



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

FACULTAD DE CIENCIAS

**SIMULACIÓN DE UNA ANTENA TRANSCRIPTORA
DE DOS PÉTALOS PLEGADIZA PARA USO EN
IMAGENOLÓGÍA POR RESONANCIA MAGNÉTICA**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

FÍSICA

P R E S E N T A:

TOMÁS BAUTISTA TORRES



**TUTOR
M. C. RICARDO M. HERNÁNDEZ FLORES
2012**



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

1. Datos del alumno
Apellido paterno
Apellido materno
Nombre(s)
Teléfono
Universidad Nacional Autónoma de México
Facultad de Ciencias
Carrera
Número de cuenta

2. Datos del tutor
Grado
Nombre(s)
Apellido paterno
Apellido materno

3. Datos del sinodal 1
Grado
Nombre(s)
Apellido paterno
Apellido materno

4. Datos del sinodal 2
Grado
Nombre(s)
Apellido paterno
Apellido materno

5. Datos del sinodal 3
Grado
Nombre(s)
Apellido paterno
Apellido materno

6. Datos del sinodal 4
Grado
Nombre(s)
Apellido paterno
Apellido materno

7. Datos del trabajo escrito.
Título
Subtítulo
Número de páginas
Año

1. Datos del alumno
Bautista
Torres
Tomás
0445532606182
Universidad Nacional Autónoma de México
Facultad de Ciencias
Física
302290824

2. Datos del tutor
M en C
Ricardo Martín
Hernández
Flores

3. Datos del sinodal 1
M en C
Mirna
Villavicencio
Torres

4. Datos del sinodal 2
Dra.
Alejandra
López
Suárez

5. Datos del sinodal 3
Dra.
Silvia
Hidalgo
Tobón

6. Datos del sinodal 4
Dra.
Gabriela
Murguía
Romero

Simulación de antena transcritora de dos pétalos plegadiza para uso en Imagenología por Resonancia Magnética
73
2012

7. Datos del trabajo escrito

A Dios

A mi familia

Agradecimientos

A mi madre por confiar en mí y apoyarme incondicionalmente en mis estudios de licenciatura, a mis hermanos por brindar siempre una palabra de aliento.

A la Facultad de Ciencias, UNAM, por ser mi lugar de estudios, a la UAM Iztapalapa por darme a conocer su laboratorio de IRM.

Al Dr. Sergio Enrique Solís Nájera por ser una amigo y enseñarme el simulador CST.

A mi maestro Ricardo Martín Hernández Flores primero por ser un amigo y brindarme la confianza y compartir sus conocimientos.

A mis sinodales M. en C. Mirna Villavicencio Torres a la Dra. Alejandra López Suárez, Dra. Silvia Hidalgo Tobón y al Dra. Gabriela Murguía Romero que permitieron mejorar este trabajo

A mis amigos con los que conviví y pase muchos gratos momentos; Alain, Arturo, Pedro, Naxi, Fernando, Valente, Dulce, Sarahí, Ivonne, Pedro Pérez.

A Paola por que conoce mis sueños y por brindarme su entera confianza.

ÍNDICE

PRÓLOGO	7
INTRODUCCIÓN.....	8
CAPÍTULO I.....	9
RESONANCIA.....	9
1.1. - Teoría de la resonancia electromagnética.....	9
1.1.1 Ecuaciones de Bloch.....	15
1.1.2 FID	16
1.2. - Circuito RLC.....	18
1.3. - Imagenología por resonancia magnética.....	19
1.3.1 Gradientes.....	20
1.3.2 Spin –Eco.....	20
1.3.3 Selección de rebanada.....	20
1.3.4 Codificación de frecuencias y codificación de fase.....	20
CAPÍTULO II.....	21
ANTENAS DE RADIOFRECUENCIAS PARA IMR.....	21
2.1. - Diferencia entre antena de IRM y telecomunicaciones.....	22
2.2. - Propiedades del campo magnético de una antena para IRM.....	22
2.2.1 Principio de reciprocidad.....	24
2.2.2 Cociente señal a ruido (CSR).....	25
2.2.3 SAR.....	26
2.3. - Pulsos de radiofrecuencia.....	26
2.4. - Transmisión de señal.....	28
2.4.1 Coeficiente de reflexión.....	29
2.4.2 Parámetro S para N puertos.....	30

CAPÍTULO III.....	32
SIMULACIÓN DE UNA ANTENA TRANSCCEPTORA DE DOS PÉTALOS CON CAPACITORES DISTRIBUIDOS.....	32
3.1. - Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo.....	33
3.2. - Estructura de la antena	37
3.2.1 Dimensiones de la antena.....	38
3.3. - Parámetros de la simulación.....	38
3.4. - Proceso de sintonización sin muestra.....	40
3.4.1 Pruebas de barrido de los distintos tipos de capacitores.....	40
3.4.2 Frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de pliegue.....	43
3.4.3 Sintonización constante al variar el ángulo de pliegue.....	44
3.4.4 Coeficiente de reflexión S al variar el ángulo de pliegue.....	45
3.4.5 Factor de calidad Q.....	46
3.5. - Proceso de sintonización con muestra.....	47
3.5.1 Sintonización constante al variar el ángulo de pliegue.....	49
3.5.2 Coeficiente de reflexión S al variar el ángulo de pliegue	51
3.5.3 Factor de calidad Q.....	52
3.6. - Mapas del campo magnético \vec{H} variando el ángulo de pliegue.....	54
3.7. - Caracterización de los capacitores distribuidos por pares.....	61
 CAPÍTULO IV.....	 66
4.1. - Discusión general.....	66
4.2. - Conclusiones generales.....	68
 BIBLIOGRAFÍA.....	 69
 APÉNDICE.....	 71

Prólogo

La simulación de antenas de radiofrecuencias para IRM (Imagenología por Resonancia Magnética) se ha convertido en una herramienta imprescindible para la construcción de antenas de este tipo. Ya que la sintonía de una antena no resulta de inmediato por depender principalmente de factores como la capacitancia y la inductancia. Una forma de optimizar ambos factores es maximizar la energía electromagnética en la antena.

El diseño de la antena consiste en dos aros (pétalos) unidos con radio de 10 cm cada uno, como lo muestra la figura 1. La estructura esta diseñada con las propiedades dieléctricas y magnéticas del cobre, utilizando éstos parámetros en las ecuaciones de Maxwell se busca la solución al campo magnético de la antena por medio del método Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo. En el cálculo se añadirán capacitores distribuidos para ajustar la sintonización al variar el ángulo de pliegue. También se presentará el coeficiente de calidad Q y transmisión de la señal. Al final, las imágenes de flujo magnético \vec{H} referentes a su amplitud y configuración vectorial, servirán para explicar la función de la antena en modo emisión. Este proceso ayudará a explicar a que ángulos se tiene la sintonía óptima. Una utilidad de esta antena en el sistema de Resonancia Magnética, es para adquirir imágenes en 2-D para rodilla humana como antena transceptora, ya que puede ser antena plana y convertirse en antena de volumen y entonces ser utilizada como antena emisora-receptora.

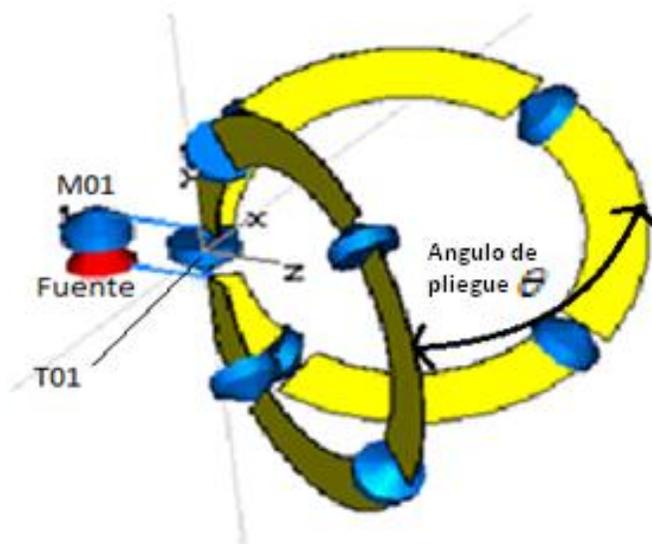


Fig.1. Estructura de la antena cerrada a un ángulo θ . Se aprecian los capacitores distribuidos, cuatro por cada aro, además del capacitor central, T01 y en el extremo izquierdo un capacitador denominado M01 seguido en serie de una fuente de excitación.

Introducción

Una antena para IRM forma parte de un sistema de radiofrecuencia [1], las antenas de radiofrecuencia se dividen en dos grupos: las antenas planas o de superficie [2], [3] y las volumétricas, [4], [5]. Las antenas volumétricas ofrecen una mejor homogeneidad del campo magnético indispensable para la excitación del núcleo atómico [6] en modo emisión, pero conjuntamente una disminución del cociente señal a ruido (CSR), por otro lado las antenas de superficie aumentan el CSR pero no mejoran la homogeneidad del campo magnético en la muestra, por lo tanto las antenas volumétricas son utilizados como antenas emisoras, mientras que las antenas de superficie son utilizadas como antenas receptoras.

Las antenas de volumen y las antenas planas se pueden utilizar conjuntamente durante el proceso de emisión-recepción de pulsos de radiofrecuencias y se emplean diodos para el desacoplamiento durante la adquisición de la señal. Una antena transeptora se utiliza como antena de volumen y antena plana, este tipo de antena tiene como finalidad excitar los núcleos atómicos mediante pulsos de radiofrecuencia y durante la precesión de la magnetización actúa como antena receptora, una antena puede ser utilizada como emisora-receptora de acuerdo al principio de reciprocidad [7].

Una buena antena de radiofrecuencia para IRM tiene que aumentar el CSR (Cociente Señal a Ruido) y la homogeneidad del campo magnético por lo que la construcción de la antena constituye un proceso de optimización entre ambos parámetros.

CAPÍTULO I

RESONANCIA

El presente capítulo examina dos fenómenos que presentan resonancia, el primero se refiere al fenómeno de resonancia electromagnética nuclear, el segundo consiste en la resonancia que presenta una antena de radiofrecuencias entendida como un circuito RLC de corriente alterna [8], estos dos fenómenos son aprovechados para la adquisición de imágenes por resonancia electromagnética (IRM).

1.1. - Teoría de la resonancia electromagnética

La resonancia es un fenómeno que se presenta en sistemas que tienen una oscilación natural acoplada a estímulos externos con igual frecuencia y fase, de este modo se produce una respuesta máxima al estímulo externo mediante la absorción máxima de energía.

Existen varios ejemplos de sistemas que presentan resonancia, ejemplos; un circuito RLC de corriente alterna, un sistema masa –resorte, un dipolo magnético oscilante y estructuras que presentan oscilación natural como edificios, puentes, etc., la respuesta puede ser corriente, amplitud, absorción de energía magnética, tensión, respectivamente, las respuestas al estímulo se maximizan cuando la frecuencia natural se acopla en frecuencia y fase.

Antes de presentar la teoría de resonancia electromagnética desde el punto de vista clásico, es importante mencionar el efecto Zeeman que explica el espectro de absorción y emisión de energía para una partícula de espín $\frac{1}{2}$, por ejemplo el protón o núcleo de Hidrógeno. El efecto Zeeman permite entender que una muestra que tenga isótopos de Hidrógeno absorbe energía y la reemite al aplicarle un campo magnético externo fijo denominado \vec{H}_0 .

El momento angular total asociado a una partícula es:

$$\vec{J} = \vec{L} + \vec{S}, \quad (1.1)$$

Donde \vec{L} es el momento angular, mientras que \vec{S} es el momento debido al espín.

La razón giromagnética es el resultado de considerar una carga eléctrica en movimiento [9] y distingue la magnitud del vector del momento angular para un electrón con respecto al momento angular para un protón por medio de la masa de cada partícula [19]:

$$\gamma = \frac{e}{2m_e c}, \quad \gamma = \frac{e}{2m_p c} \quad (1.2a)$$

El momento dipolar magnético de una partícula es [19]:

$$\vec{\mu} = \gamma \vec{J} \quad (1.2b)$$

El operador hamiltoniano debido a la interacción dipolar magnética y el campo externo fijo \vec{H}_0 , es [19]:

$$H = -\vec{\mu} \cdot \vec{H} \quad (1.3)$$

Si consideramos que el campo magnético externo fijo \vec{H}_0 está dirigido en z, obtenemos que:

$$H = -\gamma \hbar H_0 I_z \quad (1.4)$$

Para el caso sencillo en donde el $J = 1/2$ que corresponde al caso de un protón o isótopo de Hidrógeno 1H [9], la cuantización de la energía queda como:

$$E = -\gamma \hbar H_0 m, \quad m = I, I-1, \dots, -I \quad (1.5)$$

Donde $m = \pm 1/2$, los dos posibles estados de energía asociados son:

$$E_1 = \frac{1}{2} \gamma \hbar H_0, \quad E_2 = -\frac{1}{2} \gamma \hbar H_0 \quad (1.6)$$

La diferencia de energía es:

$$\Delta E = \hbar \omega = \gamma \hbar H_0 \quad (1.7)$$

Finalmente la condición de resonancia queda como:

$$\omega_0 = \gamma H_0 \quad (1.8)$$

El espectro de energía característico es conocido como interacción Zeeman para partículas de espín un medio, ver figura 1.1.

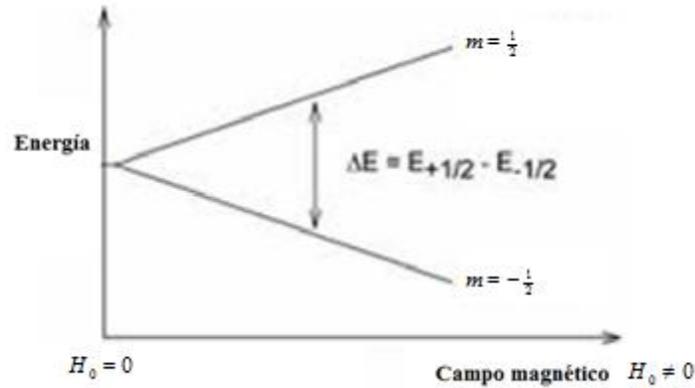


Fig.1.1 Desdoblamiento de líneas de energía asociadas a una partícula de espín 1/2, sometida a un campo externo fijo \vec{H}_0 .

Para entender la resonancia desde el punto de vista clásico y microscópico es necesario analizar el movimiento del momento magnético dipolar de una partícula, para esto la torca producida en el dipolo magnético es [19]:

$$\frac{\gamma d\vec{J}}{dt} = \vec{\tau} \tag{1.9}$$

en donde la torca producida debido a las interacciones magnéticas del campo externo fijo y el momento dipolar es [19]:

$$\frac{d\vec{\mu}}{dt} = \gamma \vec{H}_0 \times \vec{\mu} \tag{1.10}$$

La solución a la ecuación dinámica del momento dipolar magnético da como resultado una precesión de Larmor alrededor del campo magnético externo \vec{H}_0 con frecuencia $\omega_0 = \gamma H_0$ como se aprecia en la figura 1.2.

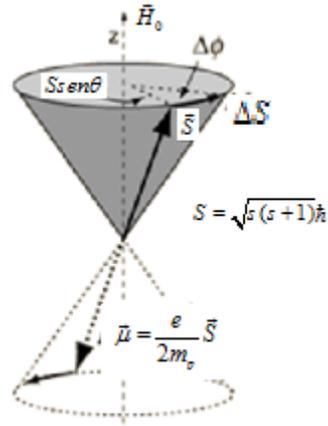


Fig.1.2 *Precesión de Larmor, caso de un protón.*

Introduciendo un campo magnético oscilante perpendicular al campo fijo \vec{H}_0 da como resultado un campo magnético total aplicado [19]:

$$\vec{H} = iH_1 \cos \omega t + jH_1 \text{sen} \omega t + kH_0 \quad (1.11)$$

La ecuación en el marco de referencia que rota queda de la siguiente forma [19]:

$$\frac{d\vec{\mu}'}{dt} = (\gamma\vec{H} - \vec{\omega}) \times \vec{\mu}' = \gamma(\vec{H} - \frac{\vec{\omega}}{\gamma}) \times \vec{\mu}' \quad (1.12)$$

Donde el campo \vec{H} esta definido de la siguiente manera:

$$\vec{H} = k'H_0 + i'H_1, \quad \vec{\omega} = k'\omega \quad (1.13a)$$

$$\frac{d\vec{\mu}'}{dt} = (\vec{H}_{efec.}) \times \vec{\mu}' \quad (1.13b)$$

El vector del momento magnético rota alrededor del campo efectivo en el sistema de referencia primado como se ve en la figura 1.3 (b), y el campo \vec{H} disminuye la cantidad $\frac{\vec{\omega}}{\gamma}$ y en condición de resonancia el vector de momento magnético rota alrededor de $i'\vec{H}_1$ [19]:

$$\omega_0 = \gamma H_0 \quad \text{Frecuencia de Larmor} \quad (1.14)$$

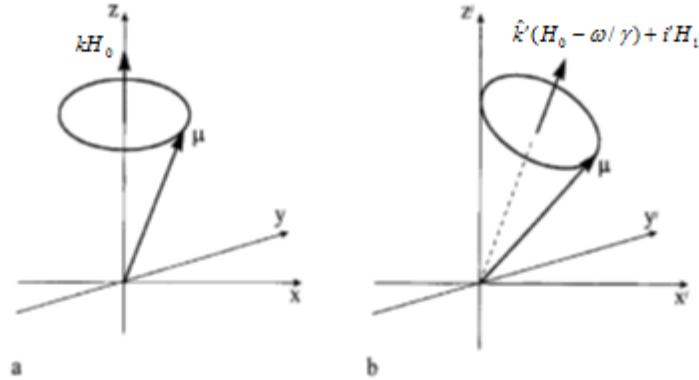


Fig.1.3. (a).Precesión del vector de momento dipolar magnético en el sistema de laboratorio, (b)Precesión del vector de momento dipolar el sistema de referencia de rotación ($i\vec{H}_1$ es el campo de radio frecuencia), el vector precesa alrededor de un campo $\vec{H}_{efec.}$ efectivo.

En una unidad de volumen existen varios núcleos de Hidrógeno y cada núcleo tiene asociado un momento magnético, la suma de momentos magnéticos ($\vec{\mu}$) en una unidad de volumen da como resultado la magnetización:

$$\sum \mu_i = \vec{M} \tag{1.15}$$

Una muestra de material orgánico, tejido, se compone de una gran cantidad de núcleos de Hidrógeno, cada núcleo tiene un momento magnético dipolar asociado ($\vec{\mu}$) que gira alrededor del campo externo, cada vector de momento magnético gira desfasado de forma aleatoria alrededor del campo externo como se ve en la figura 1.4, la suma da como resultado una magnetización total dirigida en el eje z.

El vector de momento magnético $\vec{\mu}$ en estado de equilibrio térmico y en presencia de un campo magnético externo \vec{H}_0 tiene dos orientaciones posibles paralela o antiparalela a la dirección del campo externo, con un exceso de momentos magnéticos alineados al campo externo, según la función de distribución de Boltzman.

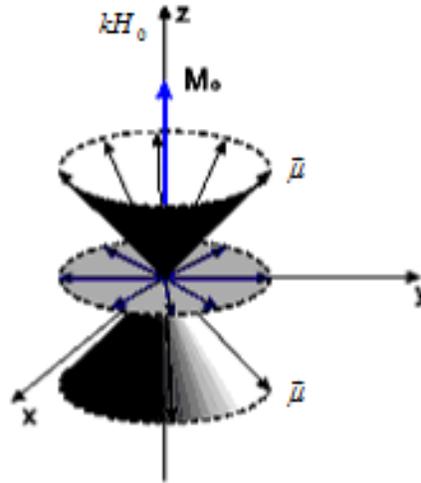


Fig.1.4 Magnetización total producida por la suma de momentos magnéticos.

El campo magnético está determinado mediante la ecuación:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{M} \quad (1.16)$$

Donde \vec{B} es el campo magnético, \vec{H} es denominado flujo magnético (producido por corrientes libres) y \vec{M} es la magnetización del material que se produce al aplicar un campo externo.

El sistema de momentos magnéticos puede ser modificado al aplicarle un campo externo \vec{H} produciendo alteraciones en la magnetización y su dinámica de movimiento, la dinámica del vector de magnetización está determinada mediante las ecuaciones de Bloch.

1.1.1 Ecuaciones de Bloch

En 1946 Bloch propuso un conjunto de ecuaciones fenomenológicas que describen la dinámica del campo magnético de algún material en interacción con el campo \vec{H} externo y solo son validas si se considera que la amplitud del campo oscilante es mucho menor que el campo externo fijo, suponiendo que los campos externos son de la forma $\vec{H} = iH_1 \cos \omega t + jH_1 \sin \omega t + kH_0$. Las ecuaciones de Bloch son [11], [6]:

$$dM_x / dt = \gamma(\vec{H} \times \vec{M})_x - M_x / T_2 \quad (1.17)$$

$$dM_y / dt = \gamma(\vec{H} \times \vec{M})_y - M_y / T_2 \quad (1.18)$$

$$dM_z / dt = \gamma(\vec{H} \times \vec{M})_z + (M_0 - M_z) / T_1 \quad (1.19)$$

Estas ecuaciones describen la dinámica de la magnetización durante o después de la perturbación de un campo oscilante exterior. Para resolver las ecuaciones de Bloch, es necesario imponer las condiciones iniciales y determinar campo magnético externo [11].

El cambio en la componente longitudinal del vector de magnetización es de origen térmico, mientras que el cambio en la componente transversal de la magnetización es debido a las interacciones espín-espín, el parámetro T_1 se denomina tiempo de relajación longitudinal, mientras que T_2 es conocido como tiempo de relajación transversal. T_1 y T_2 determinan el tiempo en que la magnetización longitudinal y transversal retornan a las condiciones de equilibrio.

Los tiempos son alrededor de 300ms a 2000ms para T_1 y 50ms a 150ms para T_2 , si se considera campos externos de 1 a 7Tesla. Para campos oscilantes comparables al campo externo, $\vec{H}_1 \approx \vec{H}_0$ se propone otro tipo de ecuación dinámica del vector \vec{M} [6].

La magnetización puede ser alterada de su estado de equilibrio mediante campos oscilantes externos, una vez que la magnetización esta fuera de equilibrio y el campo oscilante se suprime pero no el campo \vec{H}_0 sucede que el vector de magnetización realiza un movimiento que induce sobre la antena una corriente conocida como FID.

1.1.2 FID

La inducción por decaimiento libre (Free Induction Decay), es resultado de la relajación de la magnetización, después del pulso de radiofrecuencia, la magnetización comienza a rotar alrededor del eje del campo externo \vec{H}_0 hasta llegar al equilibrio térmico, como se observa en la figura (c). Por ejemplo podemos considerar que un pulso de 90 grados pondrá a \vec{M} en el plano x-y si \vec{H}_0 esta en la dirección z, entonces la solución de las ecuaciones de Bloch están determinadas con la condición inicial de que $\vec{M}(0) = iM_0 = M_x(0)$ y la solución es la siguiente [6]:

$$M_x(t) = M_0 \exp(-t/T_2) \cos(\gamma H_0 t) \quad (1.20)$$

$$M_y(t) = M_0 \exp(-t/T_2) \text{sen}(\gamma H_0 t) \quad (1.21)$$

$$M_z(t) = M_0 [1 - \exp(-t/T_1)] \quad (1.22)$$

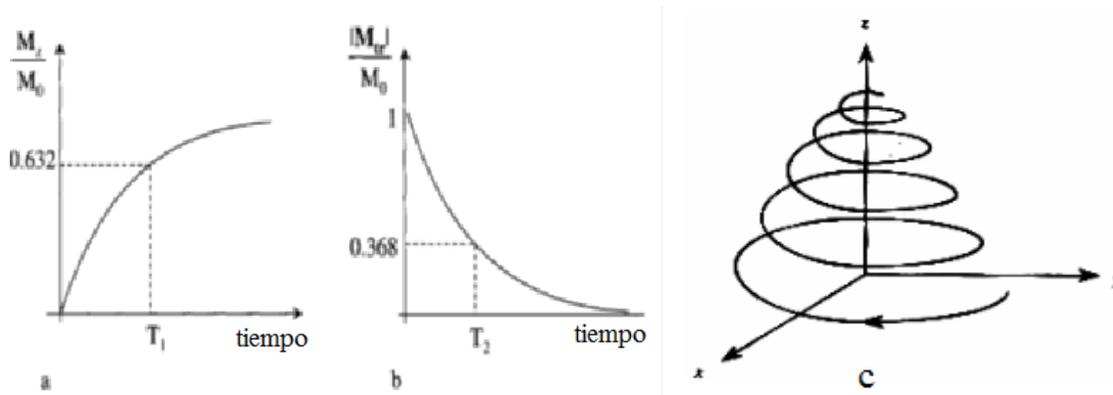


Fig.1.4.(a).Curva de relajación de M_z después de un pulso de 90 grados, valor de M_z después de haber pasado un tiempo de relajación.(b)Curva de relajación de la magnetización perpendicular $M_{\perp} = \sqrt{M_x^2 + M_y^2}$.(c) Dinámica de la magnetización después de un pulso de 90 grados.

La componente transversal del campo magnético denominada \vec{M}_{\perp} gira alrededor del eje z y decae en forma exponencial como se observa en la figura 1.4 (b), mientras que la componente longitudinal \vec{M}_z se mueve hasta alinearse al eje z y aumenta de forma exponencial como se aprecia en la figura 1.4 (a)

La corriente que se induce en una antena de radiofrecuencia es consecuencia de la precesión del vector \vec{M} durante la relajación acorde a la ley de inducción de Faraday, la dinámica del vector de

magnetización genera una señal sobre la antena. La componente transversal de la magnetización, M_{\perp} , determinara la característica del FID, por esta razón la señal FID se observa oscilante empaquetada por una curva exponencial decreciente hasta el estado de equilibrio térmico.

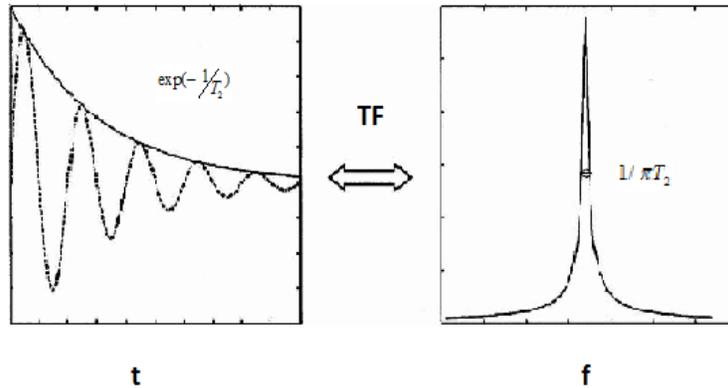


Fig.1.5. Transformada de Fourier entre el dominio del tiempo de la señal (FID) y el dominio de frecuencias.

La señal es captada en la antena como un cambio de corriente o de voltaje que oscila a la frecuencia de Larmor $\omega_0 = \gamma H_0$ y al mismo tiempo decae exponencialmente debido a la disminución exponencial de M_{\perp} , haciendo la transformada de Fourier es posible encontrar la frecuencia y el tiempo de relajación T_2 asociado a la señal. El FID es el principio básico para la imagenología por resonancia magnética y mediante este; la antena nos permite la adquisición de señales producidas por el movimiento del vector de magnetización en la muestra.

Debido a que las corrientes que se inducen en la antena corresponden a señales oscilantes, una antena para IRM puede ser modelada mediante un circuito RLC de corriente alterna.

La frecuencia de Larmor asociada al vector de momento magnético de un núcleo de Hidrógeno sometido a un campo de 3T, corresponde a 128MHz. El FID inducido en la antena corresponde justamente a 128MHz, por lo tanto para maximizar la corriente en la antena es necesario sintonizarla a 128MHz, debido a que una antena de radiofrecuencias modelada como circuito RLC presenta resonancia cuando la frecuencia natural del circuito RLC se acopla con la frecuencia de Larmor:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \gamma H_0 \tag{1.23}$$

1.2. - Circuito RLC

Un circuito RLC asume que los tiempos de retardos son cero por lo que las frecuencias deben ser bajas, y los valores en la capacitancia e inductancia son valores geométricos [12] . Sin embargo es posible tener un equivalente en el comportamiento entre un circuito RLC y una antena para resonancia electromagnética según se ha mostrado en diversas simulaciones [13], [14]. La corriente de un circuito RLC de corriente alterna esta dado como [22]:

$$I(t) = \frac{V e^{j\theta}}{|Z| e^{-j\theta}} = \frac{V_{\max} e^{-j\theta}}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \quad (1.24)$$

$$\theta = \arctan\left[\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right] \quad (1.25)$$

La corriente se maximiza en condición de resonancia, significa físicamente que la energía almacenada en el inductor y capacitor se acoplan en el tiempo [15]. La condición de resonancia se da si el voltaje de excitación tiene una frecuencia de [22]:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.26)$$

La ecuación (1.28) muestra que la potencia disipada en el circuito aumenta en condición de resonancia, en un circuito RLC la potencia es [15]:

$$P_{\text{promedio}} = \frac{V_{\max} I_{\max}}{2} \cos(\vartheta_v - \vartheta_i) \quad (1.27)$$

Si el voltaje y la corriente están desfasadas la potencia disminuye pero en condición de resonancia ambas están en fase y entonces la potencia es máxima.

Una antena para IRM puede ser sintonizada variando la capacitancia y la inductancia en los elementos electrónicos que la componen. La forma de la antena determina la inductancia y para sintonizarla con respecto a una muestra compuesta de núcleos de Hidrógeno, es necesario que:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \gamma H_0 \quad (1.28)$$

1.3. - Imagenología por resonancia magnética

La imagenología por resonancia magnética (IRM) es una herramienta de adquisición de imágenes. Una de las características importantes de la IRM es que es un método no invasivo para el estudio anatómico y funcional y combina los avances de la tecnología en la computación así como el principio de resonancia magnética nuclear descritos por Purcell [16] y Bloch [11] en 1946. La adquisición de la señal por medio de las antenas RF para IRM ofrece información detallada de los tejidos ya que es sensible a diversos tiempos de relajación de los tejidos en estudio T1 y T2. Mediante el uso de gradientes magnéticos dispuestos en el espacio de la muestra [17] se realiza un muestreo de frecuencias con respecto al espacio lo cual permite la adquisición de imágenes. Esta técnica permite obtener imágenes de distintos planos anatómicos a diferentes ángulos.

1.3.1 Gradientes

Los campos gradientes permiten un muestreo espacial de las señales de salida durante la inducción libre (FID), ver figura 1.6(a), proporcionan una distribución espacial de frecuencias, el gradiente puede ser lineal y entonces la frecuencia asociada depende de la posición [18]:

$$\omega(\vec{r}) = \gamma[\vec{H}_0 + \vec{G}(\vec{r})] \tag{1.29}$$

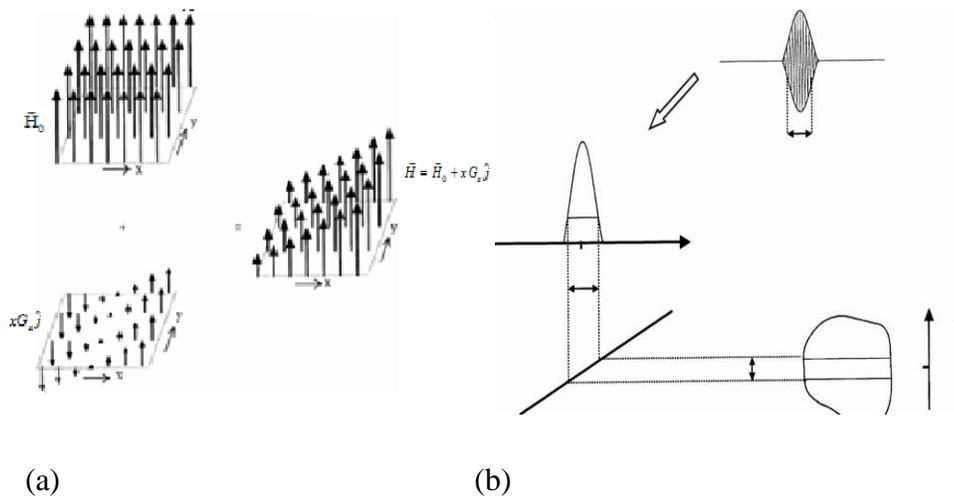


Fig.1.6.(a) Campo magnético neto al superponer al campo H_0 un gradiente constante en la dirección x .(b) Señal de excitación selectiva de un trozo de rebanada de la muestra.

1.3.2 Spin-Eco

Spin-eco es una secuencia de pulsos, los espines alrededor del espesor dz , sufren de pérdida de coherencia o desfaseamiento entre ellos debido a la inhomogeneidad del campo principal por lo tanto una ligera desviación de la frecuencia de Larmor, por ello mediante la secuencia spin-eco se refocalizan los vectores del momento dipolar (espines) entonces se obtiene una señal coherente y de mayor intensidad.

1.3.3 Selección de rebanada

Por ejemplo si se implementa un gradiente en la dirección z , y tomamos una rebanada de plano x - y , con un espesor dz , ver figura 1.6(b), y queremos una imagen de dicha rebanada es necesario enviar un pulso de excitación de radiofrecuencia, la frecuencia de excitación corresponde a; $\omega(z) = \gamma H_z(z) = \gamma (H_0 + zG_z)$, lo que se considera un pulso selectivo, pero como se excita un pedazo de la muestra dz , en realidad se tiene un pulso en un rango de frecuencias pequeño tal que [18]:

$$\Delta z = \Delta \omega / \gamma G_z \quad (1.30)$$

1.3.4 Codificación de frecuencias y codificación de fase

La codificación de frecuencia y fase permiten que las señales obtenidas dependan de la frecuencia y de la fase, la información obtenida en el parámetros $S(t)$ es una distribución de espines $\rho(x)$ o magnetización que al aplicarle la transformada inversa de Fourier nos da cuenta de la magnetización en la rebanada de selección [3] y [18].

CAPÍTULO II

ANTENAS DE RADIOFRECUENCIAS PARA IMR

El sistema de imagen por resonancia magnética es un dispositivo que cuenta de un imán superconductor, de un modulo de control, de un modulo de gradientes, y de un modulo de radiofrecuencia (RF). El imán es compuesto de un superconductor que genera un campo externo que va de 0.5 T a 22T. Debido a que la homogeneidad no es uniforme en el imán superconductor, se agregan bobinas compensadoras las cuales son colocadas en el interior del imán para hacer la corrección de homogeneidad de campo magnético. Estas bobinas están compuestas de anillos de alambre por los cuales circulan corrientes eléctricas. El modulo de control se encarga de intercomunicar la terminal con la consola del sistema para que el equipo realice el funcionamiento programado. El modulo de gradientes es el encargado de generar los campos magnéticos variables que serán emitidos por las bobinas gradientes. La bobina gradiente se encarga de generar los campos gradientes superpuestos al campo externo del imán, que permitirán codificar la señal en frecuencia y fase para obtener un mapeo de la muestra y selección de corte (axial, transversal o sagital). El modulo de radio frecuencia es el que genera los pulsos de radio frecuencia necesarios para excitar los espines de la muestra. Los pulsos de RF son emitido por las antenas de RF y también las antenas son utilizadas para recibir señales provenientes de la muestra cuando el sistema de espines regresa a su estado de equilibrio.

Las antenas si clasifican de acuerdo a su funcionamiento: Transmisoras, Receptoras y Transceptoras. Una antena transmisora es la que únicamente emite los pulsos de RF. La antena receptora es la encargada de recibir exclusivamente la señal RF. Una antena transceptora puede utilizarse como antena emisora y receptora, este tipo de antena equilibra el CSR y homogeneidad del campo magnético. El funcionamiento de la antena transceptora dependerá directamente del comportamiento del campo magnético producido por esta en modo emisión, según el principio de reciprocidad [7], [19].

Existen dos tipos de antenas de RF, antenas de volumen y antenas de superficie o planas Las antenas de volumen mejoran la homogeneidad del campo magnético pero disminuyen el CSR, por lo tanto son utilizadas como antenas emisoras, mientras que las antenas de superficie mejoran el CSR pero disminuyen la homogeneidad del campo magnético, en consecuencia estas antenas son utilizadas en modo recepción.

Las antenas de RF se distinguen de las antenas de telecomunicaciones acorde a las propiedades del campo magnético.

2.1. - Diferencia entre antena de IRM y telecomunicaciones

Las antenas de telecomunicaciones promueven un aumento en la potencia de radiación fuera de la antena por lo que pueden transmitir energía a largas distancias. Los múltiples arreglos de antenas y estructuras, están hechas con la finalidad de dirigir la radiación a una determinada área lo que es conocido como directividad, lo cual concierne a la teoría de antenas [20].

Las antenas de resonancia electromagnéticas en contraparte minimizan la radiación que se propaga hacia afuera de la antena y se diseñan con la finalidad de crear campos magnéticos cercanos \vec{H}_1 .

Para conseguir un campo cercano es necesario construir antenas menores al tamaño de la longitud de onda asociada a la frecuencia de sintonía. La principal característica de las antenas RF es que se deben ajustar a una frecuencia de resonancia (frecuencia de Larmor). La frecuencia de resonancia utilizada para las antenas en IRM son regularmente algunas centenas de MHz debido a las intensidades del campo externo \vec{H}_0 empleado. Este ajuste a la frecuencia de resonancia se llama sintonización. Una antena emisora consta de un campo homogéneo oscilatorio de polarización lineal o circular con un campo cercano predominante.

2.2. - Propiedades del campo magnético de una antena para IRM

Para conocer las propiedades de campo magnéticas que debe cumplir una antena de resonancia electromagnética es necesario conocer el campo magnético cercano y lejano. De las ecuaciones de Maxwell para fuentes oscilantes en el tiempo se tiene que el campo cercano y lejano en notación fasorial son [12]:

$$\vec{H}_f = (H_x e^{i\theta}, H_y e^{i\alpha}, H_z e^{i\beta}) e^{i\omega t}, \quad \vec{H}_f = \vec{H}_f^c + \vec{H}_f^l \quad (2.1)$$

$$\vec{H}_f^c(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \int \frac{(j_f^{ex}(\vec{r}') \times \hat{r}_{12})}{|\vec{r} - \vec{r}'|^2} e^{-ik_f |\vec{r} - \vec{r}'|} dV' \quad \text{Campo cercano} \quad (2.2)$$

$$\vec{H}_f^l(\vec{r}) = \frac{ik_f}{4\pi} \int \frac{(j_f^{ex}(\vec{r}') \times \hat{r}_{12})}{|\vec{r} - \vec{r}'|} e^{-ik_f |\vec{r} - \vec{r}'|} dV' \quad \text{Campo lejano} \quad (2.3)$$

Imponiendo la condición siguiente:

$$|\vec{r} - \vec{r}'| \ll \lambda, \quad (2.4)$$

entonces el campo cercano resultara la ley de Biot Savart de corriente oscilatoria [12]:

$$\vec{H}_f^c(\vec{r}) = \frac{I_f^{ex}}{4\pi} \int_l \frac{dl(\vec{r}') \times \hat{r}_{12}}{|\vec{r} - \vec{r}'|^2} \quad (2.5)$$

Donde \vec{r}' es la posición de la corriente en el conductor, I_f^{ex} es corriente oscilatoria, \hat{r}_{12} es el vector unitario entre la distancia de un punto donde se quiere medir el campo y la posición de la corriente. Finalmente se obtiene la ley de Biot Savart, pero dependiente en el tiempo de forma oscilatoria asumiendo que el la deducción se emplean fasores.

Para una antena de resonancia electromagnética, el campo cercano (Ley de Biot Savart), se encuentra cerca de la estructura, (condición 2.4), por lo que las antenas para resonancia electromagnética deben construirse a tamaños menores que la longitud de onda asociada a la frecuencia de operación o de resonancia, de esta manera se genera un campo cercano predominante alrededor de la antena RF que es utilizado en la resonancia del núcleo atómico. El campo cercano a distancias menores de 1 m, es mayor que el campo lejano; a distancias mayores de 1 m el campo cercano es mucho más chico que el campo lejano, en consecuencia en una antena RF el campo cercano sobre la muestra es mas intenso que el lejano. Una antena de RF utiliza el campo cercano para la emisión de energía sobre la muestra y de esta forma producir la resonancia en los núcleos atómicos.

Considere una antena circular tal que $a \ll \lambda$, donde a es el radio del anillo, puede demostrarse que el campo cercano no radia energía debido a que el promedio del vector pointyng es nulo [12], mientras que el campo lejano radia energía fuera de la antena.

La condición de campo electromagnético cuasiestacionario se observa si las variaciones de corriente en el tiempo son lentas [12]:

$$\vec{H}(\vec{r}, t) \approx \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\nabla' \times \vec{j}^{ex}(\vec{r}', t)}{|\vec{r} - \vec{r}'|} dV' \quad (2.6)$$

cuando las frecuencias son mucho mayores los tiempos de retardo empiezan hacer importantes, el campo electromagnético medido depende del tiempo en que llega la información a la velocidad de la luz de dicha carga acelerada a un punto, esto se observa en la ecuación de campo de una carga en movimiento. Las ecuaciones de Maxwell consideran una fuente de excitación de origen no electromagnético J^{ex} por lo que se tiene [12]:

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\nabla' \times \vec{j}^{ex}(\vec{r}', t - \frac{|\vec{r} - \vec{r}'|}{v})}{|\vec{r} - \vec{r}'|} dV' \quad (2.7)$$

esta ecuación es equivalente a la suma de campo cercano y lejano [12].

Una antena transceptora se utilizada para emitir señales y recibir señales de RF, el funcionamiento de este tipo de antena se basa en el principio de reciprocidad y relaciona el campo magnético producido en la antena en modo emisión con los voltajes inducidos en modo recepción.

2.2.1 Principio de reciprocidad

El principio de reciprocidad es muy importante para entender la eficiencia de emisión y recepción de una antena de todo tipo ya sea de telecomunicaciones o de antena para IRM. El principio en antenas de telecomunicaciones se enuncia distinto que para antenas de resonancia electromagnética. El principio de reciprocidad general se escribe como [8]:

$$V_1 I_2 = V_2 I_1 = i\omega \iiint_V (\vec{B}_2 \cdot \vec{M}) dV \quad (2.8)$$

en donde esta ecuación corresponde al trabajo de Hault y Richards [1971], que consideran solo el campo cercano como una buena aproximación: Este principio puede generalizarse para campos cercano intermedio y lejano [11]. El subíndice 1 de la ecuación (2.14) denotan el voltaje V , campo magnético \vec{B} y corriente inducida I , mientras que el subíndice 2 denota voltaje, campo magnético y corriente de excitación. El principio de reciprocidad quiere decir que si una antena es emisora, la misma antena resulta también una antena receptora. El principio de reciprocidad nos explica que la corriente de inducción o voltaje de inducción que se generan en la antena durante el modo recepción depende directamente del campo \vec{B}_2 producido en la antena en modo emisión. La reciprocidad dependerá en gran medida de la colocación de la antena ya que existe un producto punto entre el campo \vec{B}_2 y la magnetización en la muestra \vec{M} .

EL cociente señal a ruido en una antena RF (CSR) es una medida de la eficiencia de la señal obtenida por la antena RF. Un incremento de la homogeneidad de campo magnético que depende de la geometría de la antena RF no implica un incremento del CSR. Las antenas de superficie mejoran el CSR con respecto a las antenas volumétricas y las antenas de volumen mejoran la homogeneidad de campo \vec{B}_1 pero disminuyen el CSR. Las antenas de volumen se utilizan como antenas emisoras mientras que las antenas de superficie como antenas receptoras, aunque el principio de reciprocidad no imponga alguna limitación física en que pueda ser utilizada de ambas formas.

2.2.2 Cociente señal a ruido (CSR)

El CSR es una medida de la calidad y eficiencia de la señal obtenida por la antena de RF. El CSR corresponde a la señal deseada debida a la precesión libre del vector de magnetización en la muestra, entre la señal de ruido producida por partículas cargadas que se encuentran en movimiento en la muestra y antena, conocido como ruido térmico.

Una buena aproximación para cociente de señal a ruido de acuerdo al trabajo de Hoult y Richard [19].

$$CSR \propto \frac{\omega_0 \vec{H}_1 i^{-1} V_{muestra}}{R_{efec}} \quad (2.9)$$

El campo \vec{H}_1 es transversal y linealmente polarizado, V es el volumen de la muestra, mientras que la resistencia efectiva considera la suma de las resistencias en la antena; $R_{efec} = R_{antena} + R_{muestra} + R_{electricos}$, el ruido corresponde a ruido térmico en la muestra y antena, descrito por Nyquist [21];

$$R_{efec} = \sqrt{4kT\Delta f R_{antena}} \quad (2.10)$$

k es la constante de Boltzman, Δf es el ancho de banda en la que se obtiene el CSR, la resistencia en la antena considera las corrientes espurias, las pérdidas dieléctricas causadas por las capacitancias parasitarias entre la muestra y la antena.

Aunque el CSR no depende directamente del campo eléctrico, este es importante ya que esta directamente asociado a la disipación de energía sobre la muestra.

El campo eléctrico producido por una antena de RF depende de la geometría de la antena y la corriente eléctricas que la producen, a diferencia de las antenas de telecomunicaciones, las antenas de RF deben minimizar el campo eléctrico dentro de la muestra para disminuir la energía disipada sobre el tejido en estudio, para determinar la energía disipada en la muestra se define un parámetro conocido como SAR.

El SAR para antenas capacitivas aumenta con respecto a las antenas de carácter inductivo y para medirlo es necesario conocer el campo eléctrico producido en la muestra.

2.2.3 SAR

SAR (Specific Absorption Rate), es un parámetro que define la energía disipada en la muestra durante una unidad de tiempo y de masa [8]:

$$SAR = \frac{\text{TotalenergíaRFdisipadaenlamuestra}}{\text{Tiempodeexposición[s]} \times \text{muestrapeso[Kg]}} \quad [\text{Watts/Kg}] \quad (2.11)$$

El campo \vec{H} es absorbido y emitido por la muestra [6], por lo que el campo eléctrico oscilante es el principal factor de disipación de energía en la muestra. Si se aplica la ley de Ohm obtenemos una buena aproximación del SAR en la muestra durante una unidad de tiempo[8]:

$$SAR = \frac{\sigma |E|^2}{2\rho} \quad (2.12)$$

Donde σ es la conductividad del tejido y ρ la densidad de la muestra. La USFDA (United States Food and Drug Administration) recomiendan un límite de SAR, menos de 0.4W/Kg en todo el cuerpo y 3.2W/Kg en la cabeza [8].

El campo eléctrico y magnético es creado por corrientes que circulan en una antena RF, el modulo de radiofrecuencias generan los pulsos de radiofrecuencias para modificar el vector de magnetización y alejarlo de su estado de equilibrio. Las características de un pulso de RF inciden en la forma en que se modifica la magnetización, la magnetización modificada durante el periodo de relajación (FID) proporciona información detallada de la muestra en estudio.

2.3 Pulsos de radiofrecuencia

Un pulso es una señal eléctrica que nos permite crear campos magnéticos oscilantes a su alrededor, de esta forma se consigue que el vector de magnetización se mueva de la dirección de equilibrio. El vector de magnetización \vec{M} en equilibrio térmico está alineado paralelo al campo \vec{H}_0 , el campo magnético \vec{H}_1 , producido por la antena emisora debe ser perpendicular al campo \vec{H}_0 .

Un pulso de RF tiene como característica principal la frecuencia, que corresponde a unos cientos de mega Hertz en función del campo magnético principal generado por el sistema de IRM. Por ejemplo la frecuencia de resonancia para el isótopo de Hidrógeno sometido a un campo de 3T es de 128 Mhz.

El ancho del pulso determina el ángulo de rotación durante la precesión del vector \vec{M} alrededor del campo efectivo \vec{H}_{efec} . [7], la frecuencia de rotación de \vec{M} en el sistema de rotación y en resonancia es $\omega_1 = \gamma H_1$ ver figura 1.3. Mientras el vector rota alrededor del campo efectivo, también lo hace en el sistema de referencia del laboratorio de tal manera como que se observa en la figura 2.1(a).

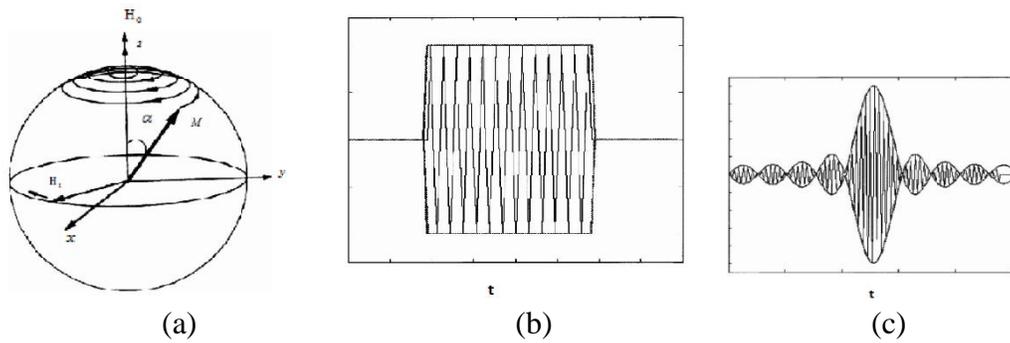


Fig2.1.(a) Trayectoria del vector de magnetización al aplicarle un pulso durante un tiempo. (b) pulso cuadrado de campo oscilante constante, (c) pulso senoidal de campo oscilante (b).

Donde α es el ángulo de vuelta y depende del ancho del pulso τ , asumiendo estas consideraciones obtenemos [24]:

$$\alpha = \gamma H_1 \tau \tag{2.13}$$

Un pulso de 90 grados enviara al vector de magnetización perpendicular a z, mientras que un pulso de 180 grados invertirá la dirección de \vec{M} . Para el caso de que el campo no sea constante por ejemplo un pulso senoidal, como se ve en la figura 2.1 (c), el ángulo de vuelta se obtiene de la siguiente manera [24]:

$$\alpha = \gamma \int_0^{\tau} H_1(t) dt \tag{2.14}$$

Los pulsos de radiofrecuencias son la base para la generación del campo magnético en una antena RF, pero la amplitud de un pulso de radiofrecuencia en la antena esta determinado por la transmisión de señal que sale de la fuente de radiofrecuencias hacia la antena lo que también afecta a la amplitud del campo magnético.

2.4. - Transmisión de señal

Las antenas de radiofrecuencias usualmente se ajustan a una impedancia de 50 ohms debido a que los componentes electrónicos utilizados en un sistema de IRM operan a 50ohms, por lo que cuando una antena es conectada a una fuente de excitación o fuente de energía del modulo de radiofrecuencias se produce una máxima transmisión de señal hacia la antena RF de esta forma se consigue que la amplitud del campo magnético aumente.

Se une un cable coaxial a la antena para el envío de pulsos de radiofrecuencias y el cable coaxial es conectado a la fuente de energía. Un cable coaxial puede ser modelado como una línea de transmisión, la señal transmitida y reflejada sobre la antena deriva del comportamiento de la línea, esta consta de dos o más conductores en paralelo utilizados para conducir señales eléctricas.

Se puede demostrar que las características de una señal en el par de conductores paralelos o línea son ondulatorias [22], en el régimen transitorio existe una señal transmitida V^+ y una reflejada en la línea V^- . El régimen transitorio la señal transmitida se propaga de la fuente hacia la carga o antena, mientras que la reflejada se propaga de la carga hacia la fuente en.

La impedancia en la línea de transmisión es [22]:

$$Z_0 = \sqrt{Z/Y} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \Omega \quad , \quad (2.13)$$

para una línea no disipativa las resistencia en serie R, y las resistencia en paralelo G, son cero, y entonces se obtiene que la resistencia en una línea de transmisión corresponde ala capacitancia entre las dos líneas y el comportamiento inductivo de estas [22]:

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \Omega \quad (2.14)$$

El parámetro que mide que tanta señal se refleja a la fuente se le conoce como coeficiente de reflexión y nos indica la cantidad de energía o señal que refleja de la antena.

2.4.1 Coeficiente de reflexión

El coeficiente de reflexión Γ determina la transmisión de señal ya que un bajo coeficiente de reflexión indica una mayor transmisión de señal y un alto coeficiente de reflexión indica una menor transmisión de señal, el coeficiente de transmisión esta en función de la impedancia de la antena Z_L y la impedancia de la línea de transmisión Z_0 [22]:

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{Coeficiente de reflexión,} \quad (2.15)$$

$$Z_L = \frac{V^+(1+\Gamma)}{\frac{V^+}{Z_0}(1-\Gamma)} \quad \text{Impedancia de la carga o antena} \quad (2.16)$$

En donde V^+ es el voltaje transmitido a la carga, V^- es el voltaje reflejado de la carga, si la impedancia en la carga es justamente la impedancia que se maneja en la línea de transmisión el cociente de reflexión es nulo lo que garantiza la máxima transferencia de potencia sobre la carga. La potencia disipada en la antena depende de forma directa del coeficiente de reflexión [19]:

$$P_{promedio} = \frac{1}{2} \frac{|V^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.17)$$

Suponiendo que el coeficiente de reflexión aumenta la potencia disipada en la antena disminuye por lo que la amplitud de los campos magnético decrecen. A medida que el cociente de reflexión disminuye la potencia transmitida y disipada en la carga es mayor. Si una antena de RF es modelada como circuito RLC la impedancia es función de la inductancia L, la capacitancia C, además de la frecuencia de operación ω y resistencia R, [22]:

$$Z_L = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad (2.18)$$

Si la impedancia en la antena se acopla a la impedancia de la fuente obtendremos una máxima transmisión de señal [22]:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = 0 \quad (2.19)$$

Considerando la ecuación (2.21) la impedancia de la antena se modifica en función de la frecuencia de operación, suponiendo que la antena tenga una impedancia únicamente resistiva (condición de resonancia) y ajustada a 50 ohms, al conectarla a la fuente de energía de 50 ohms dara como efecto una máxima transmisión de señal.

Entonces se puede decir que el coeficiente de reflexión es función de la frecuencia; es mínimo en condición de resonancia y aumenta cuando la frecuencia del pulso de RF se aleja de la frecuencia de resonancia de un circuito RLC. En conclusión el estudio del coeficiente de calidad nos permite sintonizar y encontrar la frecuencia de resonancia de una antena de RF.

2.4.2 Parámetro S para N puertos

En teoría de líneas puede suceder que no solo se tenga una fuente de excitación que emita las señales, se puede contar con dos o más fuentes de excitación simultáneas, entonces el análisis de ondas reflejadas y transmitidas toma un aspecto más complejo y se representa de forma matricial. Donde se considera una red multipuertos desde 1 hasta n, y los voltajes asociados incidentes o reflejado V_n^+ y V_n^- , además que

los puertos a considerar son normalizadas a la del sistema Z_0 [20]. Para un solo puerto la matriz del parámetro S se reduce a un número complejo [23]:

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} = S_{11} = S \quad (2.20)$$

Para identificar las características de una antena de RF; coeficiente de reflexión o parámetro S, configuración del campo magnético, CSR es conveniente realizar una simulación computacional de la antena, el parámetro S permite conocer la frecuencia de resonancia de la antena y la sintonización, los mapas de campo magnético ofrecen información de la utilidad de una antena en modo emisión y recepción.

SIMULACIÓN DE UNA ANTENA TRANSCCEPTORA DE DOS PÉTALOS PLEGADIZA CON CAPACITORES DISTRIBUIDOS.

El diseño de antenas para resonancia electromagnética no tiene una metodología preestablecida. En un inicio las antenas se diseñaban a prueba y error pero con el desarrollo de las simulaciones la construcción de antenas de RF ha sido más confiable, la simulación corresponde ael inicio del proceso de construcción para una antena de RF, se mencionan algunas etapas dentro de la fabricación de las antenas:

- simulación de una antena de RF
- las antenas se adaptan a una forma geométrica de la muestra.
- la antena se ajustaba a la frecuencia de sintonización e impedancia por medio de los capacitores.
- se tienen las pruebas in vitro, evaluando el desempeño de la antena con el sistema de IRM (CSR, SAR, Homogeneidad de campo magnético, etc).

La fabricación de antenas para resonancia electromagnética resulta ser laboriosa sobre todo cuando no se tiene un panorama del comportamiento de las antenas respecto a su estructura, material, valores de capacitores, inductores, y se desea encontrar una buena aproximación a la frecuencia de resonancia (sintonización) o determinar la imagen del campo electromagnético para la valoración de la antena en modo emisión-recepción, es así que la simulación de antenas para IRM se ha convertido en una herramienta imprescindible en la construcción de antenas.

La simulación también permite reducir el tiempo de construcción de antenas para IRM, permite optimizar una antena de RF y realizar las modificaciones necesarias para aumentar el CSR y mejorar la homogeneidad del campo magnético o permite estudiar el campo electromagnético para determinar el comportamiento de la antena en modo emisión o recepción y el SAR.

Existen varios métodos numéricos para la simulación del campo electromagnético, por ejemplo el método del elemento finito, el método de momentos, el de diferencias finitas y el de diferencias finitas en el dominio del tiempo [25]. El método de diferencias finitas es muy útil para estructuras a simular que presentan difícil adaptación a los cubos, por lo que este método es utilizado ampliamente en estructuras con amplio detalle en su forma. El método de momentos se basa en discretizar el espacio con tetraedros y la implementación de i-nodos, los i-nodos sirven para imponer valores a los potenciales magnético y eléctrico.

El método de diferencias finitas y diferencias finitas en el dominio del tiempo implementa cubos en el espacio para discretizar la estructura de una antena. La celda es la unidad básica para la simulación del campo electromagnético, el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo recurre a la implementación de la celda de Yee.

3.1. - Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo

Para visualizar el método se implementa la celda de Yee, donde el punto, (i,j,k) , es un punto en el centro de la celda de Yee como se aprecia en la figura 3.1.

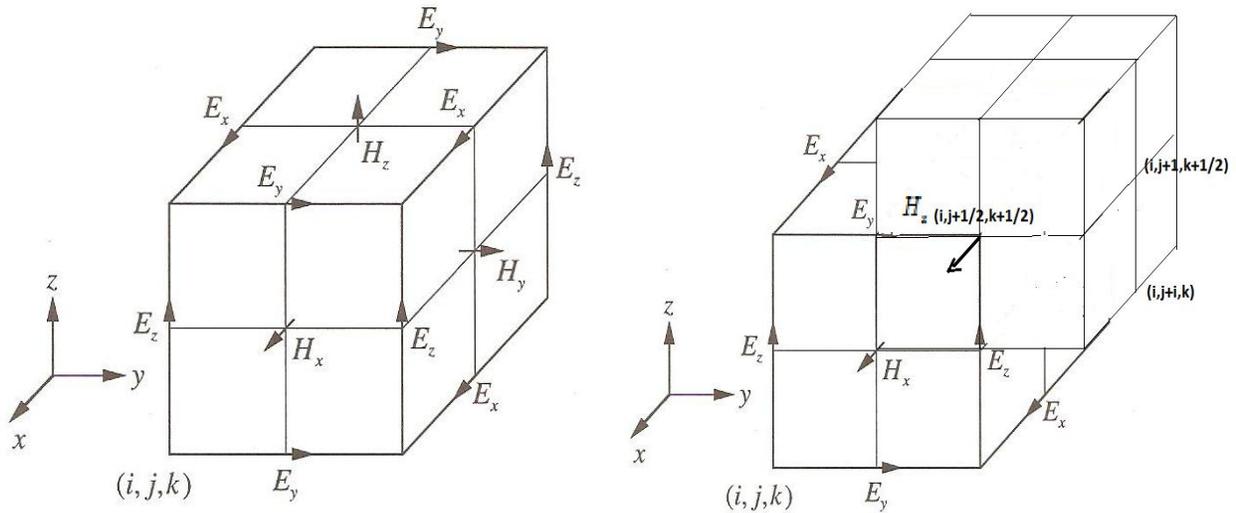


Fig.3.1. Celda de Yee para el algoritmo de diferencias finita en el dominio del tiempo. Al lado derecho un esquema que permite visualizar mejor las ecuaciones lineales relacionada con la celda , notar que los puntos medios se encuentran en la superficie de las caras de cada una de las celdas.

Para resolver las ecuaciones de Maxwell (sin corriente de magnetización), además de considerar un medio isotrópico se obtiene que [18]:

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} + \vec{J} \quad (3.2)$$

El centro de cada celda se identifica con los puntos (i, j, k) , en resumen las ecuaciones a resolver son las siguientes:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad (3.4)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = \varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x + J_x \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = \varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y + J_y \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial z} = \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} + \sigma E_z + J_z \quad (3.8)$$

La variación del tiempo se discretiza de la siguiente forma; $n\Delta t = t$, donde n es un número entero respecto referido al punto $(i, j+1/2, k+1/2)$, tomamos la variación de E_z^n respecto al incremento Δy y finalmente restamos la variación de E_y^n respecto de Δz , por lo tanto obtenemos las ecuaciones iteradas del campo magnético [8]:

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} [E_z^n(i, j+1, k+\frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2})] \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} [E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k+1) - E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k)] \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) &= H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} [E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k+1) - E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k)] \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} [E_z^n(i+1, j, k+\frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2})] \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) &= H_z^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} [E_y^n(i+1, j+\frac{1}{2}, k) - E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k)] \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} [E_x^n(i+\frac{1}{2}, j+1, k) - E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k)] \end{aligned} \quad (3.11)$$

Los tiempos están intercalados para el campo magnético respecto al campo eléctrico lo que se conoce como “salto de rana”. Los desarrollos para el campo eléctrico son análogos si se añaden las corrientes de excitación las cuales determinan el comportamiento temporal de los campos electromagnéticos, para el campo eléctrico se deben resolver las siguientes ecuaciones [8]:

$$\begin{aligned}
E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) &= \frac{1}{\beta(i + \frac{1}{2}, j, k)} \{ \alpha(i + \frac{1}{2}, j, k) E_x^{n-1}(i + \frac{1}{2}, j, k) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} [H_z^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j - \frac{1}{2}, k)] - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} [H_y^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) - H_y^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k - \frac{1}{2})] \\
&- J_x^{n-1}(i + \frac{1}{2}, j, k) \}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

$$\begin{aligned}
E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) &= \frac{1}{\beta(i, j + \frac{1}{2}, k)} \{ \alpha(i, j + \frac{1}{2}, k) E_y^{n-1}(i, j + \frac{1}{2}, k) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} [H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2})] - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} [H_z^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n-\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k)] \\
&- J_y^{n-1}(i, j + \frac{1}{2}, k) \}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

$$\begin{aligned}
E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) &= \frac{1}{\beta(i, j, k + \frac{1}{2})} \{ \alpha(i, j, k + \frac{1}{2}) E_z^{n-1}(i, j, k + \frac{1}{2}) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} [H_y^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k) - H_y^{n-\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2})] \\
&- \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} [H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})] - J_z^{n-1}(i, j, k + \frac{1}{2}) \}
\end{aligned} \tag{3.14}$$

Donde los parámetros son; $\alpha = \frac{\epsilon}{\Delta t} - \frac{\sigma}{2}$, $\beta = \frac{\epsilon}{\Delta t} + \frac{\sigma}{2}$

Para un sistema de ecuaciones lineales existen varios métodos de solución como el método iterativo Gauss-Seidel el cual es muy eficiente, aquí tenemos que hacer algunas consideraciones que no se demuestran pero son muy importantes, primero es necesario tener las condiciones iniciales en un tiempo que llamamos $t=0$, tener en cuenta que la evolución temporal de los campos electromagnéticos está directamente relacionada con la evolución temporal de la corriente de excitación, además que para determinar la siguiente iteración es necesario imponer valores de campo eléctrico y magnético (condiciones de frontera).

El paso del tiempo durante la simulación la cual se hace a saltos intercalados lo que se conoce como “salto de rana”, y de manera intercalada en el tiempo se va calculando los campo eléctrico y magnético, existe un teorema muy importante y que impone una restricción física interesante, que las ondas electromagnéticas tienen un límite de velocidad justamente la velocidad de la luz, entonces el teorema determina la relación espacio- tiempo, limita el mallado en el espacio y los saltos de tiempo mediante la siguiente ecuación[8]:

$$\Delta t < \frac{1}{c_{\max} \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}}, \quad (3.15)$$

que es conocido como criterio de estabilidad de Courant-Friedrichs-Lewy, este criterio relaciona el paso de incremento del tiempo con el tamaño de las celdas para la convergencia de los resultados[25].

El método de diferencias finitas en el dominio del tiempo se puede adaptar a geometrías curvas como la antena de dos pétalos. La antena de dos pétalos plegadiza puede adaptarse a geometrías esféricas de distintos tamaños, a diferencia de las otras antenas de RF esta es considerada una antena de plana y convertirse en antena de volumen al variar el ángulo de pliegue como se observa en la figura 3.2 (b), es así que combina las propiedades de una antena emisora y una receptora, por esta razón es utilizada como antena transceptora.

3.2. - Estructura de la antena

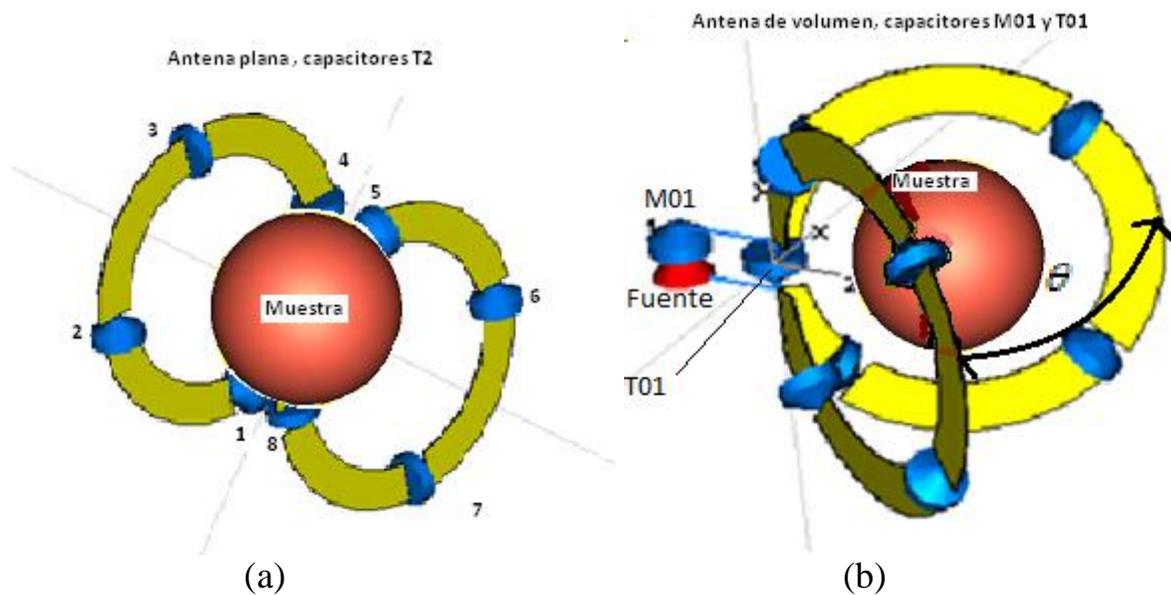


Fig.3.2(a). Antena plana y los ocho capacitores distribuidos, T2, se aprecian los capacitores distribuidos, 4 por cada aro. 1(b) Antena de volumen cerrada a un ángulo θ , el capacitor central T01 denominado tuning y en la parte derecha un capacitor M01 denominado match seguido en serie de una fuente de excitación.

La cualidad mas importante de la antena de dos pétalos es que puede ser una antena plana y convertirse en una antena de volumen al cerrar el ángulo de pliegue, por lo que combina las características de un antena de emisión o y una de recepción, en consecuencia esta antena puede ser utilizada como antena transceptora.

La estructura diseñada en el programa CST consta de dos anillos metálicos unidos por medio de un capacitor denominado T01, el capacitor M01 esta en serie a la fuente de excitación y paralelo a T01, existen 8 capacitores distribuidos nombrados por igual como T2, los capacitores distribuidos se encuentran en los anillos (pétalos), ver figura 3.2 (a) y 3.2 (b).

3.2.1 Dimensiones de la antena

La antena FR esta compuesta de dos aros metálicos que simulan el cobre, cada aro tiene de radio 10cm con un ancho de 3cm y un espesor de 2mm.

En el centro se agrega una muestra que simula el tejido muscular mediante un cascarón de 7cm de radio exterior y 5cm de radio interior, la esfera de radio 5cm simula el tejido óseo. La estructura o antena tiene las propiedades conductoras y dieléctricas del cobre a una frecuencia de operación de 128MHz, se añaden las propiedades dieléctricas y conductoras del tejido muscular y tejido óseo, ver figura 3.2(a) y tabla 3.1.

3.3. - Parámetros de la simulación

El método de simulación emplea el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo, además de los algoritmos empleados para la obtención del parámetro S, estado base y sistema experto [16] del programa CST®.

Se considera un número de líneas por longitud de onda de 10 líneas, para un ajuste entre el tiempo de simulación y el mallado se emplea el radio límite de 10, y el espacio circundante a la estructura completa de la antena es de 4cm, ver apéndice A.

Se añaden las adaptaciones por medio de TST Y PBA, que determinan el numero de celdas el cual tiene un aproximado de $N_x=25$, $N_y=25$, $N_z=25$ lo que da un espacio discretizado a 15625 celdas . Además de implementar los métodos PBA y TST, se trabaja con el método MSS y corrección de borde, ver apéndice A.

La fuente ofrece una señal gaussiana de excitación sobre la antena que barre un espectro de 0 a 350Mhz y ofrece 1 W de potencia.

Mallado: El mallado es rectangular y consiste en promedio de **16000 celdas**, de acuerdo al teorema de máxima transferencia de energía [27] la impedancia en la estructura (antena) se ajusta a **50Ω** . Se consideran las propiedades dieléctricas y magnéticas de los materiales a la frecuencia de sintonización **128Mhz** debido a su dependencia de la permeabilidad y permitividad con respecto a la frecuencia [26], [27].

Condiciones de contorno: Las condiciones de contorno adecuadas son utilizando espacio abierto libre en las caras del volumen finito, lo que garantiza el mínimo de reflexión sobre las caras del espacio.

Se añaden las propiedades eléctricas y magnéticas de los distintos materiales utilizados en en la simulación, en materiales paramagnéticos incluso para diamagnéticos la permeabilidad relativa es [27]:

$$\mu_r = 1, \tag{3.16}$$

la tangente de pérdida eléctrica efectiva [27]:

$$\tan \delta_e = \frac{\sigma_e}{\omega \epsilon'}, \tag{3.17}$$

donde $\sigma_e = \sigma_c + \omega \epsilon''$ es la conductividad efectiva, σ_c es la conductividad del conductor, ϵ'' es la componente real de la permitividad eléctrica y ϵ' es la componente imaginaria de la permitividad eléctrica.

La tabla 3.1 donde se muestran los valores eléctricos y magnéticos a 128MHz para la simulación de la antena.

<i>Elemento</i>	$\sigma[S / m]$	ϵ_r	μ_r	$\tan \delta_e$
Aire	0	1	1	0
Cobre	5.8×10^7	-----	1	-----
Musculo	0.72	63.5	1	1.59
Hueso	0.07	14.7	1	0.64

Tabla 3.1. Valores eléctricos y magnéticos a 128MHz , ver [28].

3.4. - Proceso de sintonización sin muestra

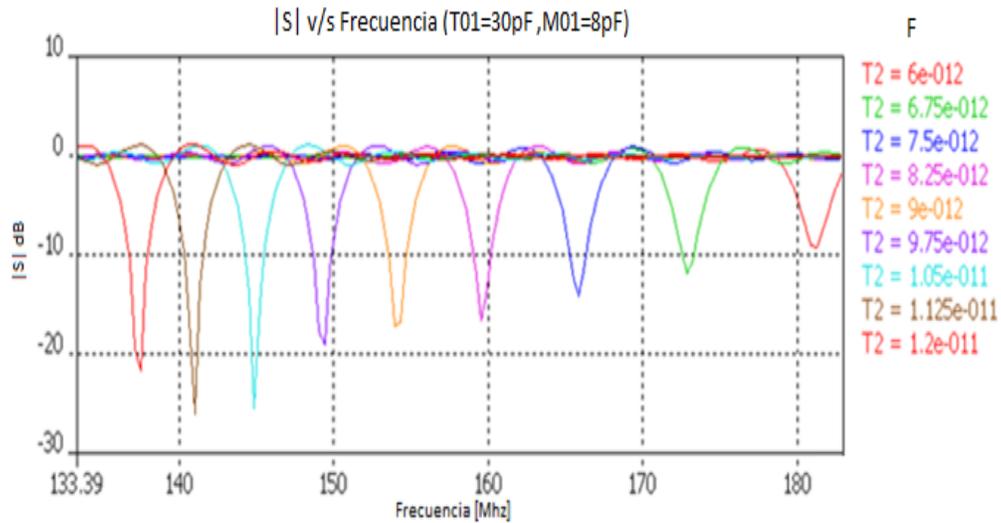
La sintonización de la estructura durante la simulación consiste en pruebas de ensayo y error en la variación de capacitores hasta conseguir la frecuencia de resonancia para el isótopo de Hidrogeno 1_1H sometido a 3T la cual corresponde a 128 MHz, ver ecuación (1.23).

Se desea que la frecuencia de resonancia de la antena sea justamente la misma que la frecuencia de Larmor del espín nuclear de 1_1H sometido a 3T de esta forma se maximiza la amplitud del campo \vec{H} producido por la antena, para cuando esta en modo emisión.

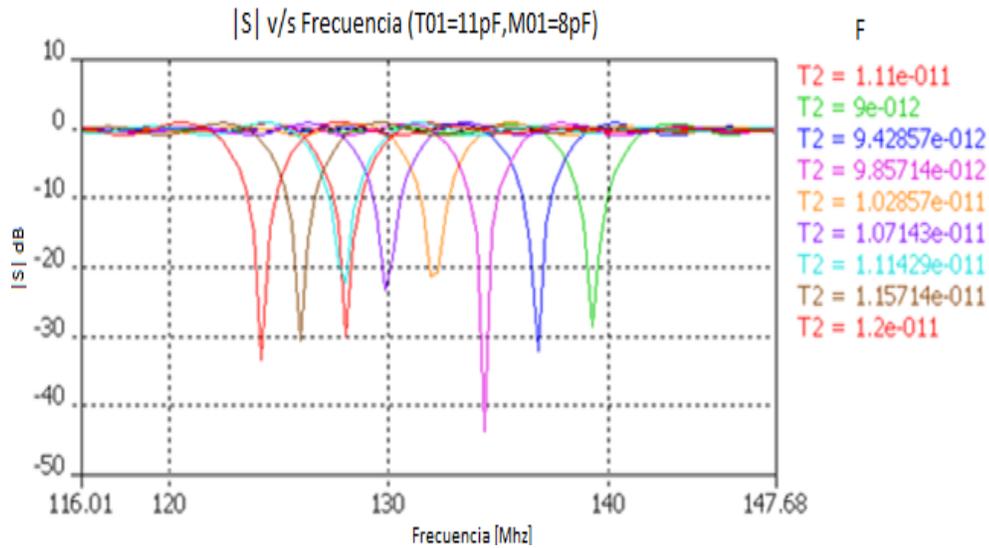
Para conseguir la sintonización primero se observa el comportamiento de la antena sin muestra con respecto a los diferentes tipos de capacitores conocidos como; tuning T01, los ocho capacitores tuning distribuidos T2 y el capacitor match M01, ver figuras 3.2(a) y 3.2(b).

3.4.1 Pruebas de barrido de los distintos tipos de capacitores (sin muestra)

La simulación sin muestra permite conocer el comportamiento de la sintonía con respecto a distintos tipos de capacitores. La simulación corresponde a la antena con un ángulo de pliegue de $\theta = 90^\circ$, ver figura 3.2(a). En las gráficas 1(a) y 1(b) se observa una amplia dependencia de la frecuencia de resonancia y transmisión de señal respecto al cambio de capacitancia de los 8 capacitores distribuidos considerando que se varían los ocho capacitores distribuidos y cada uno a la misma capacitancia.



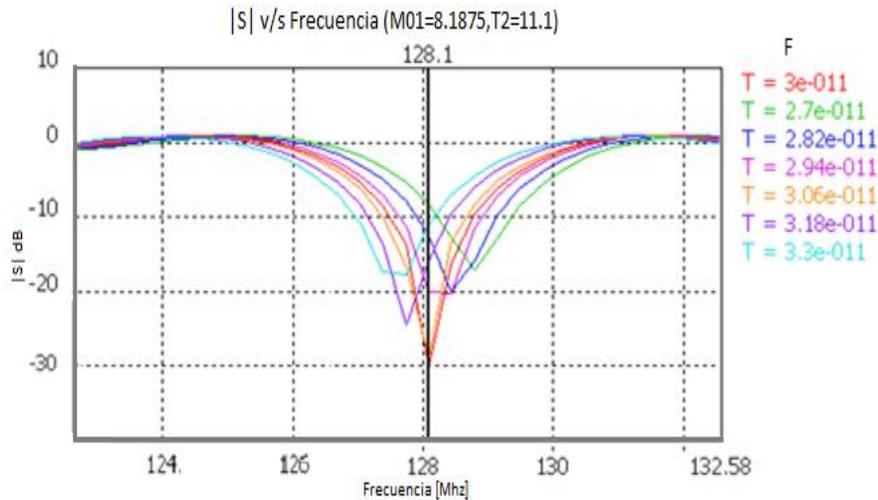
1(a)



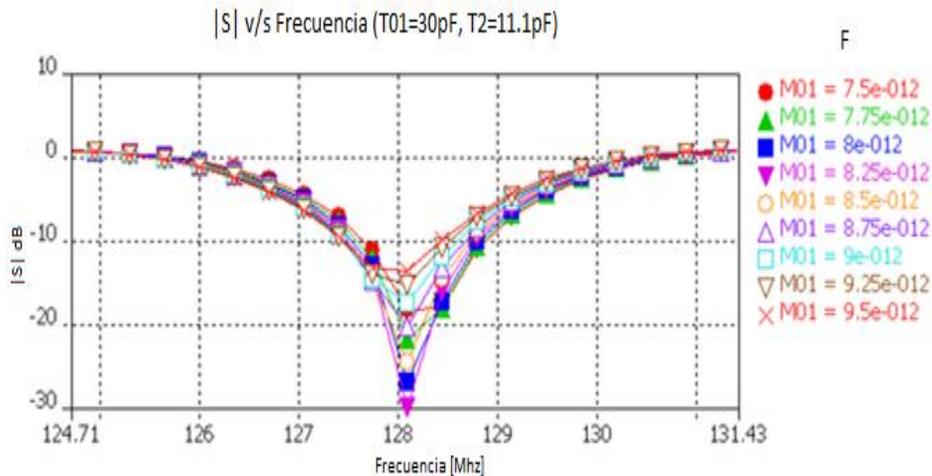
1(b)

Gráfica 1(a). Frecuencia de resonancia respecto al cambio de capacitancia de los 8 capacitores del tuning distribuido T2, (Cada uno a la misma capacitancia) se considera un ángulo de pliegue de 90°. **Gráfica 1(b).** Frecuencia de resonancia en función de la capacitancia del tuning distribuido T2 (Cada uno a la misma capacitancia) para M01=8pF, T01=11pF constantes y estructura de 90°.

En las gráficas 2(a) y 2(a) se puede observar el comportamiento para los capacitores T01 y M01 durante un barrido de valores. T01 permite la variación de la sintonía de forma menos pronunciada que los 8 capacitores distribuidos T2, mientras que el capacitor match M01 mantiene la sintonía pero ajusta la transmisión de señal.



2(a)



2(b)

Gráfica 2(a). Variación del capacitor paralelo a la fuente de excitación T_{01} el cual aproxima a la frecuencia de resonancia de 128.1 MHz... **Gráfica 2(b)** M_{01} mantiene la frecuencia de resonancia a 128.1 MHz pero cambia la transmisión de señal.

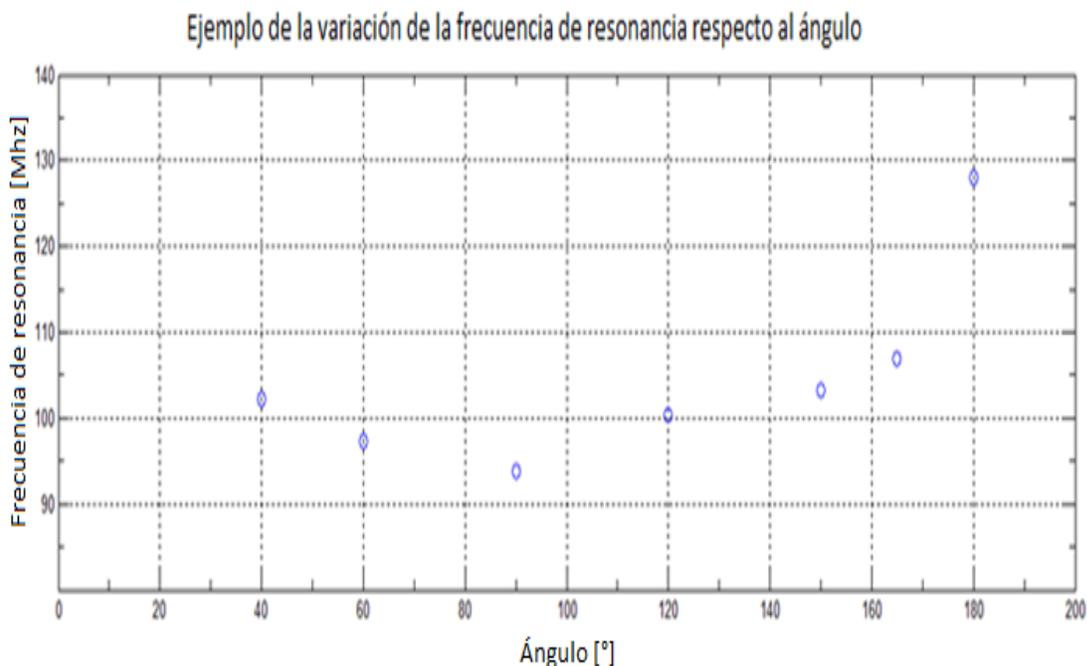
A partir de las graficas anteriores se concluye que es posible sintonizar la antena con un ángulo de pliegue a 90° y sin muestra a 128.1 MHz. La sintonización a 128.1 MHz es posible si el capacitor match tiene un valor de $M_{01}=8.1875\text{pF}$ (Capacitor en serie a la fuente de excitación), el capacitor tuning tiene un valor de $T_{01}=30\text{pF}$ (Capacitor en paralelo a la fuente de excitación) y cada uno de los ocho capacitores distribuidos tienen un valor de $T_2=11.1\text{pF}$ y el coeficiente de reflexión corresponde a $|S|=-30.1\text{ dB}$.

La inductancia es un factor geométrico por lo que las variaciones de ángulo sobre la antena, ver figura 3.2 (b), determinan el cambio en la frecuencia de resonancia [8], la simulación muestra el comportamiento de la frecuencia de resonancia en función del ángulo de pliegue.

3.4.2 Frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de pliegue (sin muestra)

La estructura esta inicialmente sintonizada a 128.1 Mhz para un ángulo de 180°, los valores para los distintos capacitores se mantienen constantes al variar el ángulo estos corresponden a ; $M01=8.1\text{pF}$, $T01=33\text{pF}$, $T2=24.5\text{pF}$ (valor para cada uno de los 8 capacitores distribuidos).

En la gráfica 3 se observa el cambio de resonancia o sintonía al variar el ángulo de pliegue de la antena sin la muestra.



*Gráfica 3. Cambio de frecuencia de resonancia ajustando el ángulo de la antena.
 $M01=8.1\text{pF}$, $T01=33\text{pF}$, $T2= 24.5\text{pF}$.*

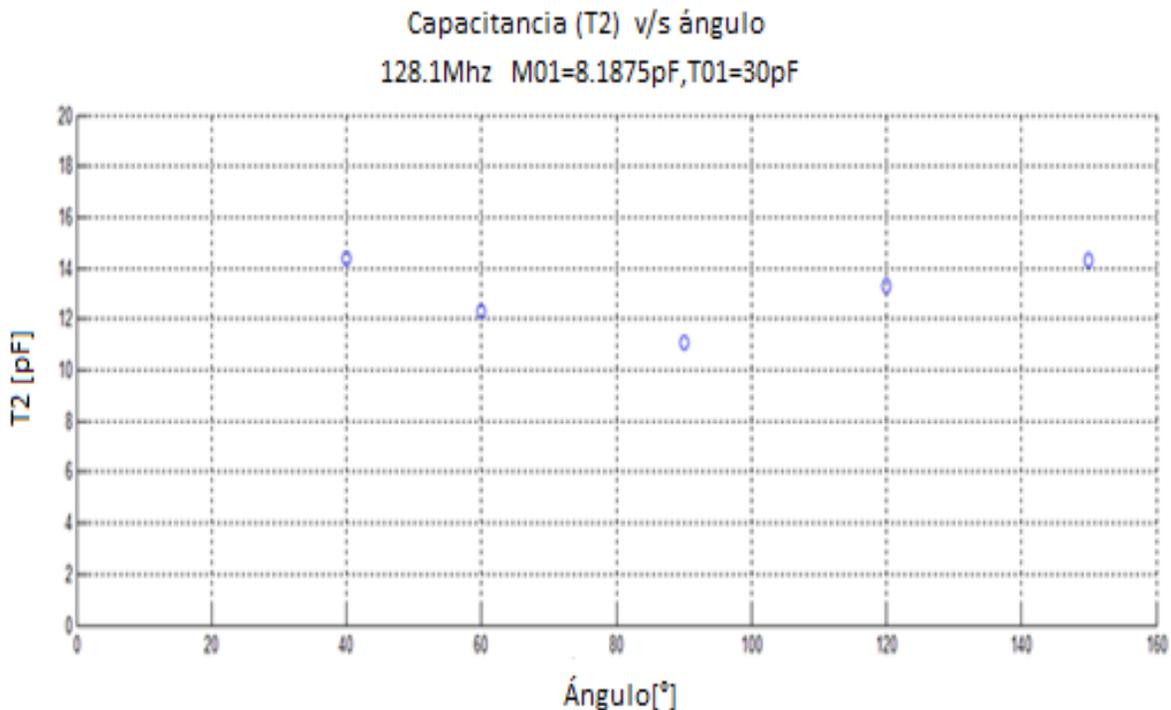
3.4.3 Sintonización constante al variar el ángulo de pliegue (sin muestra)

Los 8 capacitores distribuidos T2 permiten sintonizar de forma pronunciada según se puede observar en las gráficas 1(a) y 1(b), estos capacitores distribuidos permiten mantener la sintonización al variar el ángulo de pliegue para debe considerarse que una antena RF puede ser modelada como circuito RLC equivalente por lo tanto la frecuencia de resonancia esta en función de la inductancia y capacitancia:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad (3.18)$$

La capacitancia e inductancia de un circuito equivalente determinan la frecuencia de resonancia, la inductancia depende directamente del ángulo de pliegue por lo que para mantener la sintonización a distintos ángulos es necesario ajustar la capacitancia de los ocho capacitores distribuidos.

La simulación es solo posible a ciertos ángulos debido a las adaptaciones TST, ver apéndice A, los ocho capacitores distribuidos T2 permiten ajustar la sintonía a 128.1MHz mientras se varía el ángulo como puede apreciarse en la gráfica 4, se considera la variación por igual de cada uno de los 8 capacitores distribuidos denominados T2 y se mantiene constantes el match a 8.1875pF y el tuning a 30pF.



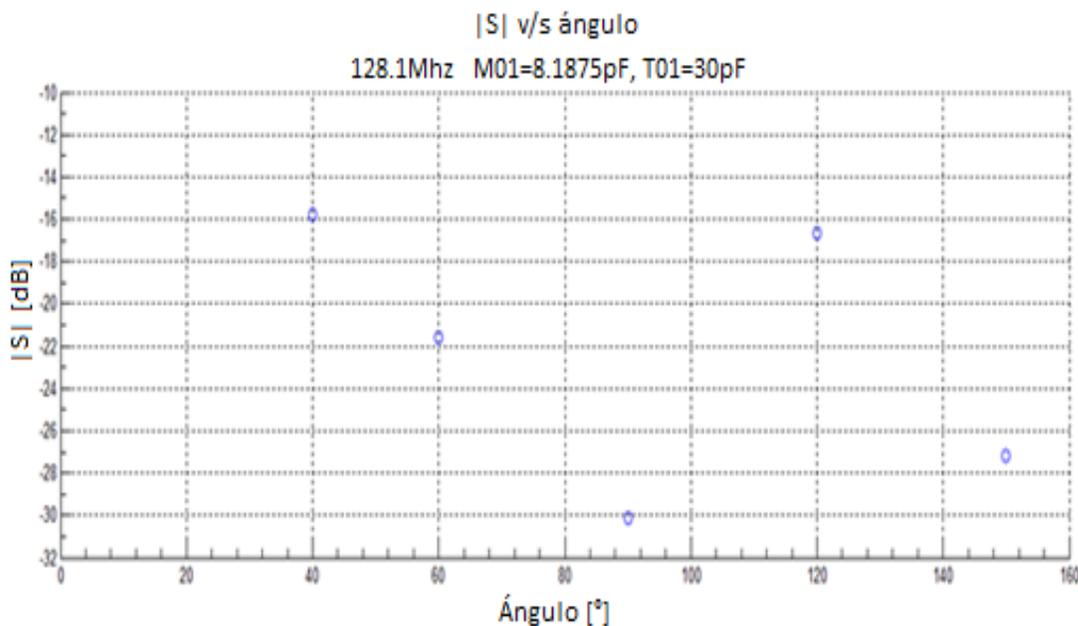
Gráfica 4. Variación de los 8 capacitores distribuidos (T2) para mantener la frecuencia de resonancia a 128.1MHz. M01=8.1875pF, T01=30pF.

3.4.4 Coeficiente de reflexión S al variar el ángulo de pliegue (sin muestra)

El sistema de CST Microwave determina los cambios en la densidad de energía electromagnética según la frecuencia de señal de excitación y es capaz de identificar la frecuencia de resonancia mediante el parámetro $|S|$. La densidad de energía electromagnética en el espacio puede aumentar o disminuir según la frecuencia de la corriente de excitación por lo que un aumento en la densidad electromagnética equivale a una máxima transmisión de potencia y un pulso de resonancia pronunciado.

La antena es simulada con una sola fuente de excitación por lo que el coeficiente de reflexión se reduce a S_{11} o simplemente S (número complejo). El parámetro S se define como el cociente entre la señal transmitida y la señal reflejada en el régimen transitorio, durante la resonancia el valor absoluto del parámetro S aumenta considerablemente y es conocido como pulso de resonancia y bajo la condición de resonancia se maximiza la corriente en la antena (señal transmitida), una antena de RF debe aumentar la potencia transmitida y promueve un aumento en la amplitud del campo \vec{H} .

Considere la antena inicialmente sintonizada a 128.1Mhz en un ángulo de $\theta = 90^\circ$ y con la máxima transferencia de señal correspondiente a $|S| = -30dB$, la variación del ángulo modifica el coeficiente de reflexión o transmisión de señal mientras se mantiene la sintonía a 128.1MHz, véase la gráfica 5.



Gráfica 5. Variación del coeficiente de reflexión $|S|$ respecto al ángulo de apertura. Frecuencia constante 128.1 MHz. M01=8.1875pF, T01=30pF.

Si mantenemos la sintonía al variar el ángulo ocurre una considerable pérdida de transmisión de señal al cerrar o abrir el ángulo de la antena con respecto de 90° .

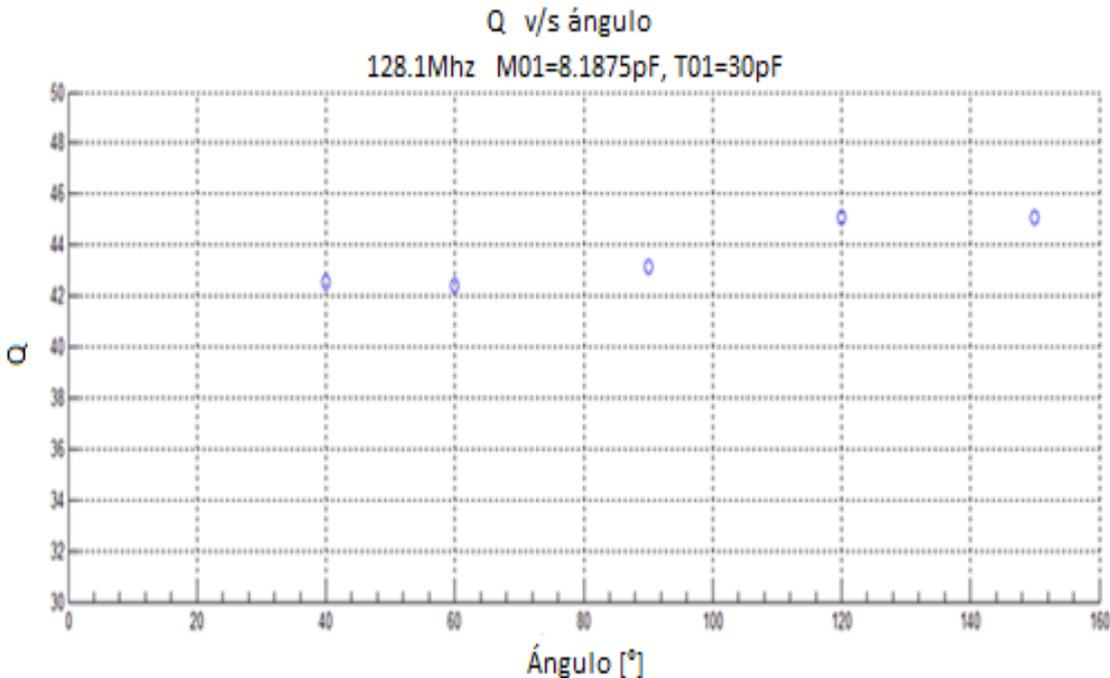
3.4.5 Factor de calidad Q (sin muestra)

Las antenas de RF deben aumentar lo más posible el coeficiente de calidad debido a que un aumento en el factor de calidad incrementa el CSR. El factor de calidad se define como la energía almacenada en el campo electromagnético entre la energía disipada durante un ciclo. Una antena de RF puede ser modelada como circuito RLC por lo que el coeficiente de calidad queda de la siguiente manera [15]:

$$Q_{\text{vacío}} = \frac{I^2 X_L}{I^2 R} = \frac{I^2 L}{(2\pi / \omega_0) I^2 R_{\text{antena}}} = \frac{\omega_0 L}{R_{\text{antena}}} \quad (3.19)$$

aunque es mucho más sencillo calcular el coeficiente de calidad como el cociente entre la frecuencia central ω_0 y el ancho de banda $\Delta\omega$ tomado a -3dB (frecuencia de corte), se puede demostrar que la ecuación (3.19) es equivalente a (3.20), [15]:

$$Q_{\text{vacío}} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad (3.20)$$



Gráfica 6. Variación del factor de calidad Q respecto al ángulo, manteniendo la frecuencia de sintonización a 128.1 Mhz .M01=8.1875pF ,T01=30pF.

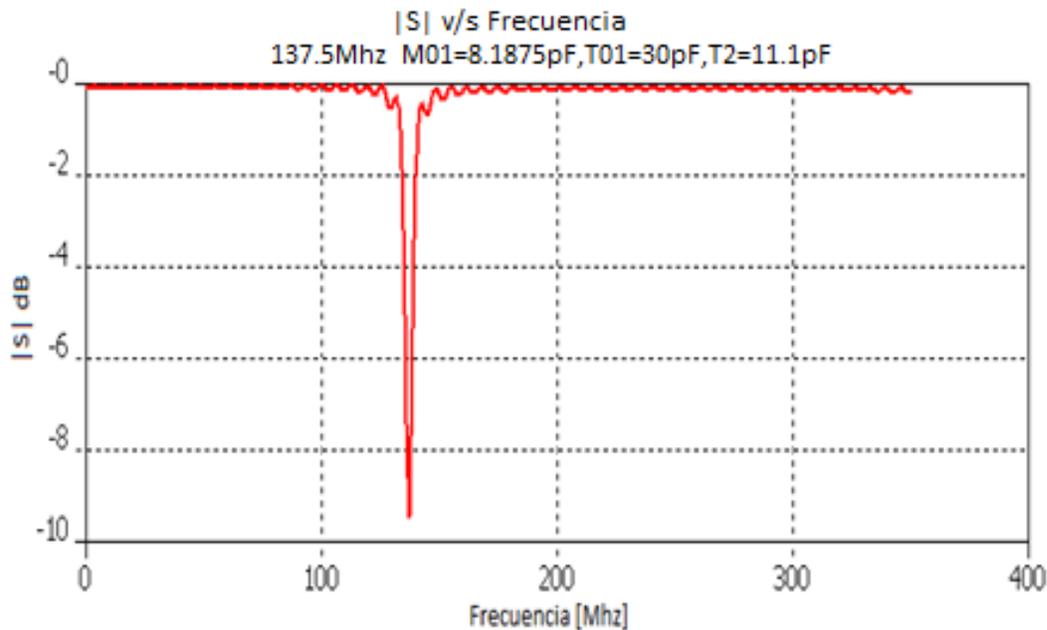
El factor de calidad se mantiene en un intervalo de 42 a 45, sin alteraciones significativas durante la variación del ángulo de pliegue. La antena de RF permite la adquisición de imágenes para IRM de una muestra por tal motivo es necesario añadir a la antena una muestra con las propiedades eléctricas y

magnéticas y observar el comportamiento de la antena con la muestra para encontrar la sintonía adecuada.

3.5. - Proceso de sintonización con muestra

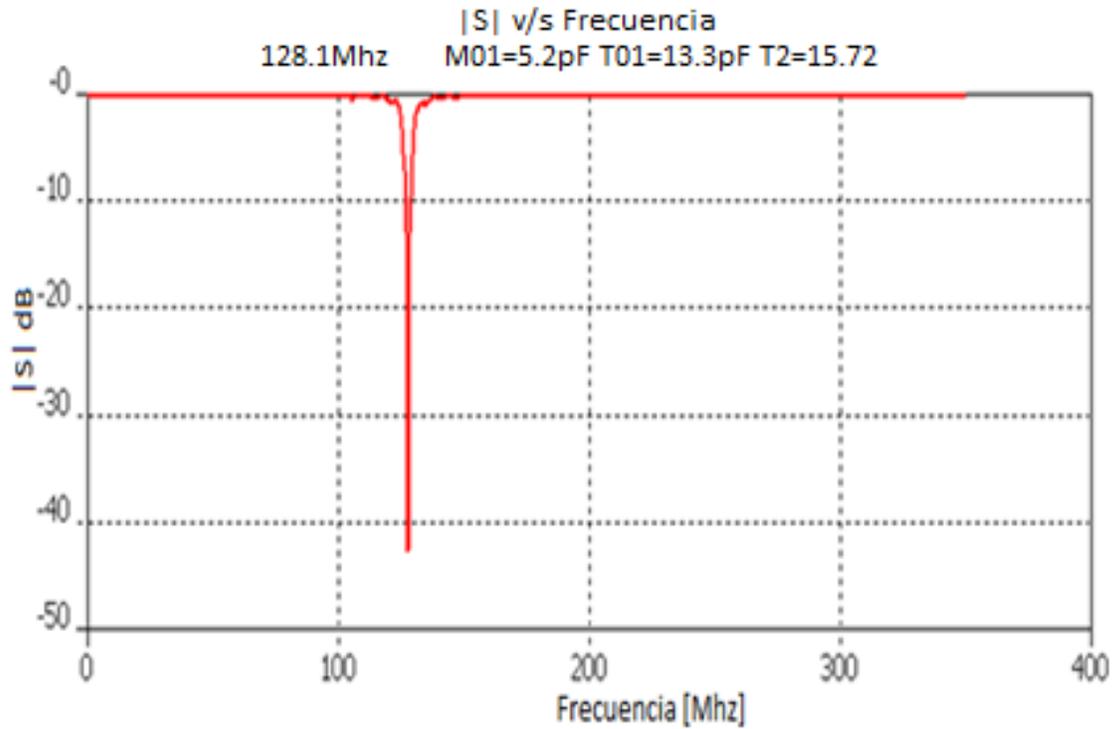
Esta parte de la simulación considera una muestra central como puede apreciarse en las figuras 3.2(a) y 3.2(b) junto con la antena , en la muestra se simula la rodilla la cual se compone de tejido muscular y tejido óseo principalmente. La frecuencia de resonancia cambia al introducir la muestra a la antena ya que las soluciones a las ecuaciones de Maxwell varían introduciendo en el espacio las propiedades eléctricas y magnéticas de los tejidos muscular y óseo.

La antena esta inicialmente sintonizada a 128.1MHz para un ángulo de 90°, añadiendo la muestra a la simulación; la frecuencia de resonancia pasa de 128.1MHz a 137.5MHz con una perdida de señal que va de -30dB a -9dB, compárese las gráficas 2(a) y 2(b) con la gráfica 7.



Gráfica 7. Cambio en el pico de resonancia añadiendo la muestra que simula el tejido de una rodilla humana, frecuencia de resonancia; 137.5 Mhz con un decremento en la señal transmitida.

Para obtener la frecuencia de resonancia deseada a 128 MHz en la antena a 90° y con la muestra es necesario ajustar nuevamente todos los capacitores, los resultados para conseguir una sintonía óptima son; M01=5.2pF, T01=13.3pF y cada uno de los 8 capacitores distribuidos a T2=15.72pF. La gráfica 8 expone el pulso de resonancia adquirido en la simulación de la antena a 90° y con la muestra añadida.

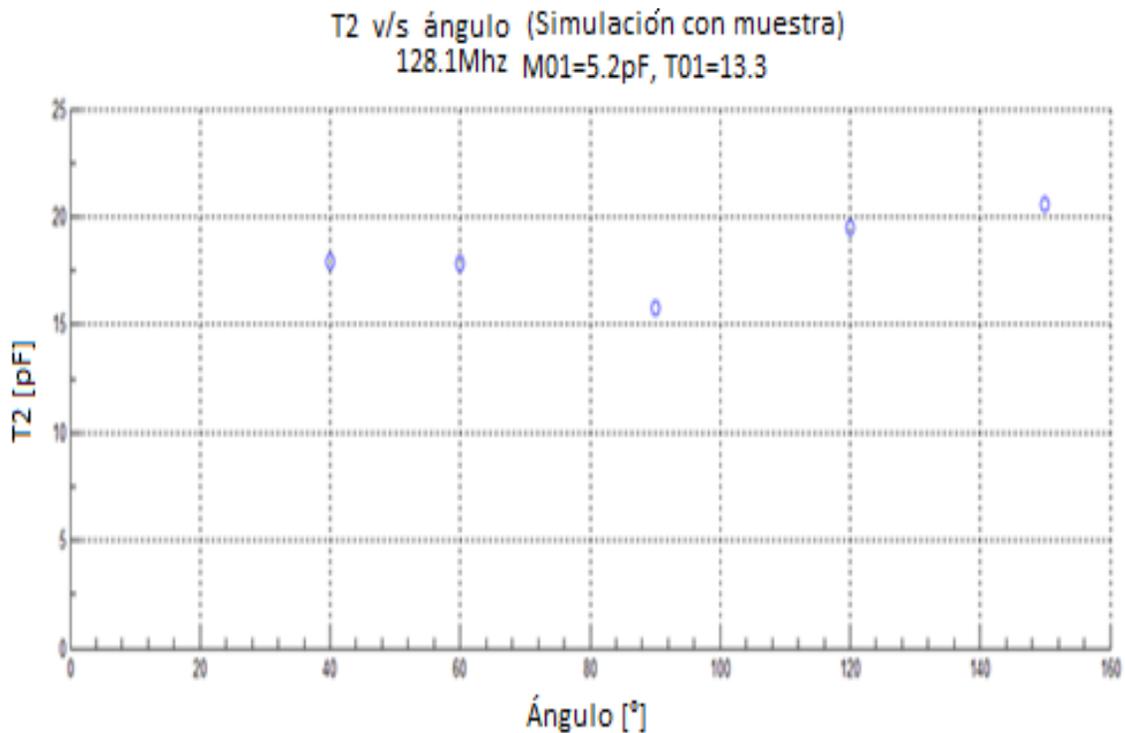


Gráfica 8. Pico de resonancia a 128.1 Mhz. Antena junto con muestra.

Una antena sintonizada ante las variaciones de ángulo promueve un aumento del CSR y un mejor funcionamiento de la antena en modo emisión. La sintonía se puede mantener si se realizan los ajustes necesarios a los valores de la capacitancia de los 8 capacitores distribuidos.

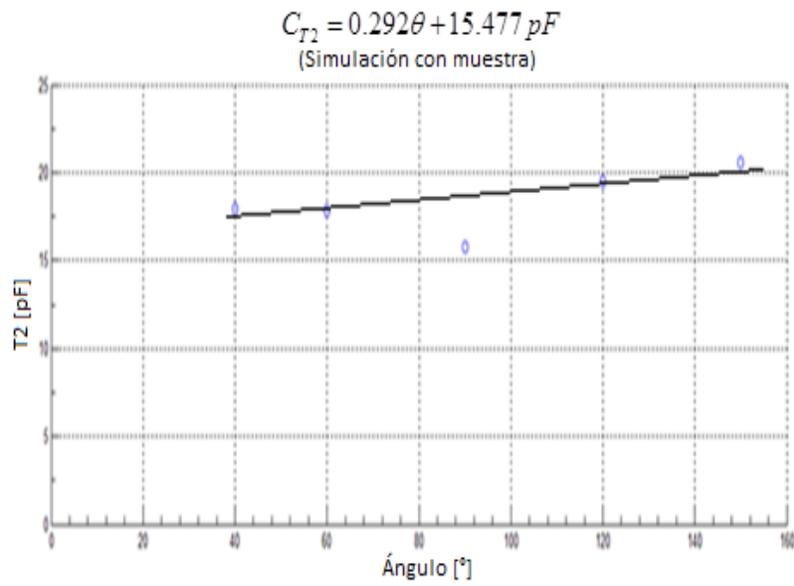
3.5.1 Sintonización constante al variar el ángulo de pliegue (con muestra)

De igual forma que la simulación sin muestra para mantener la sintonización deseada a 128.1 Mhz es necesario ajustar la capacitancia T2 de cada uno de los 8 capacitores, la gráfica 9 resume el trabajo de simulación para mantener la sintonización al variar cada uno de los capacitores distribuidos T2 por igual.

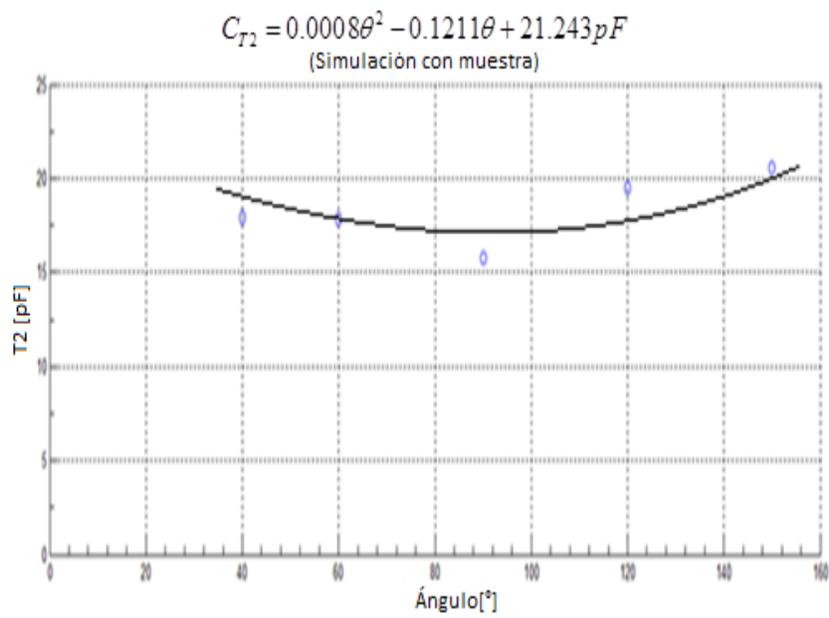


Gráfica 9. Variación de los 8 capacitores distribuidos T2, para mantener la sintonización a 128.1Mhz.

Una interpolación lineal o cuadrática de la variación de la capacitancia respecto al ángulo para mantener la sintonización deseada provee en la práctica una guía de cómo hacer el ajuste necesario en la variación de los capacitores para la sintonización, ver gráfica10(a) y 10(b).



10(a)



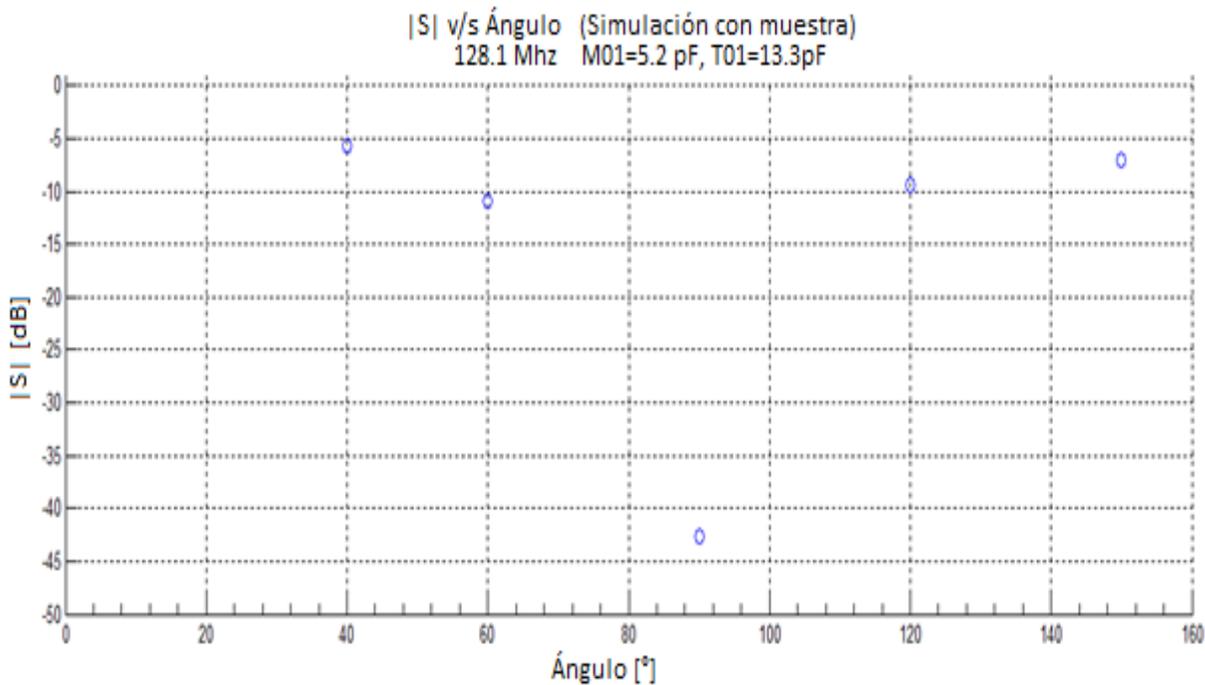
10(b)

Gráfica 10(a) Interpolación lineal. b). Interpolación cuadrática. Se considera la variación de cada uno de los 8 capacitores distribuidos, T2.

Se pretende que la antena de dos pétalos se adapte a diferentes tamaños de geometrías esféricas por lo que es necesario observar el comportamiento de la señal transmitida al variar el ángulo de pliegue. La magnitud del coeficiente de reflexión esta directamente relacionada con la amplitud del campo magnético producido, un aumento en la señal transmitida indica una mayor cantidad de energía almacenada en los campos eléctricos y magnéticos y un aumento en la amplitud del campo magnético.

3.5.2 Coeficiente de reflexión S al variar el ángulo de pliegue (con muestra)

Si se mantiene la sintonización constante a 128.1 MHz, la transmisión de señal es muy sensible a los cambios de ángulo, como puede apreciarse la gráfica 11. A un ángulo de 90° la transmisión de señal es máxima mientras que al cerrar o abrir al antena la transmisión de señal disminuye considerablemente como se puede ver en la gráfica 11, este mismo comportamiento lo podemos apreciar en la gráfica 5.



Gráfica 11. Variación de la profundidad del coeficiente de reflexión $|S|$ al ajustar el ángulo de la antena y manteniendo la sintonización a 128.1 MHz.

Como se menciono anteriormente una antena de RF debe aumentar lo más posible el factor de calidad para mejorar el CSR, pero al introducir la muestra en la antena disminuye el coeficiente de calidad Q.

3.5.3 Factor de calidad Q (con muestra)

El coeficiente de calidad Q está directamente relacionado con la frecuencia y la resistencia de la estructura, de la ecuación (3.16), se obtiene que:

$$Q_{vacio} = \frac{\omega_0 L_{vacio}}{R_{antena}} \quad (3.21)$$

Donde Q_{vacio} es el factor de calidad de la antena sin la muestra. Para un medio isotrópico:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{M},$$

$$\vec{M} = \mu_0 \chi \vec{H},$$

entonces la inductancia queda como:

$$L_{muestra} = (1 + \chi_m) L_{vacio} \quad (3.22)$$

y el coeficiente de calidad de la antena con la muestra es:

$$Q_{cargado} = \frac{\omega_0 (1 + \chi) L_{vacio}}{R_{antena} + R_{muestra}} \quad (3.23)$$

Para materiales paramagnéticos incluso diamagnéticos:

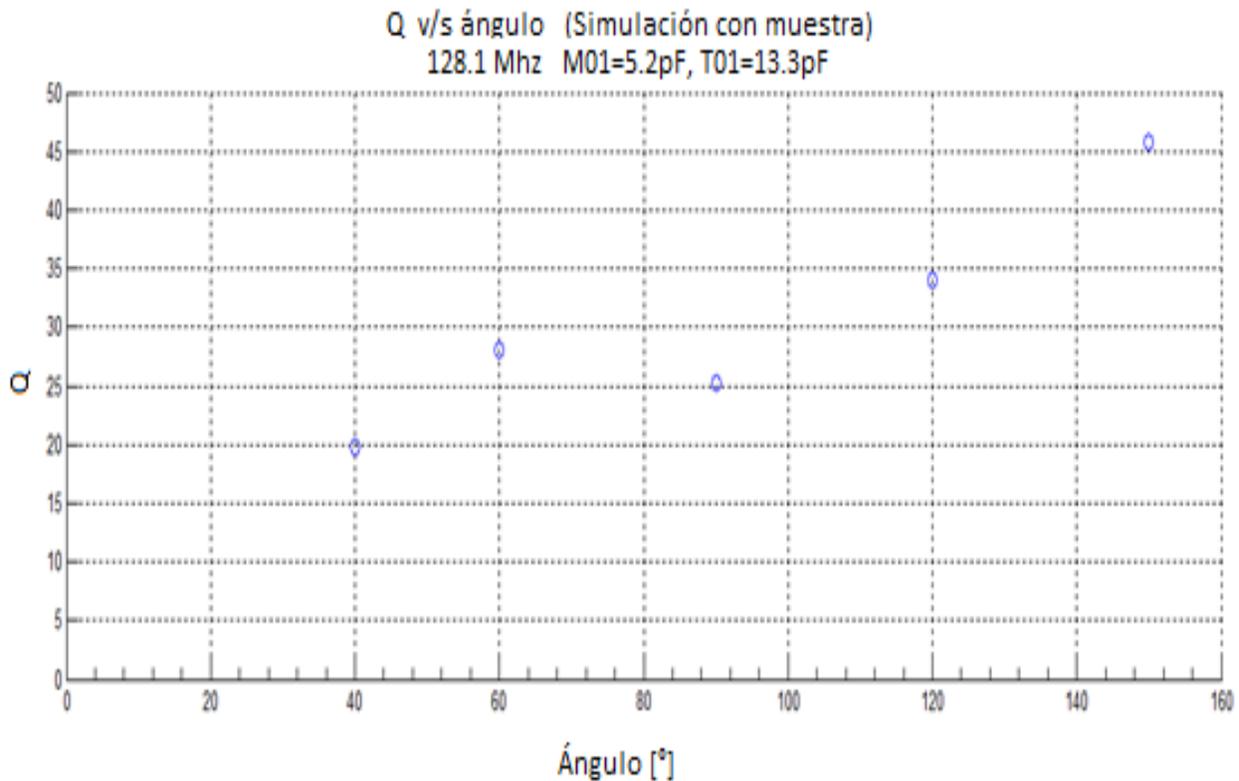
$$\chi \approx 1$$

Y dividiendo el factor de calidad de la antena sin muestra entre el factor de calidad de la antena con la muestra se obtiene que [23]:

$$\frac{Q_{vacio}}{Q_{cargado}} = \frac{R_{antena} + R_{muestra}}{R_{antena}} \quad (3.24)$$

Una antena para IRM debe disminuir la más posible la resistencia en la antena, donde la resistencia debido a la muestra es algo ineludible, para sistemas de 1.5 Teslas el ruido es generalmente de 5 y menos del 11% del ruido proviene de la antena [23], el ruido es principalmente ruido térmico proveniente de la muestra, descrito por Nyquist. La gráfica 12 muestra la relación que guarda el factor de calidad Q de la antena junto con la muestra al variar el ángulo y manteniendo la sintonización a

128.1 MHz, se observa una disminución del factor de calidad respecto al factor de calidad sin muestra como se esperaba según la aproximación teórica mencionada, ver gráfica 12 y ecuación 3.21, aunque no guarda proporción punto a punto.



Gráfica12. Factor de calidad Q [20-45] contra variación del ángulo frecuencia constante a 128.1Mhz..

Un factor de calidad bajo indica un ancho de banda mas amplio y por lo tanto la inducción de corriente de ruido comparable a la inducción de la corriente de señal deseada aumentar el coeficiente de calidad Q aumenta la señal deseada y por ende el CSR.

El CSR debe aumentarse lo mas posible para cuando la antena es utilizada como antena receptora, debido a que la antena de dos pétalos con capacitores distribuidos es una antena de superficie y de volumen puede ser utilizada como antena transceptora, entonces es necesario investigar las características del campo magnético en la antena, una antena emisora debe mejorar la homogeneidad del campo magnético, presentar polarización lineal o circular y contener un campo cercano predominante, mientras que una antena receptora debe aumentar lo mas posible el CSR.

3.6. - Mapas del campo magnético \vec{H} variando el ángulo de pliegue

Se obtienen los mapas de campo magnético en los planos “y=0” debido a que las configuraciones de campo magnético en este plano resulta conveniente para IRM.

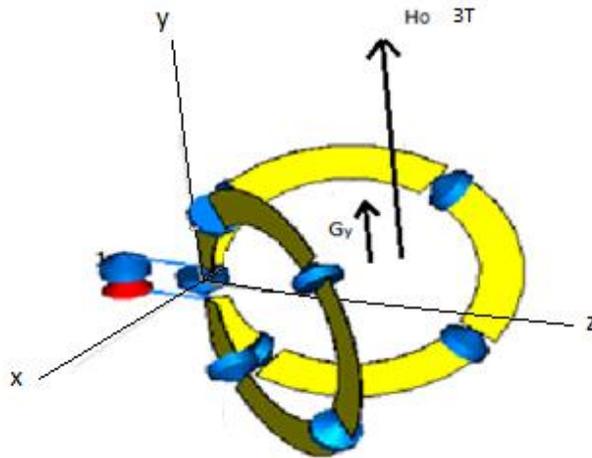


Fig.3.3. Ubicación espacial de la antena para la obtención de imagen en el plano.

Para comparar el desempeño de la antena entre la antena sintonizada a distintos ángulos y la antena no sintonizada a distintos ángulos; se expone la tabla 3.2 que indica el comportamiento de la antena con la muestra al variar el ángulo de pliegue sin necesidad de mantener la sintonización.

Ángulo [grados]	F.resonancia [Mhz]	M01 [pF]	T2 [pF]	T01 [pF]	S [dB]	Q
20	115.85	5.2	15.72	13.3	-12	29
60	124.95	5.2	15.72	13.3	-20	32
90	128.1	5.2	15.72	13.3	-41	25
120	128.45	5.2	15.72	13.3	-35	26
150	130.9	5.2	15.72	13.3	-21	30

Tabla3.2 .Variación del ángulo de abertura θ en la antena, los cambios en ; la frecuencia de resonancia, profundidad de la transmisión y factor de calidad , manteniendo las capacitancias constantes M01=5.2pF y T01=13.3pF y los 8 capacitores distribuidos; T2=15.72pF.

Campo magnético a 90°

Los mapas de intensidad de flujo magnético \vec{H} corresponden a los cortes $y=0$, ver figura 3.3.

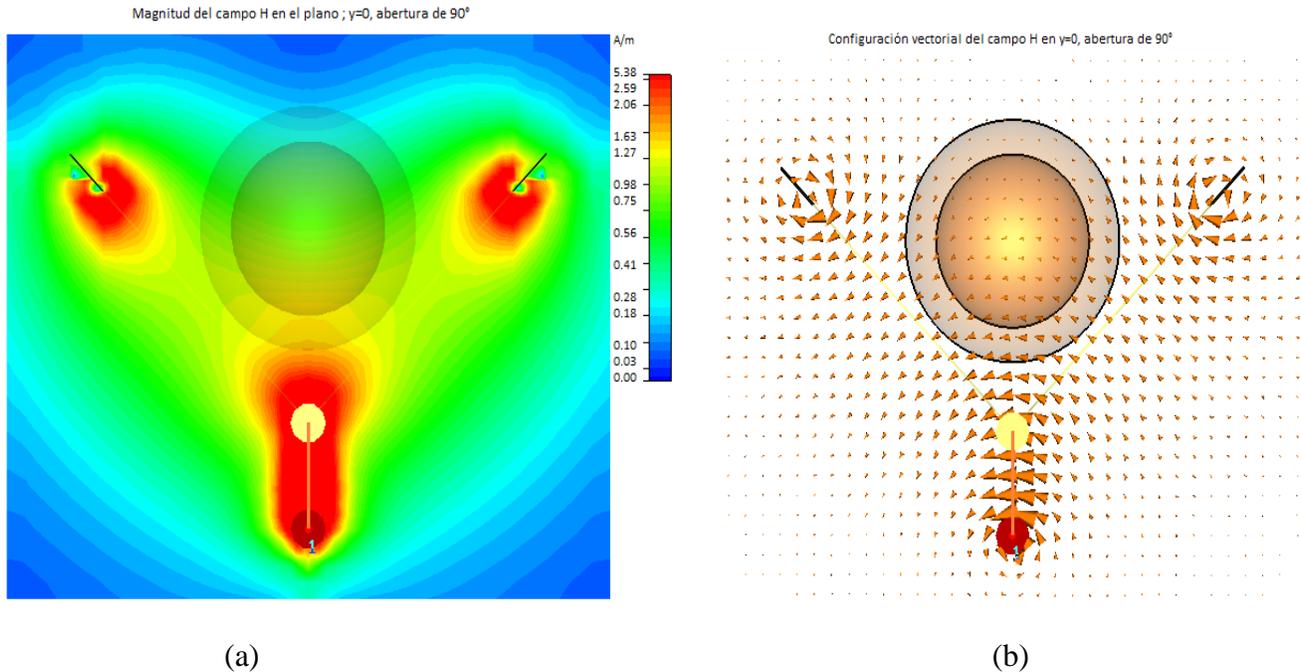


Fig.3.4. (a)Amplitud del campo H en el plano $y=0$ a 90° de abertura y frecuencia de resonancia ; 128.1Mhz. (b) Distribución vectorial del campo H en el plano $y=0$ a 90° de abertura y frecuencia de resonancia ; 128.1Mhz

La figura 3.4(a) y 3.4(b) muestran la amplitud del campo \vec{H} en el plano ($y=0$) ver figura 3.3, en el centro los círculos representan el corte de la muestra, el par de círculos pequeños en la parte inferior indican los capacitores. Una descripción práctica del patrón del campo \vec{H} indica que la magnitud del flujo de campo magnético se incrementa alrededor de los capacitores (5A/m) y alrededor del conductor como era de esperarse (líneas diagonales de color negro), y con una distribución vectorial de \vec{H} circular alrededor de la corriente como también era de esperarse.

La magnitud del campo \vec{H} en el tejido óseo es aproximadamente de 1A/m y se incrementa en la parte inferior del tejido óseo a 1.5 A/m también disminuye en la parte superior del tejido óseo a 0.3A/m, con una distribución vectorial del campo \vec{H} horizontal, y transversal, ver apéndice C.

Campo magnético a 120°

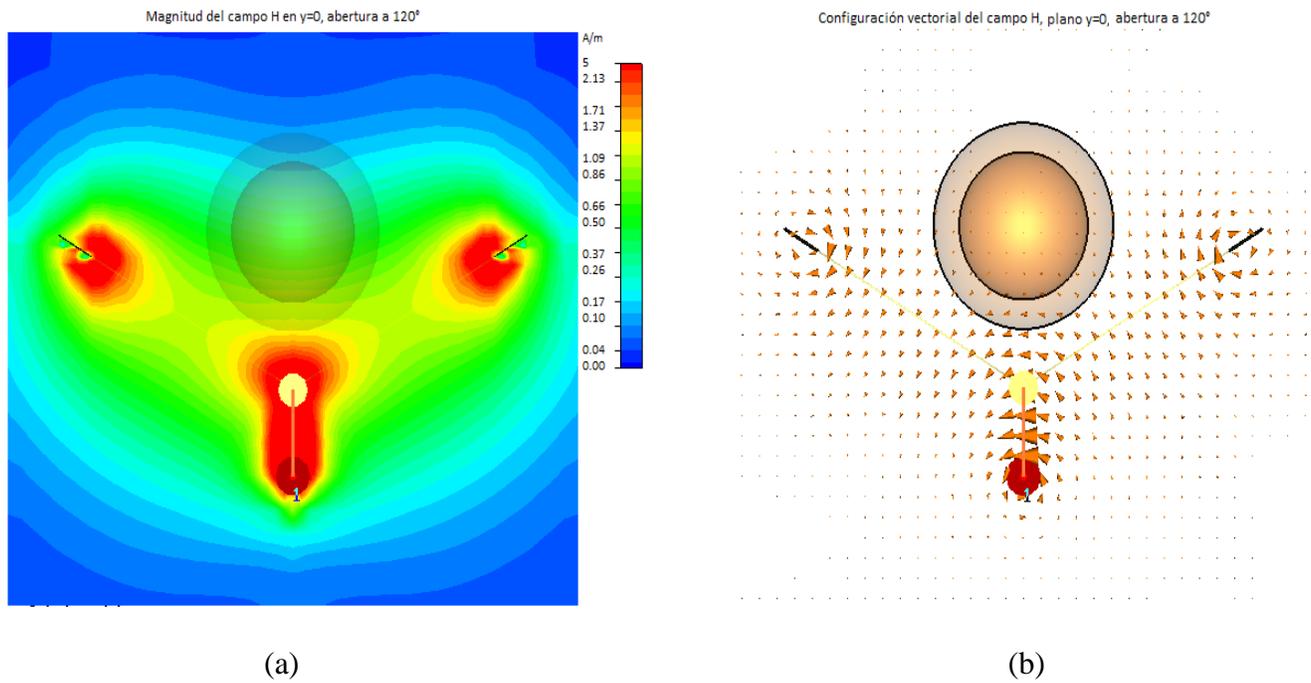


Fig.3.5. (a) Amplitud del campo H en el plano $y=0$ a 120° de abertura y frecuencia de resonancia; 128.45Mhz. (b) Distribución vectorial correspondiente.

A un ángulo de 120° se aprecia que la amplitud del campo \vec{H} sobre la muestra disminuye considerablemente, la amplitud se aproxima a los 0.5A/m, pero la concentración máxima de campo \vec{H} se encuentra alrededor de los capacitores y del conductor.

Campo magnético a 150°

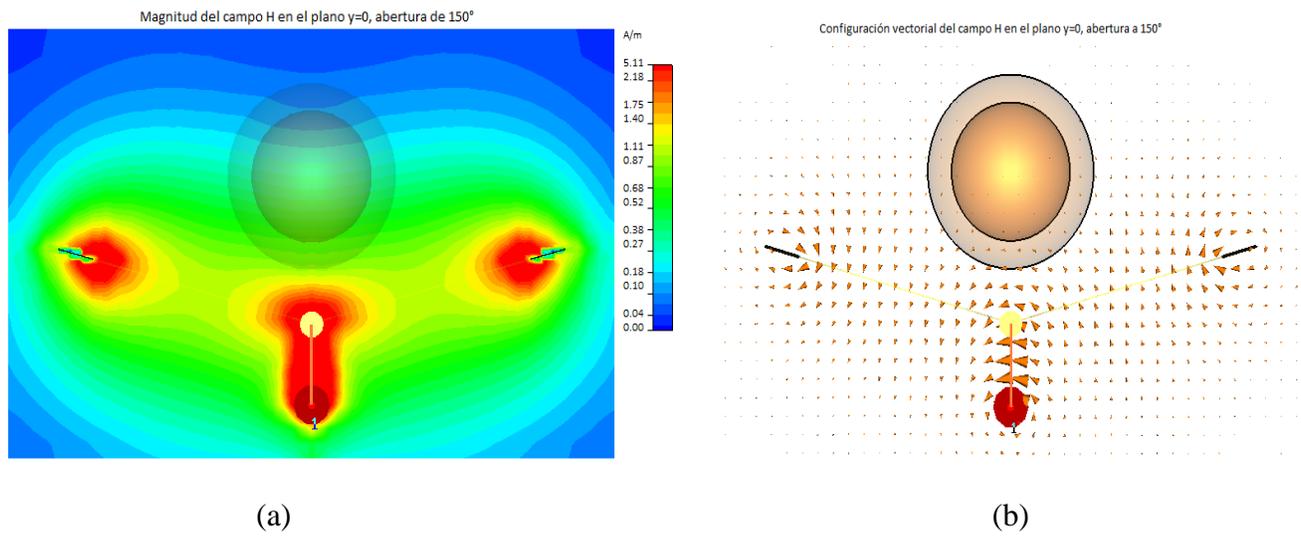


Fig.3.6. (a) Amplitud del campo H en el plano $y=0$ a 150° de abertura y frecuencia de resonancia 130.9Mhz. Distribución vectorial del campo H correspondiente.

A medida que la antena se abre más; la amplitud del campo \vec{H} sobre la muestra se reduce aún más ya que en principio se está alejando la muestra de las corrientes responsables del campo electromagnético, el campo \vec{H} en la muestra se aproxima a 0.3A/m.

Campo magnético a 60°

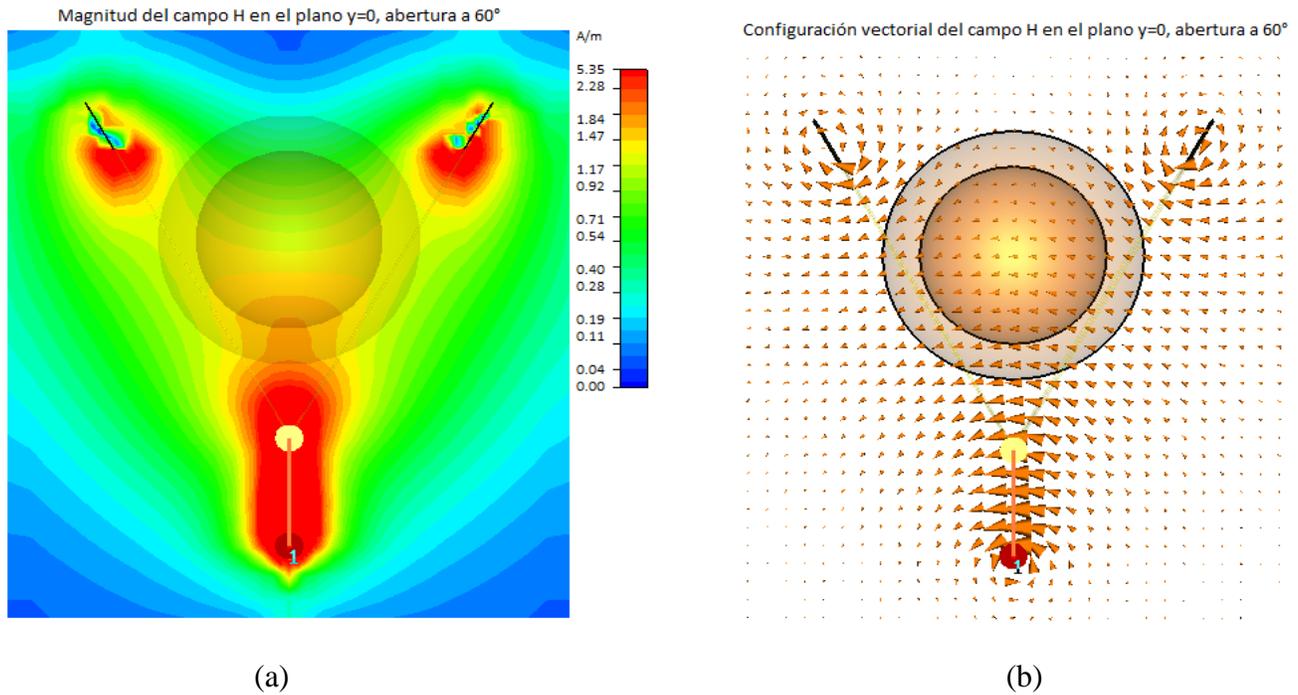
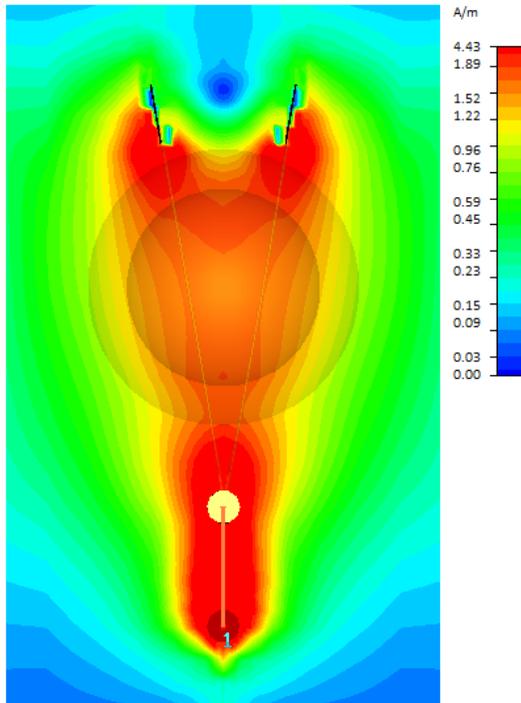


Fig.3.7.(a) Amplitud del campo H en el plano $y=0$ a 60° en abertura y frecuencia de resonancia; 124.95Mhz, (b) Distribución vectorial correspondiente.

Para cuando la antena se cierra respecto de 90°, en este caso a una abertura de 60°, la amplitud del campo \vec{H} sobre la muestra vuelve a aumentar a 1.5A/m aproximadamente y la distribución vectorial es en alguna parte del mapa (centro) horizontal como se ve en la figura 37(b).

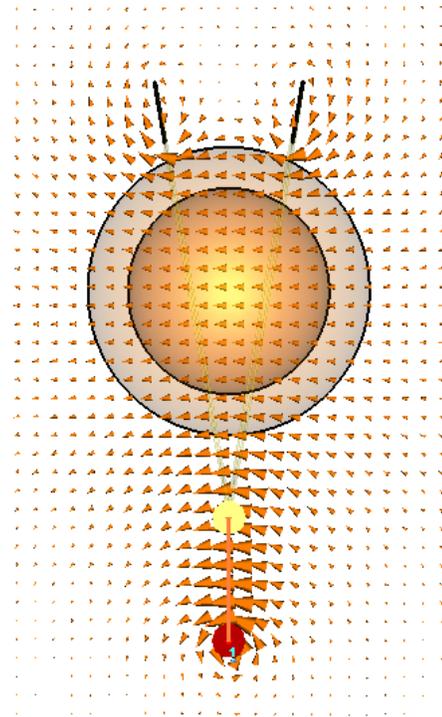
Campo magnético a 20°

Magnitud del campo magnetico H en el plano y=0, abertura a 20°



(a)

Configuración vectorial del campo H en el plano y=0, abertura de 20°



(b)

Fig.3.8. Amplitud del campo H en el plano y=0 a 20° en abertura y frecuencia de resonancia ; 115.85 Mhz, (b) Distribución vectorial del campo H que correspondiente.

Cerrar aun más el ángulo sobre la antena mejora la distribución vectorial del campo \vec{H} la hace mas uniforme a lo largo de la muestra como se observa en la figura 38(b), ademas de que incrementa considerablemente la amplitud del campo \vec{H} dentro de la muestra creando una distribución en magnitud menos heterogénea y cerca de los 2A/m, este ángulo en la antena produce el patrón de flujo magnetico apropiado para una antena emisora, ya que mejora la uniformidad el campo \vec{H} en especifico el campo transversal H_1 , ver apéndice C, además de aumentar la amplitud del campo magnético por lo que tambien es apropiada como antena receptora.

Un ángulo de 20° es apropiado para una antena emisora por tal motivo se presenta el mapa de campo \vec{H} a resonancia de 128.1 MHz; ajustando solo los capacitores distribuidos M01=5.2 pF, T01=13.3pF y T2=18.2pF los 8 capacitores por igual, los patrones de campo \vec{H} no cambian significativamente en

comparación a las figuras 3.8 (a) y 3.8 (b) pero se reduce la amplitud del campo \vec{H} debido a la pérdida de transmisión de señal.

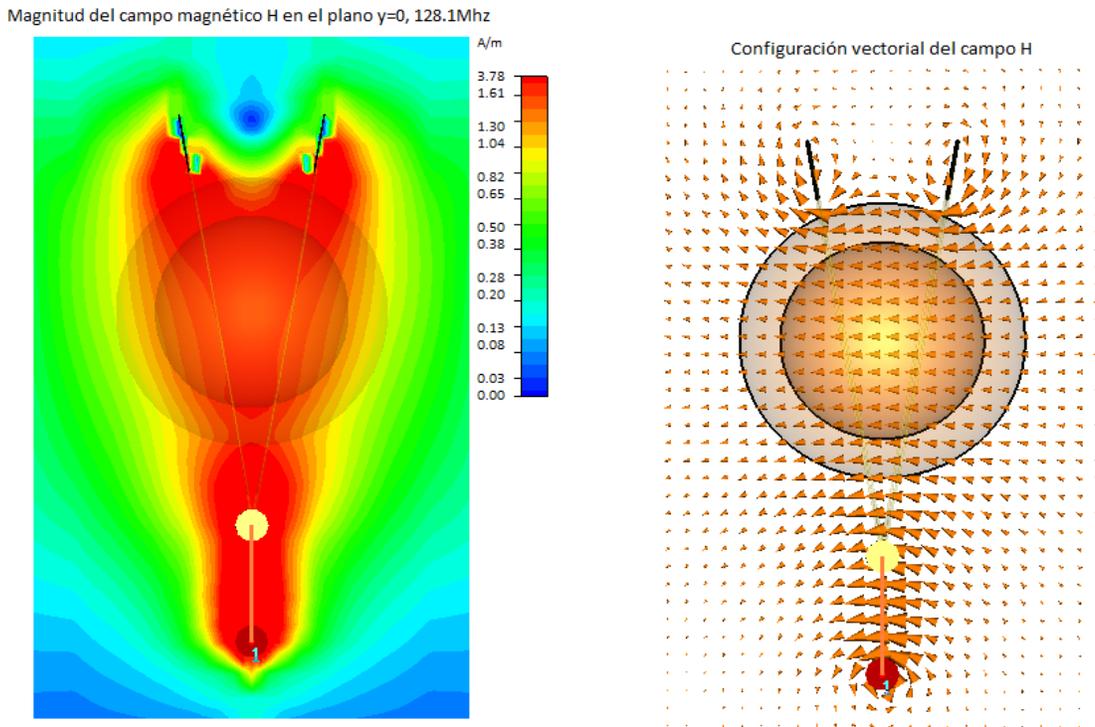


Fig.3.9. (a) Amplitud del campo H , 20° de abertura y frecuencia de 128.1Mhz.(b) configuración vectorial a 128Mhz

Si se sintoniza a 128.1Mhz la antena a 20° , el coeficiente de reflexión se reduce considerablemente a $|S|=-9\text{dB}$, ver tabla 3.2, la amplitud del campo \vec{H} disminuye a 3.78 A/m que es el rojo fuerte, mientras que en el anterior figura 3.8 (a) la configuración del campo \vec{H} a este mismo ángulo es de 4.43A/m, la disminución del campo es atribuible a la disminución de la señal transmitida lo que indica una menor potencia disipada en la antena o carga que necesariamente repercute en el decremento de la amplitud del campo \vec{H} .

Para solucionar el problema no solo se hace el ajuste en el match para mantener la frecuencia de 128.1Mhz, sino que nuevamente se realiza el trabajo de ensayos prueba error de ir variando conjuntamente el match M01 y tuning T01 y de esta forma encontrar la sintonización óptima a frecuencia de resonancia de 128Mhz y aumentar la transmisión de la señal sobre la antena y por ende nuevamente aumentar la amplitud de campo \vec{H} .

3.7. – Caracterización de los capacitores distribuidos por pares

Estos resultados permiten comprender el cambio de valores en los distintos capacitores distribuidos como afecta a la sintonización. Los capacitores distribuidos están en serie por cada aro. La figura siguiente marca el número por pares de capacitor de forma simétrica

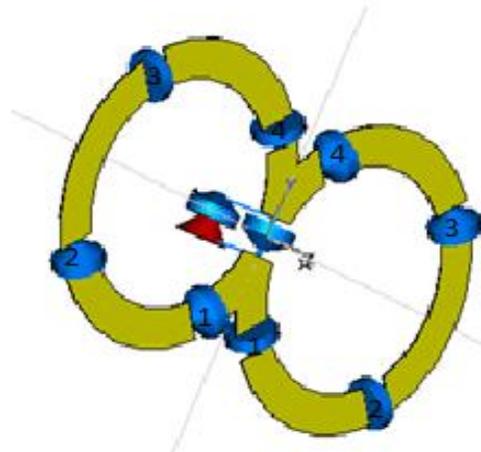


Fig.3.10. Identificación de pares de capacitores distribuidos.

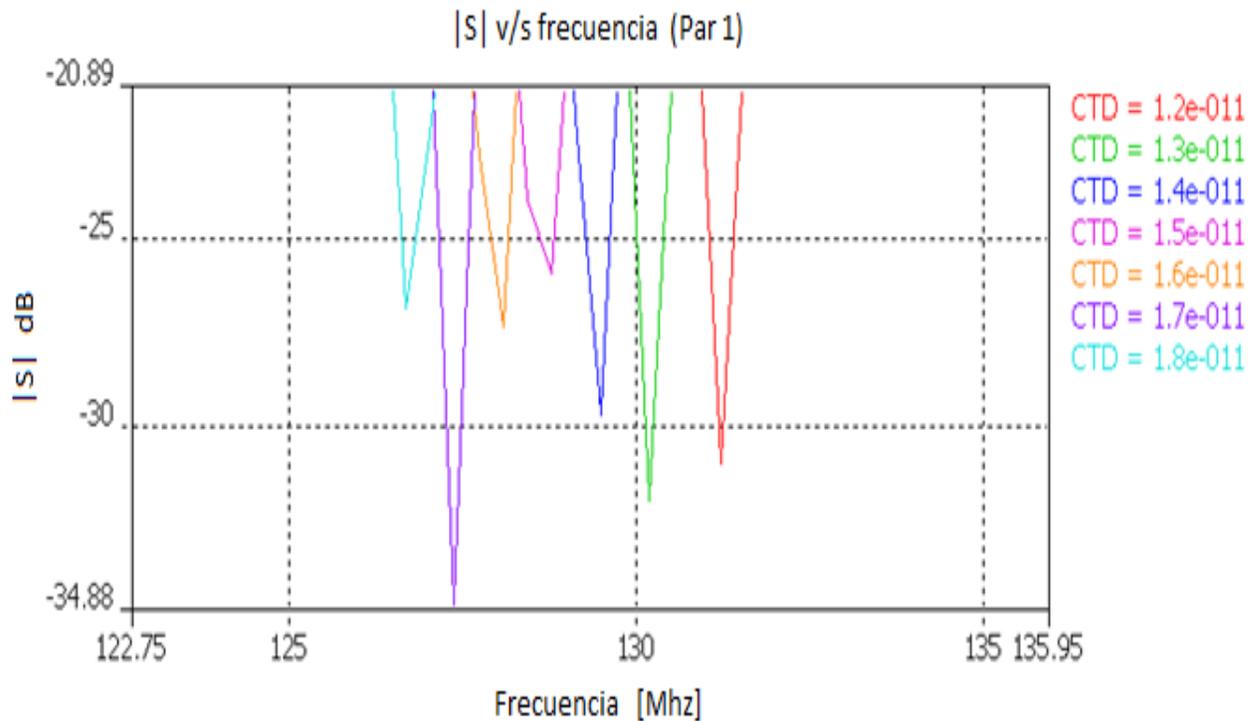
Resultados del Par 1

La siguiente tabla resume el trabajo de cambio de frecuencia de resonancia al variar por pares los capacitores distribuidos, TD1 se refiere al tuning distribuido del par 1 como muestra la figura 3.10, se varía el valor de ambos capacitores por igual, se realiza una prueba de barrido a un ángulo en la antena de 90°, TDC hace referencia al tuning distribuido complementario que significa que todos los demás capacitores se dejan fijos a 15.78 pF, además de que $M01=5.2\text{pF}$, $T01=13.3\text{pF}$ constantes ya que consideramos que la antena esta sintonizada a 128.1MHz a un ángulo de 90°.

M01(pF)	T01(pF)	TDC(pF)	TD1(pF)	S dB	F.resonancia(Mhz)
5.2	13.3	15.78	12	-30.25	131.25
5.2	13.3	15.78	13	-31.83	130.2
5.2	13.3	15.78	14	-29.55	129.5
5.2	13.3	15.78	15	-25.86	128.8
5.2	13.3	15.78	16	-27.24	128.1
5.2	13.3	15.78	17	-34.84	127.4
5.2	13.3	15.78	18	-14.35	126.7

Tabla 3.3. Variación del primer par de capacitor distribuido, pico de resonancia asociado y frecuencia de resonancia asociada.

Los valores de los capacitores para tener la sintonización (128.1MHz) a 90° de abertura son M01=5.2pF, T01=13.3pF, T2=15.78pF (8 capacitores distribuidos), se encuentra que en 16 pF en el par 1 deja la sintonización a 128.1 MHz pero disminuye la transmisión de la señal, el barrido de 12 a 18 pF de este par cambia la frecuencia de resonancia cerca del 4% respecto a la frecuencia de sintonización, además de que disminuyen considerablemente la transmisión de señal como se observa en la gráfica 13.



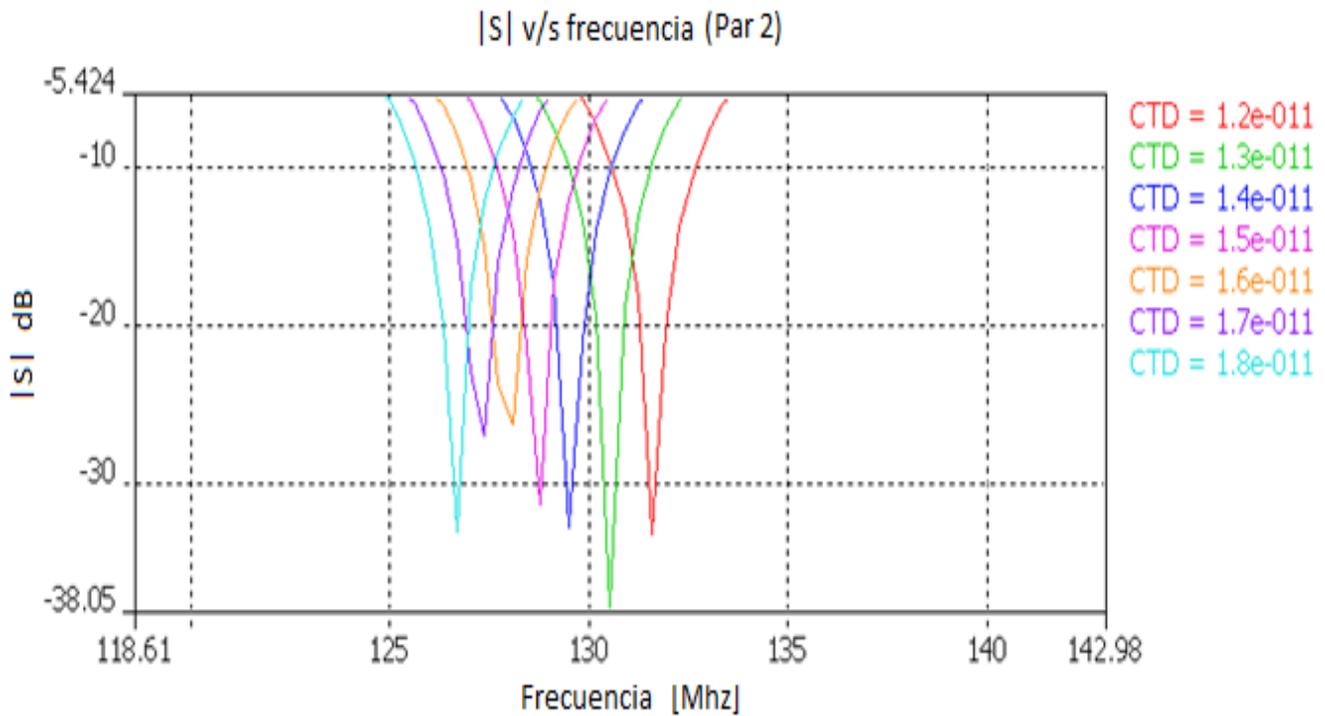
Gráfica 13. Prueba de barrido del par 1 distribuido, cambios de profundidad considerable en el pico de resonancia. En la figura se visualiza un zoom de la respuesta en frecuencia característica.

Resultados del Par 2

Para el par 2, los resultados son los siguientes

M01(pF)	T01(pF)	TDC(pF)	TD2(pF)	dB	F.r(Mhz)
5.2	13.3	15.78	12	-33.14	131.14
5.2	13.3	15.78	13	-38.08	130.5
5.2	13.3	15.78	14	-32.65	129.5
5.2	13.3	15.78	15	-31.12	128.8
5.2	13.3	15.78	16	-26.1	128.1
5.2	13.3	15.78	17	-26.8	127.4
5.2	13.3	15.78	18	-33	126.7

Tabla.3.4. Variación del segundo par de capacitor distribuido, pico de resonancia asociado y frecuencia de resonancia asociada.



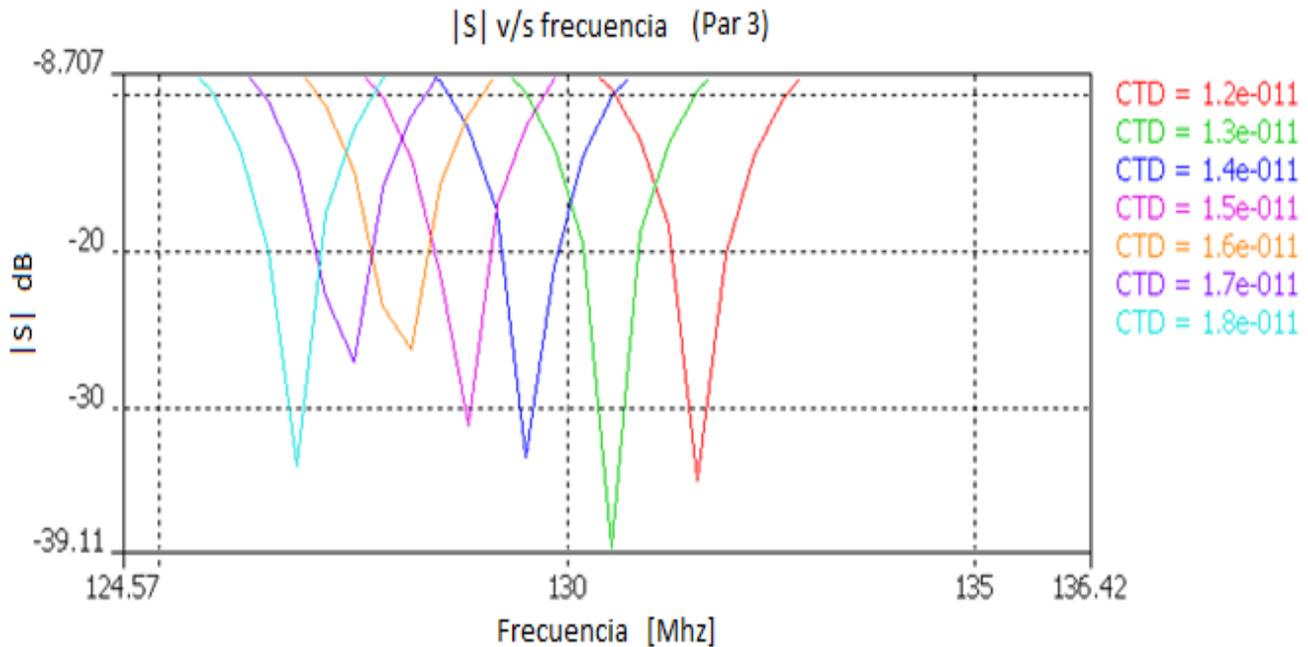
Gráfica 14. Prueba de barrido del par 2 distribuido. En la figura se visualiza un zoom de la respuesta en frecuencia característica.

Resultados con el Par 3

Para el par tres los resultados son;

M01(pF)	T01(pF)	TDC(pF)	TD3(pF)	dB	F.r(Mhz)
5.2	13.3	15.78	12	-34.5	131.6
5.2	13.3	15.78	13	-39.11	130.55
5.2	13.3	15.78	14	-32.93	129.5
5.2	13.3	15.78	15	-31	128.8
5.2	13.3	15.78	16	-26.15	128.1
5.2	13.3	15.78	17	-27	127.4
5.2	13.3	15.78	18	-33.47	126.7

Tabla.3.5. Variación del tercer par de capacitor distribuido, pico de resonancia asociado y frecuencia de resonancia asociada.



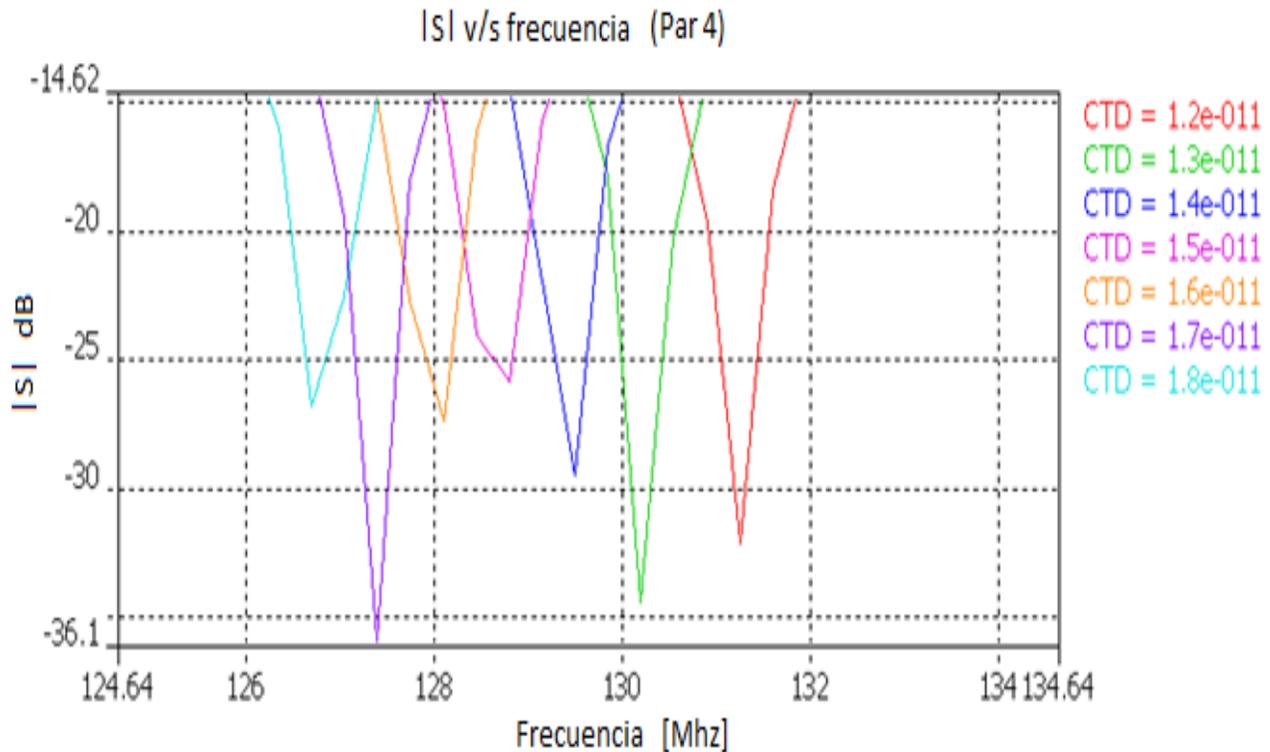
Gráfica 15. Prueba de barrido del par 3 distribuido, variación de $|S|$ y frecuencia de resonancia. En la figura se visualiza un zoom de la respuesta en frecuencia característica.

Resultados para el Par 4

Mientras que para el par cuatro si tienen la tabla;

M01(pF)	T01(pF)	TDC(pF)	TD4(pF)	dB	F.r(Mhz)
5.2	13.3	15.78	12	-32	131.25
5.2	13.3	15.78	13	-34.4	130.2
5.2	13.3	15.78	14	-29.5	129.5
5.2	13.3	15.78	15	-25.8	128.8
5.2	13.3	15.78	16	-27.33	128.1
5.2	13.3	15.78	17	-36.1	127.4
5.2	13.3	15.78	18	-26.77	126.7

Tabla 3.6. Variación del cuarto par de capacitor distribuido, pico de resonancia asociado y frecuencia de resonancia asociada.



Gráfica 16. Prueba de barrido del par 3 distribuido, distribución de frecuencias y variación del coeficiente de reflexión $|S|$. En la figura se visualiza un zoom de la respuesta en frecuencia característica.

Los resultados en las pruebas de barrido son muy similares en relación al cambio de resonancia, en particular un barrido desde 18 pF hasta 14 pF varía proporcionalmente la frecuencia de resonancia la cual disminuye en 0.7 Mhz por cada incremento de un picofaradio en el par, con excepción de los 13pF y 12 pF, por otra parte la sintonización se mantiene para 16 pF por cada par y en cada prueba de barrido.

El coeficiente de reflexión por cada par a 16 pF se mantiene cerca de los 26.5 a 27.5 dB, por otro lado los cambios en profundidad se alejan de los -42 dB, pero en general cambia desde -25 dB hasta cerca de los -40 dB, lo que indica que variaciones en los capacitores distribuidos al menos en forma simétrica alteran considerablemente los picos de resonancia y la transmisión del pulso de RF, también cambios de valor en los capacitores distribuidos permiten variar suavemente la frecuencia de resonancia en la estructura si es que estos cambios son de algunos picofaradios en cada par.

4.1. - Discusión general

La transmisión de señal disminuye considerablemente para cuando se cierra o abre la antena respecto a un ángulo de pliegue de 90° según las gráficas 11 y 5. La disminución de transmisión de señal implica un decremento en la amplitud del campo magnético \vec{H} , y una disminución del rendimiento de la antena en modo emisión- recepción según el principio de reciprocidad.

Ante la imposibilidad de mantener una máxima transmisión de señal de una antena transcriptora de este tipo al variar el ángulo de pliegue y mantener la sintonía solo podría funcionar de forma óptima cuando es utilizada a un ángulo fijo, un ángulo de 90° es el ángulo óptimo de sintonización por presentar la máxima transferencia de señal y por adaptarse a geometrías esféricas.

Aunque debe discutirse el siguiente punto; mantener la sintonización en la antena al variar el ángulo promueve un aumento del CSR pero también presenta el inconveniente de reducir la transmisión de señal al abrir o cerrar la antena respecto de 90° lo cual repercute en que la amplitud del campo magnético se vea reducida y entonces el CSR también, por otra parte si no intentamos mantener la sintonía al variar el ángulo implica que la frecuencia de resonancia cambia según el ángulo ver la tabla 3.2 entonces la corriente inducida disminuye y el CSR también pero la transmisión de señal aumenta lo que equivale a que la amplitud del campo magnético aumente y por lo tanto se incrementa el CSR. En conclusión optimizar una antena transcriptora constituye un proceso de equilibrio entre varios parámetros que están entrelazados como factor de calidad, amplitud de campo magnético, homogeneidad, CSR, transmisión de señal, por lo que debe analizarse el peso específico de cada uno de ellos para mejorar el rendimiento de la antena en futuros trabajos.

La configuración del campo magnético es esencial para la emisión y recepción de señales de radiofrecuencias, se desea un campo magnético homogéneo polarizado linealmente o circular y de óptima amplitud en modo emisión[8]. Una antena de volumen mejora la homogeneidad del campo magnético respecto a las antenas de superficie por lo que son empleadas comúnmente como antenas emisoras y por el contrario una antena de superficie mejoran el CSR con respecto a las antenas de volumen por lo que son utilizadas como antenas receptoras, por lo tanto una antena transcriptora que es utilizada como antena emisora y receptora debe optimizar el mejoramiento del CSR y la homogeneidad del campo magnético. La homogeneidad mejora para cuando se cierra la antena, corresponde a ángulos chicos ver imagen de la figura 38(a), 38(b), 39(a) y 39(b) además de que aumenta la amplitud lo cual contribuye a aumentar el CSR.

Si se desea sintonizar apropiadamente la antena a otro ángulo distinto de 90° es necesario realizar los ajustes nuevamente a las tres clases de capacitores. Por lo tanto se considera que los capacitores distribuidos para un nuevo diseño pueden eliminarse porque aunque permiten la sintonización ante las variaciones de ángulo no se ofrece un mejoramiento en el rendimiento de la antena.

Para el mejoramiento del factor de calidad una opción sería disminuir la resistencia del material, reducción del tamaño de la estructura, aunque el principal factor que disminuye Q es la resistencia proveniente de la muestra, el mejoramiento del factor de calidad Q contribuye directamente en el mejoramiento del CSR.

Para obtener un campo cercano de mayor amplitud debería disminuirse el tamaño de los aros debido a que el campo magnético puede dividirse en campo lejano y campo cercano el primero de naturaleza ondulatoria el segundo de naturaleza cuasi-estacionaria [12], en zonas menores a la longitud de onda el campo cercano es mucho más intenso que el campo lejano lo que permite obtener un campo \vec{H} polarizado linealmente o circularmente según la ley de Biot Savart, ver ecuación. Los mapas de campo magnético en los planos $y=0$, tienen una polarización lineal obedeciendo la ley de Biot Savart.

Un estudio posterior para observar el comportamiento capacitivo o inductivo de la antena ofrecerá resultados cuantitativos de la energía disipada en la muestra, SAR, ya que un comportamiento muy capacitivo incrementa el SAR.

4.2. - Conclusiones generales

Es posible sintonizar una antena de dos pétalos plegadiza a 128MHz para ser utilizadas en los sistemas de 3T.

El comportamiento de las tres clases de capacitores son los siguientes; M01 básicamente modula la transmisión de señal, ver gráfica 2(b), el capacitor tuning T01 cambia la frecuencia de resonancia moderadamente, ver gráfica 2(a), mientras que los capacitores T2 (8 capacitores) varían considerablemente la frecuencia de resonancia, ver figura 1(a) y 1(b).

Para mantener la frecuencia de resonancia en la antena es necesario variar los capacitores distribuidos, una interpolación lineal o cuadrática permite tener una idea de los valores de T2 para mantener la frecuencia al cambiar el ángulo como se observa en las gráficas 10(a) y 10 (b).

Al variar el ángulo con respecto de 90° y manteniendo la frecuencia de resonancia, la transmisión decae de forma considerable ya sea aumentando el ángulo o disminuyéndolo como se aprecia en la gráfica 11. El ángulo de pliegue a 90° es el óptimo para el funcionamiento de la antena.

Un barrido de 12pF a 18 pF en cada par de los capacitores distribuidos promueve cambios significativos en la transmisión de señal, pero no alejan mucho de la frecuencia de sintonización 128MHz.

El coeficiente de calidad disminuye al integrar la muestra sobre la antena, como se puede observar si comparamos las gráficas 6 y 12 y se justifica en la ecuación (3.24).

Las imágenes de la simulación corresponden más a la configuración de campo cercano y de polarización lineal, además de que incrementa considerablemente el campo \vec{H} dentro de la muestra para cuando se disminuye el ángulo de pliegue creando una distribución homogénea y cerca de los 2A/m, ver figura 3.8 y 3.9 la configuración vectorial del campo \vec{H} es circular alrededor del conductor como era de esperarse y aumenta significativamente cerca de los capacitores resultado también esperado, la configuración del campo magnético es transversal, ver apéndice C.

BIBLIOGRAFÍA

1. S. E. Sólis Najera, *Antena superficial PERES con envolvente circular para IRM*, (Tesis de maestría en Ingeniería Biomédica, México, 2004) pág.; [20-30].
2. J.J.H. Ackerman, T.H. Grove, G.G. Wong, D.G. Gadian, and G.K. Radda, *Nature* **283** (1980) 167.
3. B. Roemer, W.A. Edelstein, C.E. Hayes, S.P. Souza, O.M. Muller, *Magn. Reson. Med.* **16** (1990) 192.
4. C-N. Chen, and D.I. Hoult, *Biomedical Magnetic Resonance Technology*, (Adam Hilger-IOP Publishing, Bristol, 1989).
5. C.E. Hayes, W.A. Edesltein, J.F. Schenk, O.M. Mueller, M.E. Eash, *J. Magn. Reson.* **63** (1985) 622.
6. G.E. Pake, *Paramagnetic Resonance*, (W.A. Benjamin, U.S.A, 1962), pág.; [28-35].
7. E. K. Insko, M. A. Elliot, S.C. Schstland, S. S. Leigh, *Journal Mag. Reson.* **131**(1998) 111-117.
8. Jianming Jin, *Electromagnetic Analysis and Design in Magnetic Resonance Imaging*, (CRC Press, Boca Raton, Florida, 1999) pág.; 144, 199, 210, 212, [219-227], [240-242].
9. C.P. Slichter , *Principles of Magnetic Resonance*, (Springer, U.S.A., 1989), pág.; [1-50].
10. Brian Cowan, *Nuclear Magnetic Resonance and Relaxation*, (Cambridge University Press, 1997), pág.; [73-75].
11. F. Bloch, *Phys. Rev.* **70** (1946) 460.
12. V. V. Nikolski, *Electrodinámica y Propagación de Ondas de Radio*, (Mir Moscú, URSS, 1976), pág.; [163-165], [262-264].
13. C. M. Mantaras & A. O. Rodríguez , *Simulation of Equivalent Circuits for IRM Surface Coils*, Proceedings of the 24th Annual International Conference of the IEEE.
14. R. Hernández A. Rodríguez, P. Salgado, F. A. Barrios, *Rev. Mex. Fís.* **49**(2003) 107-114
15. Robert L. Boylestad, *Introducción al análisis de circuitos*, (Person Educación , México, 2004), pág.; 850, [887-898].
16. E.M. Purcell, H.C. Torrey, R.V. Pound, *Phys. Rev.* **69** (1946) 37.
17. L. Landdini, V. Positano, M.F.Santarell, *Advance Image Processing in Magnetic Resonance Imaging*, (CRC, Boca Raton, Florida,2005), pág.; [23-33]
18. Guía CST Microwave
19. D.I. Hoult and R.E. Richards, *J. Magn. Reson.* **24** (1976) 71.
20. Samuel Silver , *Hubert M. James, Microwave antenna theory and Design*,(Mc Graw Hill , U.S.A, 1949), pág.; [25-28].

21. **D.I. Hoult**, *Prog. NMR Spec.* **12 (1978) 41**.
22. **S. V. Marshall, R. E. Dubroff, G. G. Skiter**, *Electromagnetismo Conceptos y Aplicaciones*, (**Prentice Hall Hispanoamericana** , Edo. Méx. **1997**) **pág.;** [554-546]
23. **Michael Steer** , *Microwave and RF Design* , (**SCITECH Publishing, U.S.A. 2010**), **pág.;** [300-308].
24. **Vadim Kuperman**, *Magnetic Resonance Imaging*,(**Academic Press, U.S.A. 2000**) **pág.;** [16-20].
25. **John. L.Volakis, Arindam Chatterjee, Leo C.Kempel**, *Finite Element Method for Electromagnetics*, (**IEE Press, 1995**), **pág.;** [54-56]
26. **David K. Cheng** , *Fundamentos de Electromagnetismo para Ingeniería*,(**Pearson, 1985**) **pág.;** [155-140].
27. **Constantine A. Balanis** , *Advance Engineering Electromagnetics*, (**WILEY, U.S.A., 1998**) **pág.;** [74-85].
28. <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.htm>

APÉNDICE

A.

PEC (Perfec Electric Conductor), $\sigma = \infty$

RF Radio Frecuencia

IRM Imagenología por Resonancia Magnética

PBA (Perfec Boundary Approximation). Para simular el campo electromagnético de estructuras curvadas de difícil adaptación al mallado de cubo, PBA emplea un mallado hexagonal [25]. Esta aproximación está bien hasta que la estructura es mayor a la celda.

TST (Thin Sheet Technology). Sucede que cuando la malla no se adapta a la estructura a simular, es aproximada con TST una celda no se llena completamente de PEC sino que TST divide a la celda en dos regiones de PEC para mejorar la aproximación de adaptación a la estructura [25],[8], comparar con la aproximación de Stair Cash Mesh que simula la estructura adaptando celdas completamente llenas del material especificado.

MSS (Multilevel Subgridding Sheme) . Permite crear un mallado denso en las áreas que necesitan refinarse por algún motivo por ejemplo parte de la estructura es muy chica o curvada entonces necesita refinarse el mallado, o TST ha fallado en el intento de adaptación, celdas críticas.

Automallado Con la finalidad de tener una mejor aproximación del campo electromagnético y otros parámetros, la mesh o mallado puede conseguirse de manera automática, el programa ubica estructuras críticas y obliga a colocarlos sobre las líneas o planos de la mesh, esto se consigue estableciendo puntos fijos por donde pasan las líneas de la mesh.

Corrección de borde Teóricamente existen singularidades del campo electromagnético en los bordes , por ello existe un modelo de singularidad para bordes del PEC (Perfec Electrical Conductor).

Líneas por longitud de onda La longitud de onda es la correspondiente a la frecuencia más alta utilizada en la simulación, en una longitud de onda corresponde por cada eje coordinado un número mínimo de líneas indicado.

Por ejemplo si tenemos diez líneas por longitud de onda, y el espacio a discretizar es de un cubo de lado una longitud de onda entonces tenemos $10 \times 10 \times 10 = 1000$ celdas como mínimo ya que no consideramos el proceso de PBA ,MSS y los ajustes del automallado que añaden celdas para el ajuste a

una mejor aproximación de la simulación, hay que añadir que si tenemos un mallado más finos el tiempo de simulación puede acrecentarse considerablemente ya que los pasos de tiempo se reducen y entonces se tendrían que resolver más variables del campo eléctrico y magnético, para el control del tiempo de simulación se define el radio limite.

Radio limite .Como se comentó previamente el radio limite es un ajuste al tiempo de simulación sucede en ocasiones que el automallado realiza un mallado muy fino en zonas críticas, entonces el tiempo de simulación se ve incrementado considerablemente por lo que el radio limite ajusta (obliga) a que le mallado no sea tan fino, el radio limite se define como el cociente entre la distancia máxima y distancia mínima entre líneas de la malla, por lo regular un buen parámetro para el ajuste es un radio límite de 10.

Adaptación de mallado. La adaptación del mallado se realiza después del auto mallado, la finalidad es que la adaptación del mallado permite mejorar la convergencia del parámetro de dispersión S, establecer un límite de por ejemplo -20dB, significa que la adaptación del mallado se detiene si entre dos subsecuentes pasos la diferencia entre el valor del parámetro S (valor complejo) es inferior a dicho límite la adaptación del mallado se detiene.

Estrategias de refinamiento del mallado. Existen dos estrategias para hacer le refinamiento del mallado, energía base que esencialmente hace el mallado de acuerdo con la densidad de energía almacenada en la estructura de acuerdo a los resultados se realiza el refinamiento en lugares de alta densidad de energía [16], la otra es sistema experto que sucesivamente cambia los parámetros del sistema experto hasta conseguir el mallado apropiado.

El parámetro de dispersión S. El parámetro S se calcula como el cociente entre el voltaje de la señal de salida entre el voltaje de la señal de entrada a la fuente de excitación que se toma como referencia, si son m fuentes en realidad se tiene una matriz de $m \times m$, entradas del parámetro S para una sola fuente de excitación los cálculos solo corresponden a que la matriz S es solo un parámetro denominado como S_{11} que en la teoría de líneas de transmisión también se le conoce como coeficiente de reflexión para el caso de una fuente, el parámetro S generalmente corresponde a un número complejo, como se puede observar en la teoría introductoria.

También se cuenta con fuentes de voltaje y fuentes de corriente, utilizadas para otros fines distintos a la de la obtención del parámetro S, ver [16].

Señal de excitación. La señal de entrada es por default una señal gaussiana en el dominio del tiempo, un pulso que en el dominio de las frecuencias barre un ancho de banda acorde a la ventana de frecuencias mínima y máxima que se toma como referencia para la obtención de la curva del parámetro de dispersión S11. Aunque también es posible manipular el simulador para excitar la estructura con otro tipo de pulsos, ver [16].

Condiciones de contorno. Puesto que se calcula el campo en un entorno finito, conforme a la teoría de diferencias finitas por ejemplo es necesario aplicar las condiciones de frontera, CST permite, no específicamente la configuración del campo electromagnético en el contorno, pero si opciones de condiciones de contorno adecuadas para cada plan de trabajo, por ejemplo las condiciones de contorno sobre las caras de la caja pueden ser las impuestas a un conductor eléctrico, un campo eléctrico tangencial nulo y un flujo magnético normal nulo, mientras que para un conductor magnético perfecto las condiciones de campo magnético tangencial y campo eléctrico normal son cero.

Otras condiciones de contorno recomendadas para la simulación de antenas pueden ser las características de los campos en espacio abierto, denominada como espacio abierto libre lo que garantiza que en la frontera o en el contorno la reflexión de la ondas serán lo mínimo, existe un ajuste para esta condición de contorno, denominada condición de contorno de espacio abierto adherido al espacio generalmente esta condición es utilizada para la simulación del campo lejano (farfields). Estas son solo algunas condiciones utilizadas en CST, ver [16].

B.

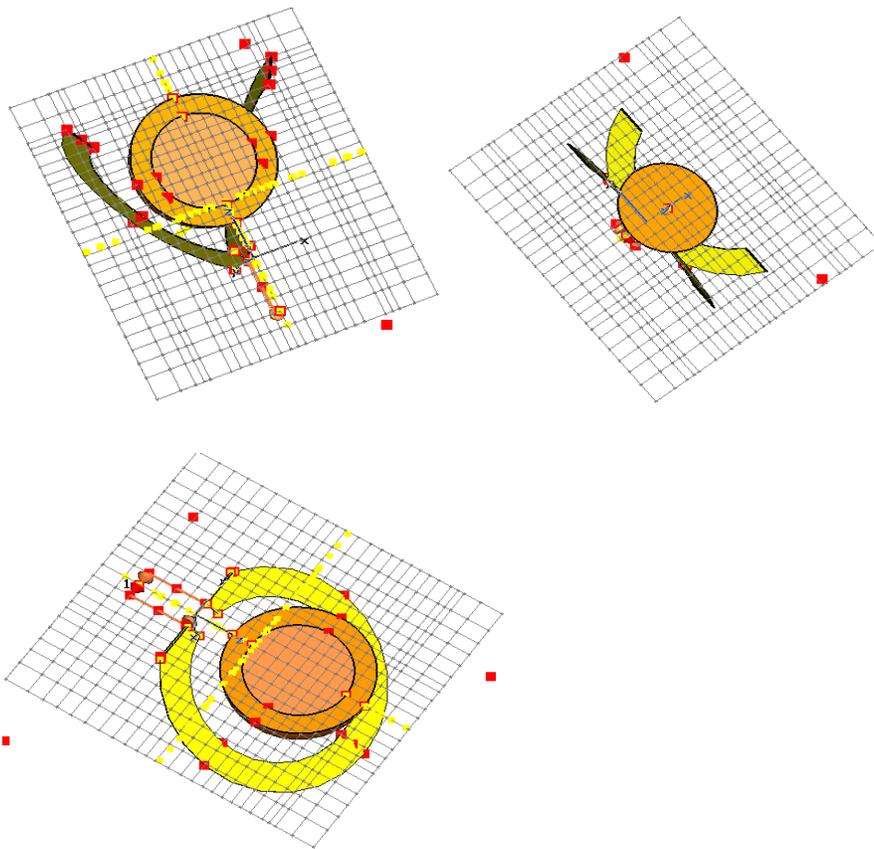


Fig.B. Mallado en los planos x-z, x-y, y-z, puntos rojos y amarillos fixpoints.

C

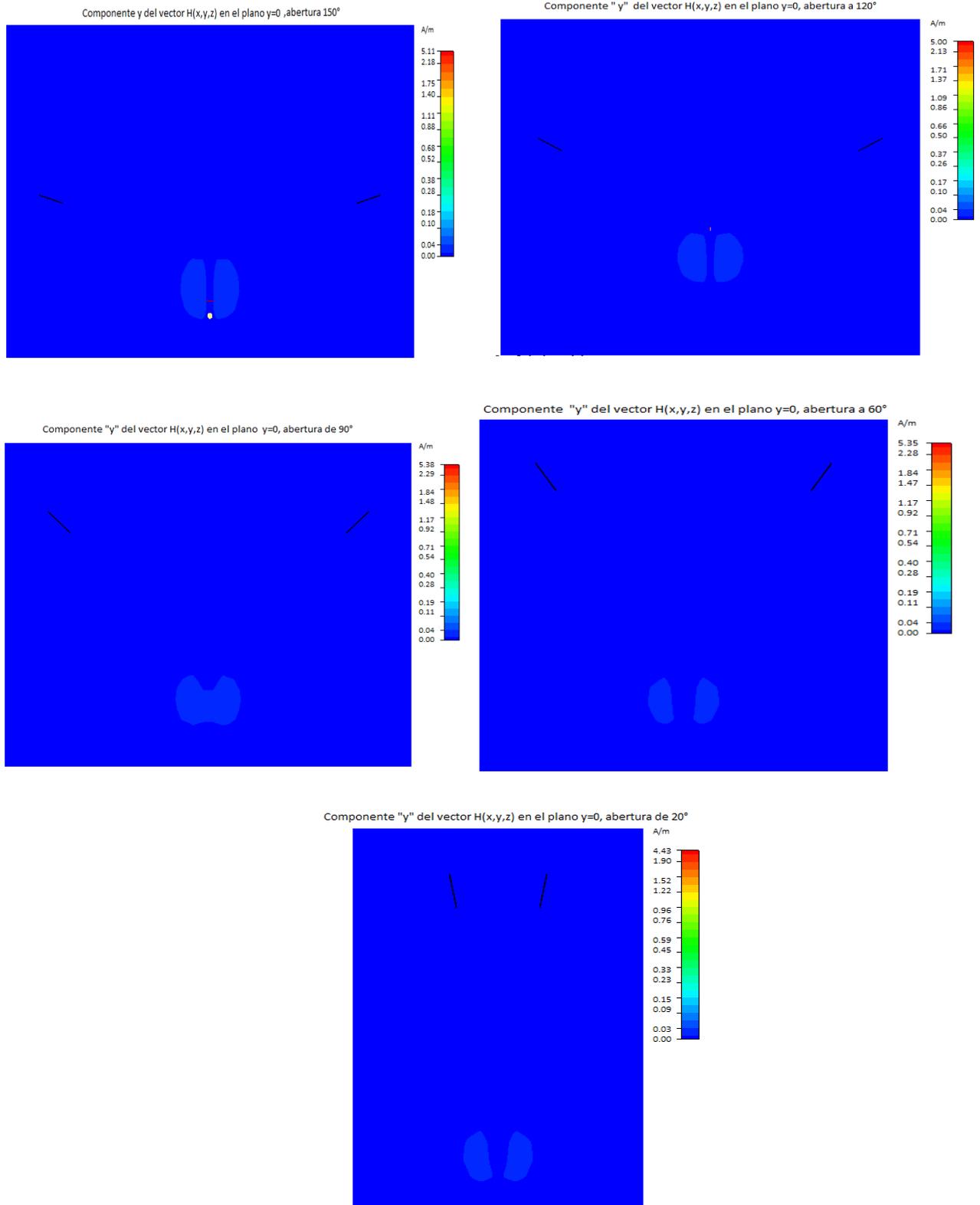


Fig. C. Componente \vec{H}_y en el plano $y=0$ es nula en todos los planos simulados.

