensidad mostrados a continuación, en donde se observa una mayor homogeneidad en el prototipo denominado “cruce en L”, ya que la cancelación de la corriente en las piernas principales es mínima.

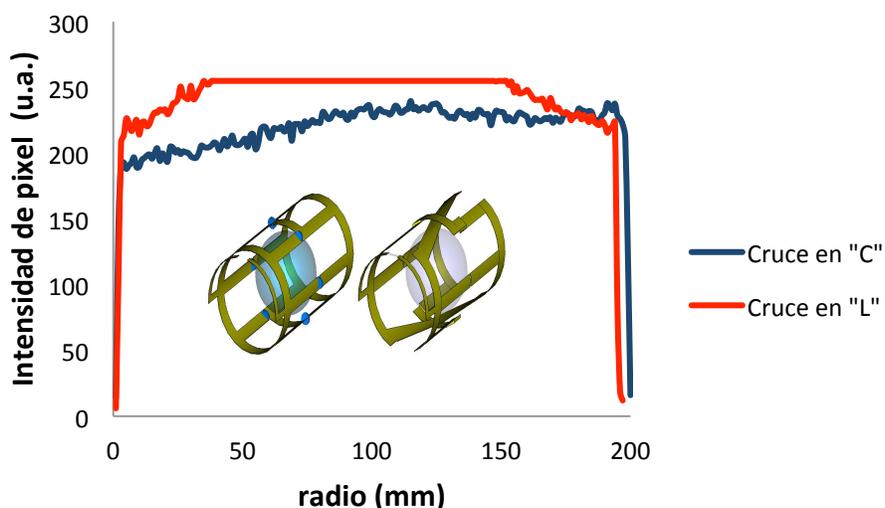


Figura 73. Comparación de los perfiles de intensidad de los prototipos alternos de la antena Termnikov.

Con las imágenes obtenidas, se analizó el CSR generado en ambos prototipos, observando en la siguiente tabla que la antena denominada cruce en “L” genera un CSR mayor, que es de 85.26, tanto que el prototipo cruce en “C” solo obtuvo un CSR de 68.25. Comprobamos con esto que el prototipo de cruce en “L” genera un mayor CSR.

Antena	ROI (1)	ROI (2)	ROI (3)	ROI (4)	ROI (5)	Promedio	Desviación Estándar (ROI 6)	CSR (Imagen)
Cruce “C”	192	169	216	170	255	200.4	2.936	68.25
Cruce “L”	226	241	206	255	255	236.6	2.775	85.26

Tabla 1. Cálculos del CSR de la imagen central con el maniquí esférico.

6.3 Antena de cavidades resonantes

Para validar el método del circuito equivalente, mostrado en la figura 57, se calcularon teóricamente las frecuencias de resonancia usando la ecuación 79 variando el largo de la pierna, l , y comparándolas contra las frecuencias obtenidas experimentalmente. La regresión lineal mostrada en la figura 74 muestra una muy buena similitud con los cálculos teóricos y con los datos simulados. Sin embargo,

esto puede tomar tiempo desde la elección de los parámetros del diseño de la cavidad ya que se realiza a prueba y error.

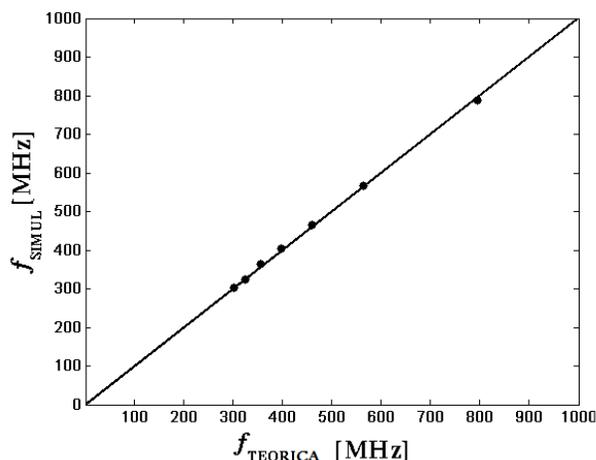


Figura 74. Comparación de las frecuencias de resonancia obtenidas teóricamente y en la simulación de la antena de cavidades resonantes de 4 piernas, la regresión lineal para estos datos es

$$f_{\text{simulada}} = 0.98f_{\text{teórica}} + 12.15 \text{ y } R^2 = 0.99.$$

La aproximación del circuito equivalente tiene limitaciones, ya que éste representa la primera aproximación de las soluciones de las ecuaciones de Maxwell. A pesar de estas limitaciones, este método puede servir como una guía para la construcción de antenas de RF independientemente de la teoría de la antena de cavidades resonantes.

La homogeneidad de campo B_1 teórica de la antena de cavidades resonantes muestra una buena similitud con la antena Jaula de Pájaro con similares dimensiones y ésta es reportada en otra parte [17]. Se puede observar una mejora en la intensidad de campo de la antena de cavidades resonantes sobre la antena Jaula de Pájaro. Todas las simulaciones numéricas sirvieron como base para la mejor selección del número de cavidades y a su vez una óptima configuración de la antena.

El análisis teórico no incluye la inductancia mutua entre las cavidades ya que la separación entre ellos es suficientemente amplia por lo que no representa ningún problema. Esto es un argumento válido ya que el centro de las cavidades están separadas al menos tres veces el radio de las mismas [39]. Si es necesario insertar más cavidades en el mismo espacio, se debe de hacer un análisis más preciso que debe incluir este efecto no deseado para evitar una reducción significativa en el rendimiento de la antena.

El diseño de la antena de cavidades requiere conocer la frecuencia de resonancia de la cavidad, f_0 . Una vez seleccionado el valor de la frecuencia de la cavidad por debajo de la frecuencia deseada, esto dará un mayor rango para manipular el largo de la antena y así sintonizarla a un valor específico de frecuencia de resonancia. Esta es una importante característica de nuestro diseño, donde el largo de las piernas y la

frecuencia de la cavidad juegan un papel importante para las necesidades de varias aplicaciones de IRM en modelos animales.

Se realizó el cálculo de la inductancia L_2 de 4 cavidades circulares diferentes usando la ecuación 77 y su regresión lineal f_0^2 – vs. – $1/C$, se muestran en la figura 75.

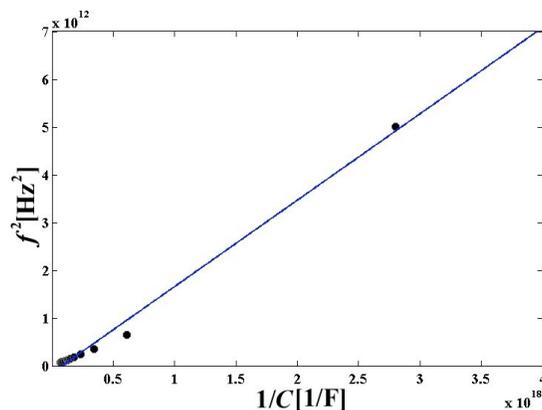


Figura 75. La Regresión lineal de f_0^2 Vs $1/C$,usando la ecuación 75, es $f_0^2 = 5.49 \times 10^5 / C + 8.039 \times 10^{16}$, $R^2=0.993$.

Adicionalmente, los valores de la inductancia teórica fueron calculados usando la ecuación 2.85 de la referencia 41. Se puede observar una muy buena concordancia entre los valores medidos experimentalmente y las predicciones teóricas. Finalmente, para una cavidad de 0.75 cm de radio y una separación de 3mm, los valores de la inductancia teórica y experimental fueron 47.26 nH y 46.13 nH, respectivamente. El valor de la capacitancia se cálculo usando la f_0 obtenida a partir de los datos de ajuste para una determinada frecuencia f .

Una vez obtenido el valor de la inductancia, se construyeron los dos anillos de la antena con cuatro cavidades circulares cada uno. Al modificar el largo l de la antena es como se hace el procedimiento para la sintonización de la antena. Cabe mencionar que entre más cortas las piernas de la antena mayor será la frecuencia de resonancia. Se realizó una gráfica de f –vs– l mostrada en la figura 76 usando la ecuación 74 y las mediciones experimentales de f se llevaron a cabo para las diferentes longitudes de la antena para propósitos de comparación. Del proceso aproximado de sintonización puede ser calculado el diseño del largo actual de la antena. Por lo tanto, la regresión lineal de f_2 – vs – l de acuerdo a la ecuación 74 es mostrada en la figura 77.

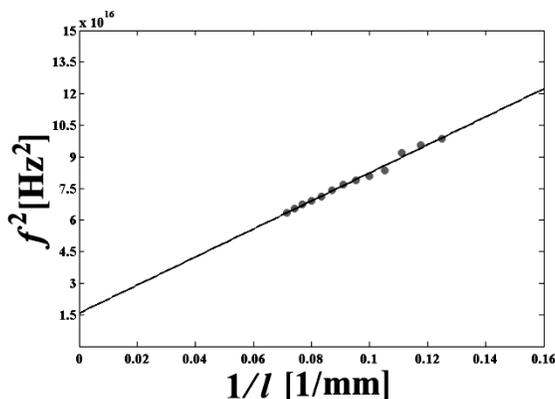


Figura 76. Gráfica de la regresión lineal de los datos experimentales, $f^2 = 6.7 \times 10^{17}/l + (1.6 \times 10^{16})$ usando la ecuación 77, ($R^2=0.99$), obteniendo el valor asintótico de $f_0=126.49$ Mhz.

El largo de la antena fue de 8 cm que concuerda muy bien con el valor teórico de 8.3 cm obtenido de la figura 77.

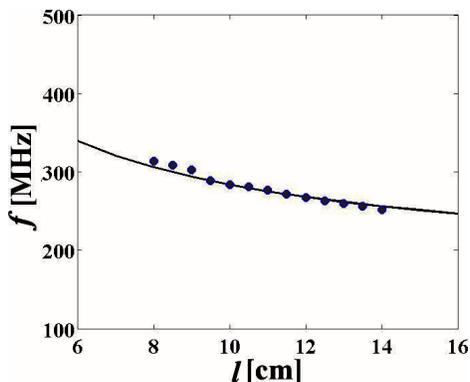


Figura 77. Gráfica de la comparación del largo de las piernas de la antena de cavidades resonantes.

La intercepción en el origen da una frecuencia basal, mostrado en la figura 76, $f_0=126.49$ MHz Entonces, el valor de la capacitancia de la cavidad pudo ser calculado usando la f_0 y el valor de la inductancia (47.26 nH), agregando un valor de capacitancia de 10 pF.

Una vez que el tamaño de la antena se calculó, un prototipo de la antena de cavidades fue construido con las siguientes dimensiones: $l=8$ cm, diámetro de 6 cm y 4 cavidades circulares por anillo de 0.75 cm de radio cada una. El prototipo de antena se ajustó sobre un cilindro de acrílico usando una hoja de cobre. El prototipo de volumen transceptor fue excitado en modo de cuadratura. Un capacitor de 10pF fue añadido en la separación de cada cavidad para asegurar la frecuencia f_0 deseada.

Los factores de calidad de la antena de cavidades fueron calculados en dos casos, con la antena sin carga y la antena con carga, donde resultaron los valores de 101.5

y 45.1 respectivamente. La antena Jaula de Pájaro de cuatro piernas construida para propósitos de comparación en las mismas condiciones tiene los siguientes valores del factor de calidad: 95.31 (sin carga) y 38.84 (con carga).

Las imágenes fueron exitosamente adquiridas con ambas antenas usando secuencias estándar eco de espín y mostrando las imágenes en la figura 78.

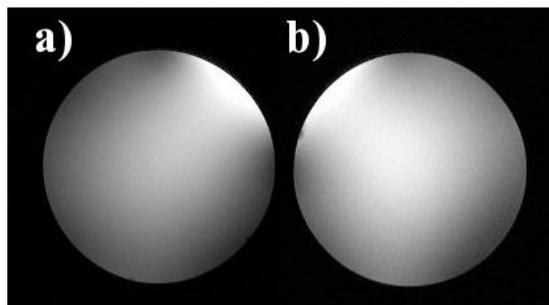


Figura 78. Imágenes obtenidas con: a) Antena de cavidades y b) Antena Jaula de Pájaro.

El CSR de la antena de cavidades y de la antena Jaula de Pájaro fueron 107.03 y 108.28, respectivamente. Adicionalmente, se obtuvieron los perfiles de uniformidad del maniquí de la imagen de la Figura 78 para evaluar el desempeño de la antena de cavidades sobre la Jaula de Pájaro. La figura 79 muestra una comparación de los perfiles de uniformidad obtenidos experimentalmente. Tanto los valores del CSR como los perfiles de uniformidad demuestran un incremento moderado del valor del CSR de la antena de cavidades sobre la antena Jaula de Pájaro.

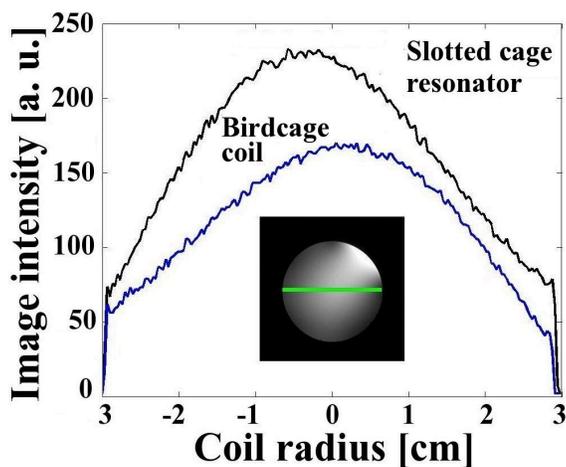


Figura 79. Comparación de los perfiles de intensidad de ambos diseños.

Cabe mencionar que las imperfecciones causadas por la construcción y la manipulación de la antena de cavidades no han afectado drásticamente el desempeño de la misma.

Las cavidades colocadas en los anillos de nuestro diseño representan una importante diferencia con respecto a la popular antena Jaula de Pájaro. Esta diferencia ofrece una ventaja ya que previamente se pueden determinar las dimensiones de la antena de acuerdo a la frecuencia base conforme a la configuración sencilla de las cavidades.

Esto puede ser de gran ayuda para el desarrollo de antenas de altos campos en IRM o ERM ya que con modelos animales se necesitan antenas miniatura. Esto implica que se debe optimizar el tamaño de las cavidades y eso dependerá del rango de frecuencia y el tipo de aplicación deseada. Este diseño ofrece una capacidad de escalamiento y manteniendo las ventajas de un diseño de la convencional Jaula de Pájaro. El desarrollo de antenas para diferentes tamaños de muestras biológicas y diferentes intensidades de campo magnético es de gran ayuda para su estudio.

6.3 Cálculo del CSR de los prototipos construidos.

Con el cálculo del CSR de la imagen, se corroboran los datos de la intensidad de señal de cada uno de los prototipos, en donde el CSR es medido en 6 diferentes regiones de interés (ROI) siguiendo la metodología propuesta en [42]. Este método se basa en la división del valor promedio de un voxel dentro de la imagen seleccionado con un ROI entre el valor promedio del artefacto generado por el ruido detrás de la imagen [43]. En este procedimiento se mide el promedio de la magnitud de intensidad de imagen de cada ROI (SI_{ROI}). EL ruido de la imagen se estima como la desviación estándar (SD) de intensidad de la imagen de la ROI fuera de la imagen de interés (ROI 6). El CSR es calculado como $CSR = \frac{SI_{ROI}}{SD}$,

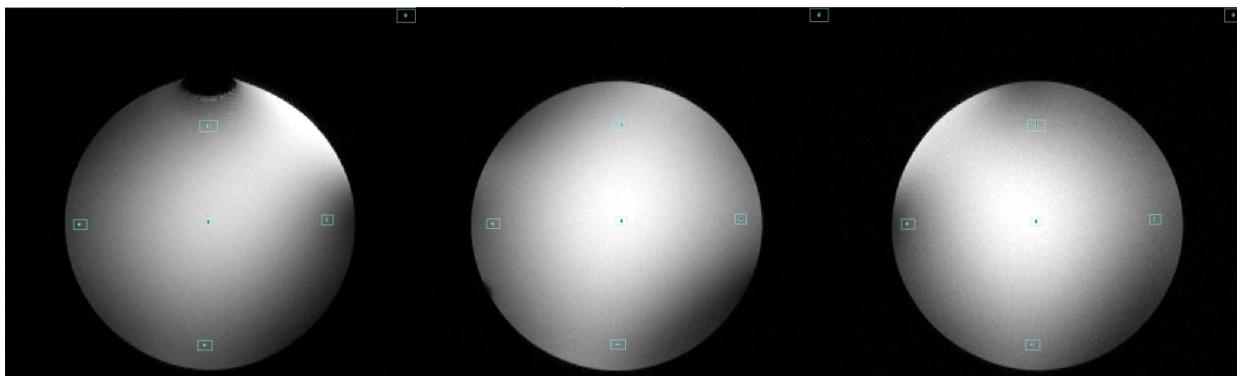


Figura 80. Método para el cálculo del CSR, mostrando las 6 regiones de interés, llamadas ROI, tanto para Jaula de Pájaro (izquierda), Alderman-Grant (centro) y CARES (derecha).

El CSR es calculado para cada una de las imágenes axiales centrales de los tres prototipos en la imagen axial central, como muestra las siguientes figuras, y los cálculos se presentan en la tabla 2.

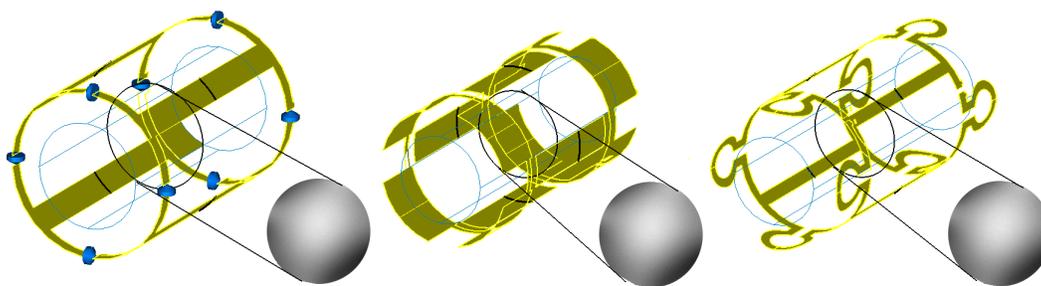


Figura 81. Diagrama ilustrativo de la parte central axial.

Antena	ROI (1)	ROI (2)	ROI (3)	ROI (4)	ROI (5)	Promedio ROI 1- ROI 5	Desviación Estándar (ROI 6)	CSR (Imagen)
Jaula de Pájaro	161	98	86	110	214	133.8	1.236	108.25
Alderman	226	149	131	154	255	183	1.67	109.58
CARES	178	131	108	127	255	159.8	1.493	107.03

Tabla 2. Cálculos del CSR de la imagen central axial.

El CSR de los tres prototipos, es muy similar, lo cual respalda los resultados anteriores, desde la simulación, los perfiles de intensidad y ahora con el CSR. Una vez calculado el CSR en la imagen axial central, se cálculo el CSR en las imágenes obtenidas en la orilla del maniquí esférico de 5 cm de diámetro, tratando de determinar el nivel de pérdida de campo magnético de los prototipos en cuanto se obtienen imágenes cercanas a los anillos, en donde los cálculos se muestran en la siguiente tabla.

Antena	ROI (1)	ROI (2)	ROI (3)	ROI (4)	ROI (5)	Promedio ROI 1- ROI 5	Desviación Estándar (ROI 6)	CSR (Imagen)
Jaula de Pájaro	209	94	191	108	255	171.4	1.908	89.83
Alderman	165	103	111	98	255	146.4	1.595	91.78
CARES	177	118	98	155	255	160.6	1.530	104.96

Tabla 3. Cálculos del CSR de la imagen en la orilla del maniquí esférico.

Con estos resultados, se concluye que el prototipo Jaula de Pájaro, disminuyó su CSR de 108.25 a 89.83, esto es un 17% aproximadamente, el prototipo Alderman-Grant redujo su CSR 109.58 a 91.78, alrededor de 16% y por último el prototipo CARES descendió su CSR de 107.03 a 104.96 que es un 2% de pérdida. Por lo cual

con esto se comprueba que existe una contribución de los anillos de CARES para mantener una homogeneidad del campo magnético a lo largo de la estructura, con una pérdida mínima.

CAPITULO VII

CONCLUSIONES.

Los buenos resultados obtenidos por Rodríguez y colaboradores han motivado a utilizar toda esa vasta experiencia previa para continuar con el desarrollo de hardware para IRM (Antenas de RF) con el objetivo de desarrollar y construir prototipos de volumen para altos campos magnéticos (7 Tesla). Anteriormente se desarrollaron prototipos superficiales para campos menores a 7 Tesla, como la antena PERES (Petal Resonator Surface), en donde se utilizó por primera vez el principio teórico de la cavidad resonante. A diferencia de esto, en esta tesis se demuestra que es posible la construcción de antenas de RF utilizando métodos propios y sencillos motivados en la eliminación de capacitores para el ajuste y sintonización para prototipos de volumen para roedores polarizadas en modo de cuadratura.

Es importante mencionar que en nuestros prototipos se comprueba la eficiencia y mejor funcionamiento basados en la mejora del CSR en comparación con las antenas Jaula de Pájaro (estándar de oro) y Alderman-Grant. Así mismo, simplifica de forma sustancial la construcción de nuevos diseños en la mesa de trabajo, sin la necesidad de utilizar una cantidad importante de capacitores, aportando esto como un nuevo método sencillo de diseño, ajuste y sintonización para su contigua construcción.

La comparación de los datos obtenidos del CSR se hizo en las mismas condiciones dentro del imán; es decir, que la potencia utilizada para una antena fue la que se le aplicó a las otras, para así concluir que las condiciones son las mismas y pueda ser válida la comparación de las imágenes obtenidas del maniquí.

El factor de la temperatura no se tomó en cuenta como un factor que contribuye al desarrollo y construcción de los prototipos aquí presentados. Sí es un factor que puede ayudar a la sintonización de las antenas de RF, pero su control tendrá que ser bajo diferentes métodos, como puede ser la inclusión de la antena de RF dentro de un medio muy frío, como puede ser algún criogénico como el helio, ya que esta a muy baja temperatura y eso hará disminuir la resistencia de nuestros caminos de corriente en el prototipo.

También concluimos que los prototipos aquí construidos son adaptables a las necesidades que se pudieran tener para estudiar alguna especie o alguna parte del cuerpo en específico. Es decir, que la antena mientras sea lo más apropiado a la forma y tamaño de la muestra se obtendrán mejores resultados.

A continuación se resalta las principales conclusiones para ambos prototipos:

La antena de volumen con distribución de corriente no uniforme, es un diseño para demostrar que es posible reducir el número de capacitores en la estructura de una antena, solo utilizando capacitores variables para el ajuste y sintonización fina. En este diseño se hace circular una corriente por las piernas principales, y la mitad de la misma por las piernas. Así con esta idea, al hacer la simulación electromagnética, se demuestra que hay una mejora de la intensidad de señal con respecto a la Jaula de Pájaro, además de la importancia de simplificación en el ajuste y sintonización. El único problema de este diseño es la forma de hacer la antena de volumen ya que tiene que cubrir un cilindro y para esto se tiene que hacer un “cruce” de dos piernas, este cruce puede ser un factor importante ya que si no se tiene precaución puede generar un conflicto al dirigir la corriente en forma contraria y esto hará una cancelación de corrientes por lo que no generará ninguna señal en la imagen. Con base en lo anterior, se construyeron varios diseños para optimizar el tipo y forma de “cruce” y así observar las ventajas y desventajas de cada uno.

Los principios físicos de ***la antena de cavidades circulares a altos campos magnéticos*** se utilizaron para el desarrollo de una antena transeptora para imagenología de pequeñas especies animales a 7 Tesla. La frecuencia de resonancia teórica calculada con el marco teórico para nuestro caso en particular, muestra una muy buena concordancia con los datos de la frecuencia de resonancia experimental. Este enfoque, se puede considerar como un método alternativo para el desarrollo de antenas de volumen para aplicaciones en IRM de altos campos, con la ventaja que éstas pueden ser construidas con una base sólida de los principios físicos de una cavidad resonante. Los principios físicos de una cavidad resonante a altas frecuencias han sido usados para el desarrollo de una antena operando a 300 MHz. Los resultados obtenidos con el prototipo muestran una factibilidad para la Imagenología de pequeñas especies animales a altas frecuencias con secuencias estándar. Cabe mencionar, que aún falta investigar como esta antena puede ser comparada con otras antenas de volumen tal como la antena TEM [19] y antenas microstrip.

TRABAJO A FUTURO.

La contribución de este trabajo, fue el desarrollo de métodos fáciles y sencillos para el ajuste y sintonización de las antenas de RF, mediante el uso de una mínima cantidad de capacitores, tomando en cuenta un incremento en el CSR en comparación con las antenas Jaula de Pájaro y Alderman-Grant.

La reducción del tiempo de adquisición sin disminuir el CSR es un reto fundamental en la IRM. Para afrontar este reto, se han introducido recientemente importantes esquemas como el conocido por: sensibilidad de codificación para RM rápida (Sensitivity encoding for fast MRI, SENSE).

En la técnica SENSE, la idea principal es tener un arreglo de antenas de tal forma que cubran un FOV total por partes y reconstruir la imagen con base a la superposición de imágenes obtenidas por cada elemento del arreglo de antenas. 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.

Descrito lo anterior, el reto ahora es la construcción de la antena de volumen de corrientes no uniforme y la antena de cavidades resonantes en Imagenología en Paralelo; y ya no hacer una comparación con las antenas en cuadratura, si no con antenas de al menos 4 canales. Al ser estas antenas receptoras, ya no operarían en el modo transceptor.

Referencias

- [1] Temnikov, A., *An NMR probe coil*, Instruments and experimental techniques, Vol. 48, p. 636-637, 2005.
- [2] Suits H.B., Garroway A.N., *Optimizing surface coils and the self-shielded gradiometer*, Journal of Applied Physics, Vol. 94, p. 4170, 2003.
- [3] Bloch F., *Nuclear Induction*, Physical Review, Vol. 70, p. 460, 1946
- [4] Purcell E. M., Torrey H. C., Pound R. V., *Resonance absorption by nuclear magnetic moments in solid*, Physical Review, Vol. 69, p. 37, 1946.
- [5] Lauterbur P. C., *Image formation by induced local interactions: examples employing nuclear magnetic resonance*, Nature, Vol. 242, p. 190, 1973.
- [6] Mansfield P., Grannel P. K., *Diffraction in solids*, Journal of Physics C: Solid State Physics, Vol. 6, p. 422, 1973.
- [7] Damadian R., *Tumor detection by nuclear magnetic resonance*, Science, Vol. 171, p. 1151, 1971.
- [8] Zhi-Pei L., Lauterbur P. C., *Principles of Magnetic Resonance Imaging: A Signal Processing Perspective*, IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Bellingham, Wash. : SPIE Optical Engineering Press, 2000.
- [9] Golland P., *Spatial Encoding In MRI And How To Make It Faster*, Exam paper. Cambridge, University, 2000.
- [10] University of Aberdeen, Department of Bio-Medical Physics and Bio-Engineering, *Magnetic Resonance Imaging, Lecture Notes*, 2000.
- [11] McRobbie D., Moore E., Graves M., Prince M., *MRI from Picture to Proton*, Cambridge University Press, 2007.
- [12] Bernstein M. A., King K. F., Zhou X. J., *Handbook of MRI Pulse Sequences*, Elseiver, 2004.
- [13] Rodríguez A, Amador R., Rojas R., Barrios F. A., *Antenas Superficiales para Imágenes por Resonancia Magnética*, Revista Medica del Instituto Mexicano del Seguro Social, Vol. 43, núm. 6, p. 495-501, 2005.

- [14] Wright Steven M., ***Basic Concepts: Components***, Proc.11th International Society for Magnetic Resonance in Medicine (ISMRM), Toronto, Ontario, Canada, Vol. 1, p. 590, 2003.
- [15] Hernández R., Rodríguez A, Salgado P., Barrios F. A., ***Concentric dual-loop RF coil for Magnetic Resonance Imaging***, Revista Mexicana de Física, Vol. 49, p. 107, 2003
- [16] Hoult D. I., Lauterbur P. C., ***The Sensitivity of the Zeugmatographic Experiment Involving Human Samples***, Journal Magnetic Resonance, Vol. 34, p. 225, 1979.
- [17] Jin J., ***Electromagnetic Analysis and Design in Magnetic Resonance Imaging***. CRC press LLC, Florida, 1999.
- [18] Hayes C. E., ***An Efficient Highly Homogeneous Radio Frequency Coil for Whole-Body NMR Imaging at 1.5 T***, Journal Magnetic Resonance, Vol. 62, p. 622, 1985.
- [19] Vaughan J.T., Hetherington H.P., Out J.O., Pan J.W., Pohost G.M., ***High Frequency Volume Coils for Clinical NMR Imaging and Spectroscopy***, Magnetic Resonance in Medicine, Vol. 32, p. 206, 1994.
- [20] Doty FD, Entzminger G, Kulkarni J, Pamarthy K, Staab JP., ***RF coil technology for small animal MRI***, NMR in Biomedicine, Vol. 20, p. 304, 2007.
- [21] Giovanetti G., Landini L., Santarelli M.F., Positano V., ***A fast and accurate simulator for the design of birdcage coils in MRI***, MAGMA, Vol. 15, p. 36, 2002.
- [22] Boissoles P., Caloz P., ***Accurate calculation of mutual inductance and magnetic fields in a birdcage coil***, Preprint 06-07, Universite de Rennes 1, 2006.
- [23] Alderman DW, Grant DM., ***An efficient decoupler coil design which reduces heating in conductive samples in superconducting spectrometers***, Journal of Magnetic Resonance Vol. 36, p. 447, 1979.
- [24] Tropp J., ***Mutual Inductance in the Bird-Cage Resonator***, Journal of Magnetic Resonance, Vol. 126, p. 9, 1997.
- [25] Amador R., Sacristán E., Rodríguez A., ***Dual Frequency Intestinal Intraluminal Coil for in vivo MRIS***, Proceedings 10th International Society for Magnetic Resonance in Medicine (ISMRM), Honolulu, Hawaii, USA, p. 981, 2002.
- [26] Li, B. K., Liu F., Weber E., Crozier S., ***Hybrid numerical techniques for the modelling of radiofrequency coils in MRI***, NMR in Biomedicine, Vol. 22, p. 937, 2009.

- [27] Hand, J. W., *Modelling the interaction of electromagnetic fields (10 MHz-10 GHz) with the human body: Methods and applications*, Physics in Medicine and Biology, Vol. 53, p. 243, 2008.
- [28] Computer simulation Technology (2008) <http://www.CST.com/>
- [29] Yee K. S., *Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media*, IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-14, iss. 4, p. 302, 1966.
- [30] Reitz J., Milford F. J., Christy R. W., *Fundamentos de la teoría electromagnética*, Addison-Wesley, 1996.
- [31] Kraus J.D., *Electromagnetics*, Mcgraw-Hill Series in Electrical Engineering, New York, 1973.
- [32] Vries de D., Baan J., *Auralization of Sound Field by Wave Field Synthesis*, Proceedings of the 106th AES Convention, Munich, Germany, 1999.
- [33] Hayes CE., *The development of the birdcage resonator: a historical perspective*, NMR in Biomedicine, Vol. 22, p. 908, 2009.
- [34] Chin C, Collins CM, Li S, Dardzinski BJ, Smith MB., *Birdcage builder: design of specified geometry birdcage coils with desired current pattern and resonant frequency*, Concepts in Magnetic Resonance, Vol. 15, p. 156, 2002.
- [35] Spence DK, Wright SM., *2-D full wave solution for the analysis and design of birdcage coils*, Concepts in Magnetic Resonance, Vol. 18, p. 15, 2003.
- [36] Trakic A, Crozier S, Liu F., *Numerical modelling of thermal effects in rats due to high-field magnetic resonance imaging (0.5-1 GHz)*, Physics in Medicine and Biology, Vol. 49, p. 5547, 2004.
- [37] Greenman RL, Rakow-Penner R., *Evaluation of the RF field uniformity of a double-tuned 31P/1H birdcage RF coil for spin-echo MRI/MRS of the diabetic foot*, Journal of Magnetic Resonance Imaging, Vol. 22, p. 427, 2005.
- [38] Mansfield P, McJury M, Glover P., *High frequency cavity resonator designs for NMR*, Measurement Science and Technology, Vol. 1, p. 1052, 1990.
- [39] Rodríguez AO, Hidalgo SS, Rojas R, Barrios FA., *Experimental development of a petal resonator surface coil*, Magnetic Resonance Imaging, Vol. 23, p. 1027, 2005.

[40] Tropp J., *The hybrid birdcage resonator*, Proceedings of 11th International Society for Magnetic Resonance in Medicine (ISMRM), Berlín, Germany, p. 4009, 1992.

[41] Ramo S, Van Duzer T, Whinnery JR., *Fields and Waves in Communication Electronics*, 3rd Ed. John Wiley, New Jersey, 1994.

[42] Zhang X., Ugurbil K., Chen W., *A microstrip transmission line volume coil for human head mr imaging at 4T*, Journal of Magnetic Resonance Imaging, Vol. 161, p. 242, 2003.

[43] Vaughan J.T., Garwood M., Collins C.M., Liu W., DelaBarre L., Adriany G., Andersen P., Merkle H., Goebel R., Smith M.B., Ugurbil K., *7T vs. 4T: RF Power, Homogeneity, and Signal-to-Noise Comparison in Head Images*, Magnetic Resonance in Medicine, Vol. 46, p. 24, 2001.

APÉNDICE A.

MANIQUÍ CONSTRUIDOS.

Para realizar las pruebas de funcionamiento de los prototipos de antenas, ya que con estas pruebas se puede comparar con la simulación electromagnética, se construyó un maniquí cilíndrico, llenados con solución salina, con 6 cm de diámetro y 15 cm de largo, como lo muestran las siguientes fotografías. En la fotografía a) se observa en diámetro y en la fotografía b) se mide la longitud.

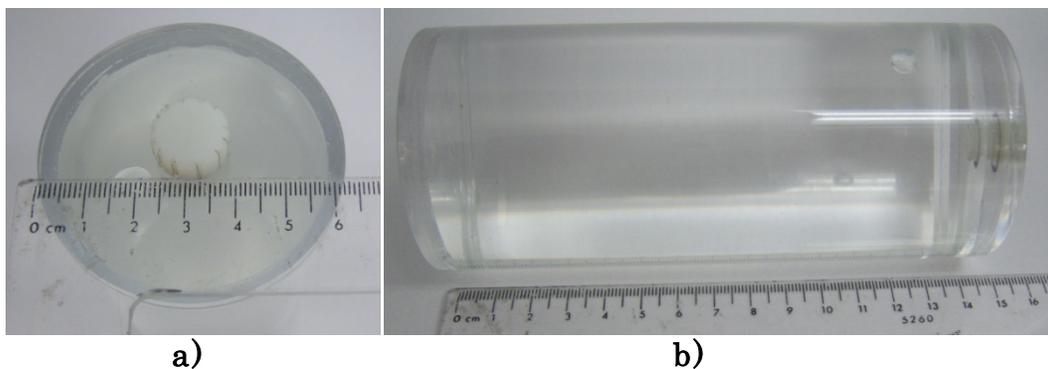


Figura A. 1. Dimensiones del maniquí de solución salina.

Después de obtener las imágenes en los tres cortes (Axial, Coronal y Sagital), se comparan con los datos resultantes de las simulaciones electromagnéticas, cuando se obtienen resultados similares, se procede a la obtención de imágenes de modelos animales. Para no exponer a los modelos animales a pruebas de funcionamientos de los prototipos, se decidió la construcción de un maniquí de especie animal. Este maniquí lleva consigo el sacrificio de una sola muestra animal. Esto se hace por medio de un proceso llamado “perfusión”. Se utilizó una rata Wistar de una edad aproximada de 30 días y un peso aproximado de 60 ± 4 , anestesiado donde el anestésico fue administrado vía intraperitoneal. Una vez anestesiado el animal, se inició el proceso que consiste en abrir la cavidad torácica del animal, para realizar la perfusión del árbol arterial por gravedad. Inyectando una solución salina para eliminar la sangre del cuerpo. Después se inyecta una solución de formol al 20% para conservar por un tiempo prolongado los órganos del animal, como se muestra en el siguiente diagrama.

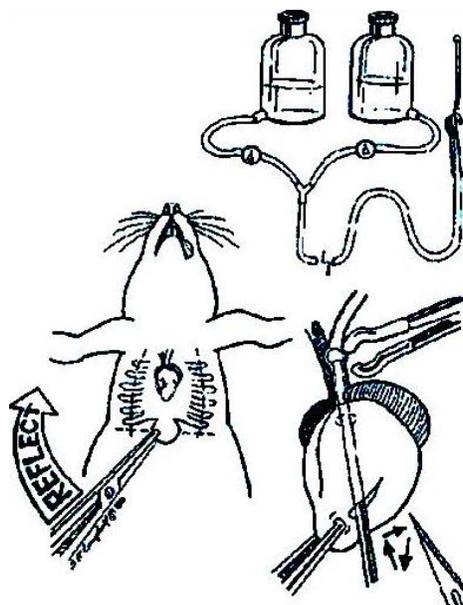


Figura A. 2. Diagrama del proceso de perfusión de una especie animal.

A continuación se montó el animal en una “cama” para fijarlo en sus extremidades y así evitar el movimiento. Se introduce en un cilindro de acrílico, dentro de la misma solución de formol pero ahora para conservar la parte exterior del animal, finalizando como se muestra en las fotografías.



Figura A. 3. Fotografías del maniquí animal.

APÉNDICE B.

IMÁGENES EXPERIMENTALES IN-VIVO Y EX-VIVO

Se obtuvieron imágenes del maniquí de rata, con una secuencia T_1 eco de gradiente multi corte, en el plano coronal, con un tiempo de repetición de 277.88 ms, un tiempo eco de 5.09 ms, un campo de visión de 150x150, NEX de 5, un grosor de corte de 0.2 mm, mostradas a continuación.

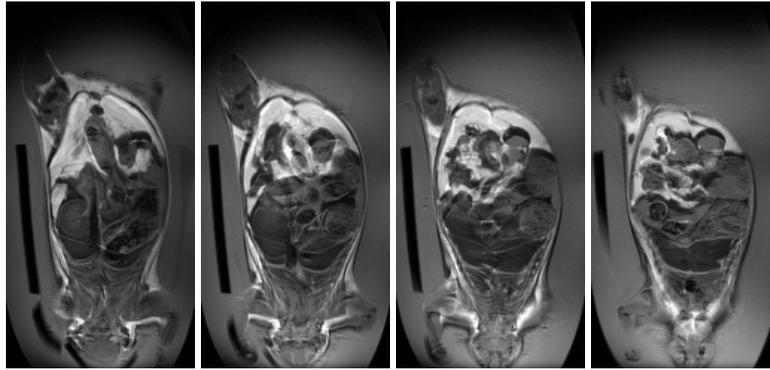
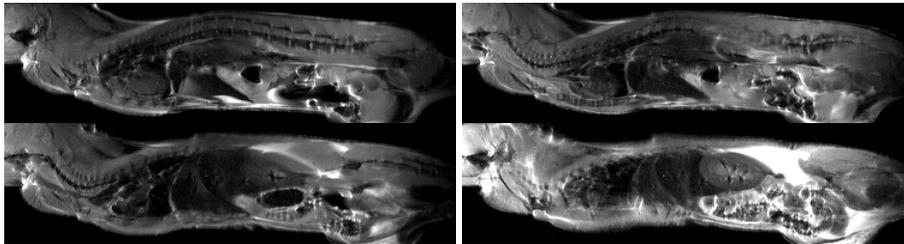
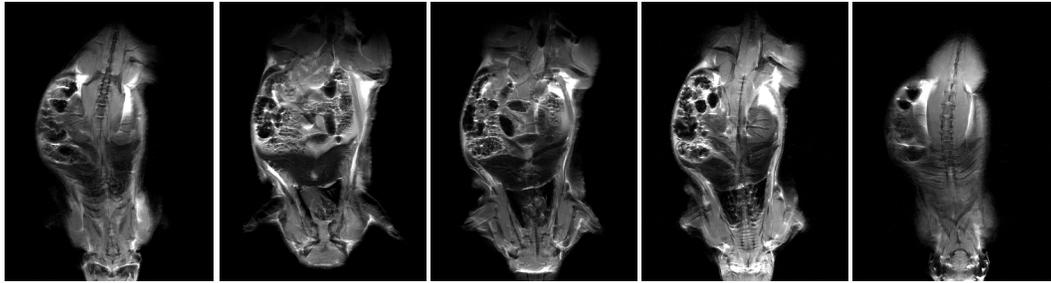


Figura B.1 Secuencia de imágenes coronales ex-vivo del maniquí de rata.

También el prototipo CARES, genero imágenes de un rata Winstar de aproximadamente 50gs de peso, en el plano sagital y coronal, con secuencia T_1 eco de espín multi corte, un TR de 1000 ms, un TE de 21.89 ms, NEX de 2 y una matriz de 512x512, un FOV de 100x100mm, 10 cortes, con un grosor de 2 mm y sin separación entre cortes, donde se observa la imagen completa de la rata, si perdida de información en las orillas laterales de las mismas, debido a la contribución de los anillos.



a)



b)

Figura B.2 Secuencia de imágenes sagitales a) y coronales b) in-vivo de rata Winstar.

Utilizando el prototipo CARES de menos dimensiones, con otro maniquí de una rata Winstar de aproximadamente de 30 grs, se comprobó que también se generan imágenes de buena calidad, como se muestran a continuación, tanto en un plano coronal (Figura B.3), con secuencia T_1 eco de gradiente multi corte, con un TR de 311.28 ms, un TE de 5.71 ms, NEX de 2 y una matriz de 256x256, FOV de 50x50mm, 30 cortes, con un grosor de 0.2mm y una separación entre cortes de 0.2mm y en plano axial (Figura B.4) utilizando una secuencia T_1 eco de gradiente multi corte, con un TR de 311.28 ms, un TE de 5.71ms, NEX de 2 y una matriz de 256x256, un FOV de 50x50mm, 30 cortes, con un grosor de 0.2mm y una separación entre cortes de 0.2mm.

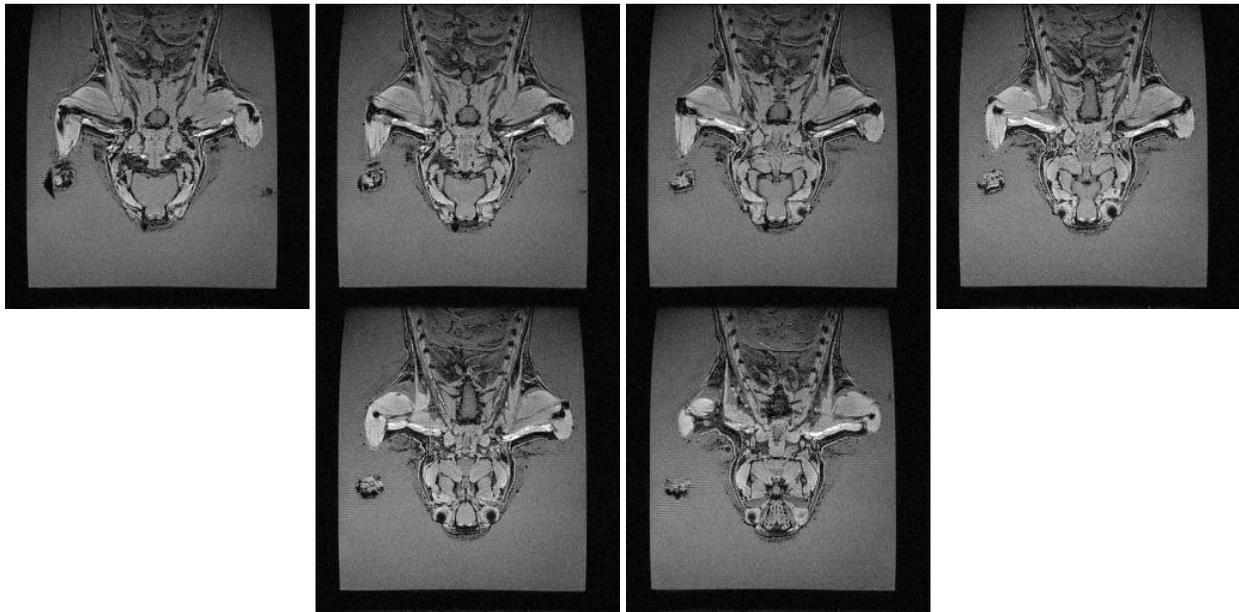


Figura B.3 Secuencia de imágenes coronales ex-vivo del maniquí de rata Winstar.

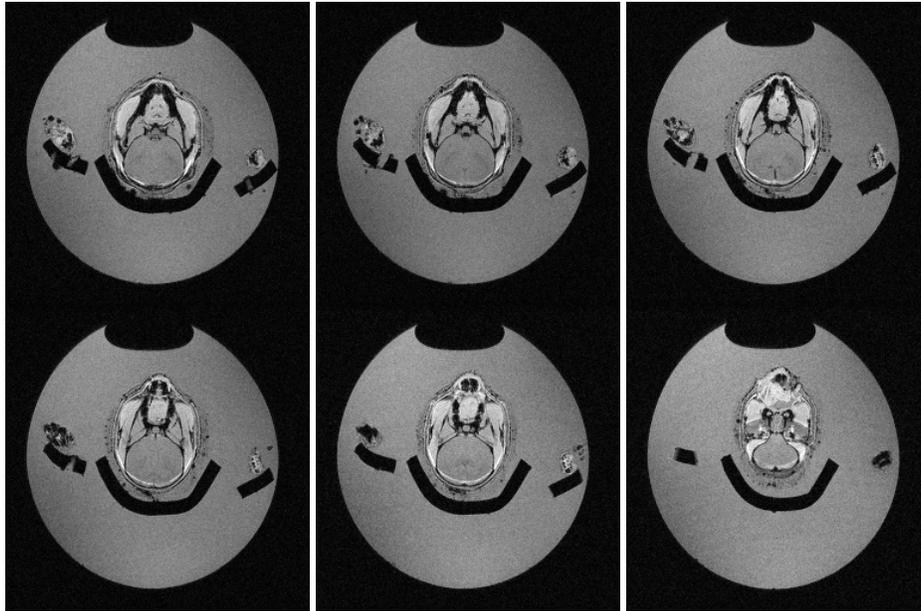


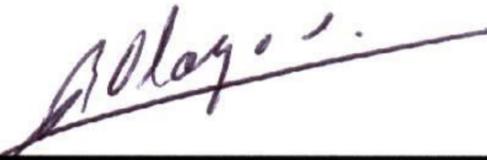
Figura B.4 Secuencia de imágenes axiales ex-vivo del maniquí de rata Winstar.

COMITÉ EVALUADOR:



DR. ABEL CAMACHO QUINTANA.

PRESIDENTE



DR. ROBERTO OLAYO GONZÁLEZ.

SECRETARIO



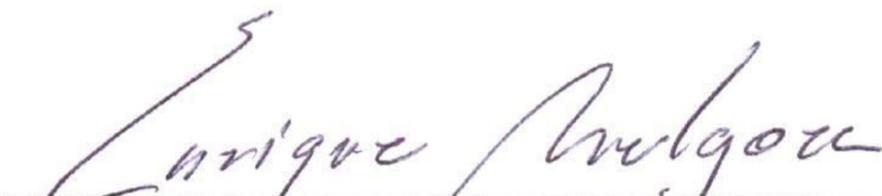
DR. JUAN CARLOS ECHEVERRÍA ARJONILLA.

VOCAL



DR. FERNANDO ALEJANDRO BARRIOS ÁLVAREZ.

VOCAL



DR. ENRIQUE MELGOZA VÁZQUEZ.

VOCAL