



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE CIENCIAS

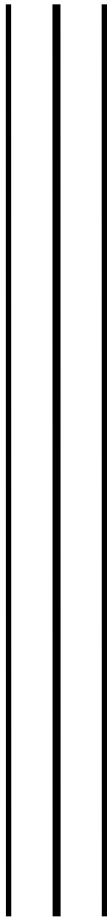
**CARACTERIZACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE ANTENAS DE RF
PARA SISTEMAS DE RESONANCIA MAGNÉTICA DE ULTRA
ALTA FRECUENCIA (UHF)**

PRÁCTICA PROFESIONAL SUPERVISADA

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
FÍSICA BIOMÉDICA**

P R E S E N T A:

ESTÍBALIZ MARGARITA RAMÍREZ VÁZQUEZ



DIRECTOR DE TRABAJO:

DR. SERGIO ENRIQUE SOLÍS NÁJERA

CIUDAD UNIVERSITARIA, 2019



**CONSTANCIA DE
PRESENTACIÓN DE
PRÁCTICA
PROFESIONAL
SUPERVISADA**

En la Facultad de Ciencias, Ciudad Universitaria, el **29 de octubre de 2019**, se celebró la presentación oral del trabajo realizado, que para obtener el título de **Física Biomédica (Ciencias Médicas y de la Salud)** por la modalidad de Práctica Profesional Supervisada, sustentó **Estibaliz Margarita Ramírez Vázquez**, de nacionalidad **mexicana**, registrado(a) con el número de cuenta **312281681**, quien cursó los estudios en el periodo comprendido de **2015-1 a 2019-1**, obtuvo un promedio de **8.6** y cumplió los requisitos académicos señalados en el Plan de Estudios correspondiente, habiendo presentado el reporte titulado: **“Caracterización e implementación de antenas de RF para sistemas de Resonancia Magnética de Ultra Alta Frecuencia (UHF)”** bajo la supervisión del **Dr. Sergio Enrique Solís Nájera**.

Los invitados especiales presentes así como su tutor, emitieron la siguiente opinión sobre su exposición:

demostró tener los conocimientos necesarios, para obtener su título de Física Biomédica

Se dio por concluido el acto académico con las firmas de los invitados especiales que asistieron, así como del tutor del estudiante:

Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar

Dr. Alfredo Odón Rodríguez González

Dr. Sergio Enrique Solís Nájera

“POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU”

La suscrita, **Coordinadora de la licenciatura de Física Biomédica** certifica que las firmas son auténticas y corresponden a los invitados asistentes y a la tutora.

DRA. LUCÍA MEDINA GÓMEZ

Dedicatoria

A mi asesor, el Dr. Sergio Solís, que me apoyo durante el servicio social y mi práctica profesional supervisada. Gracias por tanto tiempo dedicado, el conocimiento transmitido, la amistad brindada, la paciencia que me tuviste y el apoyo incondicional brindado durante este proceso.

A mis sinodales, el Dr. Alfredo Rodríguez y el Dr. Pablo Pérez, que me aportaron muchos comentarios y sugerencias respecto al presente trabajo. Muchas gracias por el tiempo dedicado a revisarla tan minuciosamente.

A mi coordinadora de carrera, la Dra. Lucía Medina, por apoyarme durante toda la carrera, por tantas pláticas y enseñanzas durante el proceso.

A mi secretaria técnica, la Lic. Yanalté Herrero, por el apoyo brindado en trámites y por la amistad brindada durante estos 5 años. Gracias por tantas buenas pláticas, tantas risas y las experiencias juntas.

A todos mis profesores de la carrera, de los cuales he aprendido muchísimas cosas, les agradezco el tiempo, el apoyo, cómo me alentaron durante estos 5 años, y por la amistad brindada. Gracias por poner su granito de arena para formarme académicamente.

A mis papás, Margarita Vázquez y Ricardo Ramírez, que sin ellos no hubiera logrado una meta más en mi vida profesional. Gracias por brindarme su apoyo y amor incondicional en cada etapa de mi vida. Por aguantarme en todas las facetas y amarme cada día más. Por impulsar mis sueños, sin importar cuán grandes son, por brindarme siempre los recursos necesarios para seguir estudiando, por su confianza, consejos, consuelo, enseñanzas y por ser siempre mi hogar. ¡Los amo mucho!

A mis hermanos, Ing. Eduardo Ramírez y Estrella Ramírez, por cuidarme y consentirme como lo hacen. Por siempre brindarme amor, apoyo y consejos cuando lo necesito. Sé que soy una persona complicada, pero les agradezco por tenerme tanta paciencia y haberme cuidado y apoyado como lo han hecho en cada situación. Aunque no se los diga muy a menudo, espero que sepan que los amo y que también estaré siempre para ustedes.

A mi Mayita preciosa, por cuidarme y apapacharme cuando lo necesito, y por darme incondicionalmente tanto amor perruno.

A toda mi familia, los Ramírez y los Vázquez, por siempre apoyarme, cuidarme, echarme porras en cada meta que me propuse y sobre todo por tanto amor que me han brindado durante toda mi vida. Los amo a todos.

A mis amigos, Dr. Alejandro Villarreal, Dr. Guillermo Munguía, Daniel Gómez, Isabel Quevedo, Benjamín Castro y sé que hay muchos que me faltará mencionar, muchas gracias por todo el apoyo brindado, el cariño, las risas y buenos momentos, los buenos consejos, y por siempre estar ahí, en las buenas y en las malas. ¡Los quiero mucho!

A mi gran amor, el Dr. Fernando Sánchez, Fersito hermoso, gracias por brindarme tu amor todos los días, por siempre alentarme a crecer académicamente, por retarme todos los días y siempre sacar la mejor versión de mí. Por cuidarme, apapacharme, tantas palabras de sabiduría que me brindas para cada situación, aventuras, risas y momentos inolvidables regalados. Te amo y espero seguir cultivando muchas cosas en nuestra relación.

A Dios, por darme vida, salud y sabiduría a lo largo del estudio de mi carrera profesional en Física biomédica. Además, por ponerme las pruebas necesarias para aprender de cada una de ellas y por ponerme a las personas adecuadas a mi lado en cada situación.

“El corazón inteligente busca conocimiento, más la boca de los necios se alimenta de necesidades.”
Proverbios 15:14

Índice General

MOTIVACIÓN	7
1. OBJETIVO	7
2. INTRODUCCIÓN	7
3. ANTENAS DE RADIOFRECUENCIA	8
Resistencia	11
Inductor	11
Capacitor	12
Impedancia	12
La carta de Smith	14
Pérdida o lazo de retorno	16
4. DESARROLLO DE PROTOTIPOS DE ANTENAS MOPERES	16
Selección de la geometría y construcción de la antena superficial de RF	17
Medición del desempeño de los prototipos	18
Pruebas de carga sobre las antenas MOPERES	20
5. RESULTADOS	20
Antena de 900 MHz	20
Antena de 499 MHz	35
Pruebas con carga y sin carga para antenas MOPERES	38
6. CONCLUSIONES	40
7. BIBLIOGRAFÍA	42

Índice de figuras

<i>Fig. 1 Diagrama de sistema de Radiofrecuencia.</i>	9
<i>Fig. 2 Diagrama de antenas de superficie y volumen.</i>	10
<i>Fig. 3 Reactancias inductiva y capacitiva interceptándose a la frecuencia de resonancia.</i>	14
<i>Fig. 4 Descripción de círculos en la Carta Smith.</i>	16
<i>Fig. 5 Diagrama descriptivo del diseño de antena PERES de 900 MHz.</i>	18
<i>Fig. 6 a) Foto de sistema para evaluar y ajustar frecuencia e impedancia de antena MOPERES con Pick-Up coil, b) Gráfica de lazo de retorno contra frecuencia; y c) Carta de Smith de una antena.</i>	19
<i>Fig. 7 Primer intento de prototipo de antena MOPERES de 900 MHz.</i>	20
<i>Fig. 8 Foto del sistema para mediciones con carga (izquierda) y sin carga (derecha).</i>	20
<i>Fig. 9 Diseño de MOPERES de 6 pétalos y 3 conexiones sobre líneas de corriente. Líneas de corriente cerradas.</i>	21
<i>Fig. 10 Circuito cerrado con 3 componentes extras a la geometría de los pétalos.</i>	22
<i>Fig. 11 Primer ajuste de capacitores en geometría principal.</i>	23
<i>Fig. 12 Inductor 3 vueltas hecho con la circunferencia de una tinta de pluma.</i>	23
<i>Fig. 13 Circuito con inductor de alambre (izquierda) y con un capacitor extra de 1.8 pF uniendo a las líneas de corriente y de tierra (derecha).</i>	24
<i>Fig. 14 Red Matching con capacitor variable e inductor de alambre.</i>	25
<i>Fig. 15 Circuito de antena con un capacitor variable de 0-15 pF (izquierda) y circuito de antena con dos capacitores variables (derecha).</i>	25
<i>Fig. 16 Ajuste con dos capacitores variables.</i>	27
<i>Fig. 17 Red Matching con capacitor variable e inductor de alambre.</i>	28
<i>Fig. 18 Circuito de antena sin capacitores variables (izquierdo) y circuito de antena con dos capacitores variables (derecho).</i>	28
<i>Fig. 19 Carta Smith de circuito con capacitor variable en C_8 , y en C_7 y C_9 capacitores de 1.8 pF.</i>	29
<i>Fig. 20 Circuito con 2 capacitores variables.</i>	30
<i>Fig. 21 Diseño utilizado para las placas impresas en cobre.</i>	31
<i>Fig. 22 Nuevo diseño de antena con capacitores no magnéticos.</i>	31
<i>Fig. 23 Circuito final con capacitores apilados 3 pF (izquierdo) y circuito con 3 capacitores variables y geometría MOPERES simétrica (derecha).</i>	32
<i>Fig. 24 Diseño final de antena MOPERES a 900 MHz.</i>	33
<i>Fig. 25 Prototipo de antena 900 MHz (izquierda) y el lazo de retorno S11 del prototipo (derecha).</i>	34
<i>Fig. 26 Carta Smith mostrando la frecuencia de resonancia de la antena de 900 MHz.</i>	34

<i>Fig. 27 Antena con 1 capacitor variable (izquierda), con 2 capacitores variables (medio) y con 3 capacitores variables (derecha).</i>	36
<i>Fig. 28 Antena real de 499 MHz (izquierdo) y diagrama de magnitudes de la antena (derecha).</i>	37
<i>Fig. 29 Carta Smith mostrando la frecuencia de resonancia de la antena de 499 MHz.</i>	38
<i>Fig. 30 Comparación de antena con y sin carga de antena de 499 MHz.</i>	39
<i>Fig. 31 Comparación de antena con y sin carga de antena de 900 MHz.</i>	39

Índice de tablas

<i>Tabla 1 Registro de frecuencia con una Pick-Up coil, variando en la estructura geométrica los valores de los capacitores. Con líneas de corriente cerradas.</i>	21
<i>Tabla 2 Registro de sistema con Pick-Up coil. Sistema compuesto de geometría de pétalos, dos conexiones a líneas de corriente y una tercera que las une. Líneas de corriente cerradas.</i>	21
<i>Tabla 3 Modificaciones de capacitores al sistema para ajuste de frecuencia. Sistema compuesto de geometría principal de pétalos y 4 conexiones hacia líneas de corriente.</i>	22
<i>Tabla 4 Variación de capacitores en estructura de MOPERES.</i>	24
<i>Tabla 5 Registro de circuito con capacitores de MOPERES fijos y capacitores adicionales variando.</i>	26
<i>Tabla 6 Reajuste de circuito con capacitores variables y más capacitores en las líneas de corriente.</i>	27
<i>Tabla 7 Ajuste de conexiones pares en la geometría de la MOPERES.</i>	30
<i>Tabla 8 Registro de cambios de capacitores dentro de la estructura de la MOPERES en diseño final impreso en PBC con ayuda de la Pick-Up coil.</i>	32
<i>Tabla 9 Registro variando el inductor de alambre de cobre.</i>	33
<i>Tabla 10 Registro de variaciones de capacitores en estructura MOPERES con la ayuda de la Pick-Up coil.</i>	35
<i>Tabla 11 Registro de modificación en capacitores de geometría principal.</i>	36

MOTIVACIÓN

En la actualidad las antenas de RF son uno de los componentes fundamentales para la obtención de imágenes de buena calidad por IRM, siendo relevantes sus procesos de diseño, construcción, ajuste y sintonía.

Los métodos existentes de sintonización de estas han sido ampliamente utilizados, sin embargo, requieren el uso de excesivos elementos capacitivos sobre las estructuras, resultando en un decremento de la señal de RF obtenida de la muestra y esto a su vez provocando una disminución del CSR que representa la calidad de la imagen. Por estos motivos, se propone un método que permita utilizar menos elementos capacitivos y evitar pérdidas de señal. Además, debido a que en los sistemas de resonancia magnética es necesario utilizar dispositivos pequeños, que logren alcanzar la profundidad necesaria sin provocar un daño al paciente, se realizará un análisis completo de sintonización y ajuste de impedancia.

1. OBJETIVO

Desarrollar una versión modificada del *resonador superficial modificado en forma de pétalos (MOPERES)* para 900 MHz y 499 MHz para su aplicación en sistemas de imagenología por resonancia magnética (IRM).

2. INTRODUCCIÓN

La imagenología por resonancia magnética (IRM) es una técnica basada en el fenómeno de la resonancia magnética (RM) nuclear del protón en el núcleo del átomo de hidrógeno, que fue observada de manera independiente por Bloch en Stanford y Purcel en Massachusetts en 1945. Los primeros avances realizados, incluyen la medición de los tiempos de relajación T_1 y T_2 , que son empleados para estudiar la composición química de la estructura física de la materia, por lo que la técnica se denominó Resonancia Magnética Nuclear (RMN) en materia condensada.

Los estudios por RM se realizan utilizando el *efecto Zeeman*, el objeto de interés o la muestra se coloca dentro de un campo magnético externo constante B_0 . Los protones de la muestra se alinean al B_0 . Las alineaciones de los protones o núcleos de hidrógeno se pueden dar en dirección paralela o antiparalela al campo, alcanzando dos diferentes niveles de energía posibles. La diferencia entre estos estados de energía es proporcional a la intensidad del campo magnético externo aplicado. Debido a que existen más protones apuntando en la dirección paralela al campo externo (estado de menor energía) que aquellos alineados en forma antiparalela (estado de mayor energía), se generará una magnetización. Estos protones de los núcleos tienen su propio campo magnético, tal que giran alrededor de su eje, denominando que tienen un espín o giro. Al aplicar un campo magnético externo B_0 , su espín girará alrededor de su propio eje en un movimiento llamado *precesión*, el cual depende de la intensidad del campo que se le aplica.

Cuando hay un mayor número de estados de mayor energía hay un equilibrio térmico, y puede decaer a un estado de menor energía emitiendo un fotón, cuya energía sea igual a la diferencia entre

esos estados. Este fenómeno se da cuando se aplican pulsos de radiofrecuencia (generan el B_1) con la misma frecuencia de los protones, absorbiendo la energía de las ondas de radio y dando lugar al fenómeno de resonancia. En el caso que tenga menor energía, podrán absorber fotones y subir de estado de energía, destruyendo así el equilibrio térmico. Debido a estas dos orientaciones y a la presencia del campo magnético B_0 , se tiene una diferencia de energía que genera un vector de magnetización M para el sistema de espines, el cual tienen componentes sobre el eje Z (vector de magnetización longitudinal M_L) y sobre el plano xy (vector de magnetización transversal M_T). Al dejar de mandar los pulsos de radiofrecuencia, M_T y M_L regresan exponencialmente a sus valores de equilibrio térmico con tiempos de relajación constantes T_1 (tiempo de relajación longitudinal) y T_2 (tiempo de relajación transversal). Esta última relajación está relacionada con las interacciones moleculares y la variación en B_0 , dando lugar al decaimiento transversal de la magnetización, denominado como T_2^* . Posteriormente, al dejar de transmitir los pulsos RF, los estados de mayor energía regresarán al estado de menor energía recuperando su equilibrio, liberando energía a la frecuencia de Larmor ($\omega_0 = \gamma \frac{B_0}{2\pi}$). Esta energía induce un voltaje durante la precesión denominada FID (Free Induction Decay), que es la señal de resonancia magnética que estará detectando por medio de las antenas de RF, para que después con ayuda de la transformada de Fourier se convierta en una señal en función del dominio de la frecuencia y se procese para generar una imagen.

Actualmente, el estudio de imagenología por resonancia magnética en ultra altos campos magnéticos requiere del diseño de antenas de radiofrecuencias e implementación de secuencias de pulsos para la obtención relevante de información anatómica y funcional. Esta situación origina la necesidad de investigar nuevos diseños de antenas de radiofrecuencia capaces de generar imágenes y espectros de alta calidad para el diagnóstico médico. También, se busca utilizar pequeños dispositivos fáciles de manejar y con características que permitan obtener imágenes de alta calidad, manteniendo a su vez, un campo homogéneo que cubra el tejido a estudiar y presente un bajo índice de absorción específica (SAR) sobre el paciente, cuyo concepto se define más adelante.

3. ANTENAS DE RADIOFRECUENCIA

Las antenas de radiofrecuencia son consideradas como una parte integral de un sistema por resonancia magnética para la imagenología. Una antena se define como un sistema transmisor y/o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas, como se muestra sobre el siguiente diagrama de un sistema de RF. Para funcionar radiando ondas electromagnéticas, viene todo un proceso detrás desde el secuenciador de los pulsos RF, luego se amplifican esos pulsos y posteriormente la antena los transmite a la muestra de interés. En el caso de recepción, una vez que se obtiene la señal FID se lleva a un preamplificador que limpia la señal del ruido, luego en el amplificador incrementa la amplitud de la señal y finalmente se filtra y se procesa para reconstruir una imagen con ayuda de la Transformada inversa de Fourier. Este proceso es representado por medio del siguiente diagrama de flujo de un sistema de RF (Fig. 1).

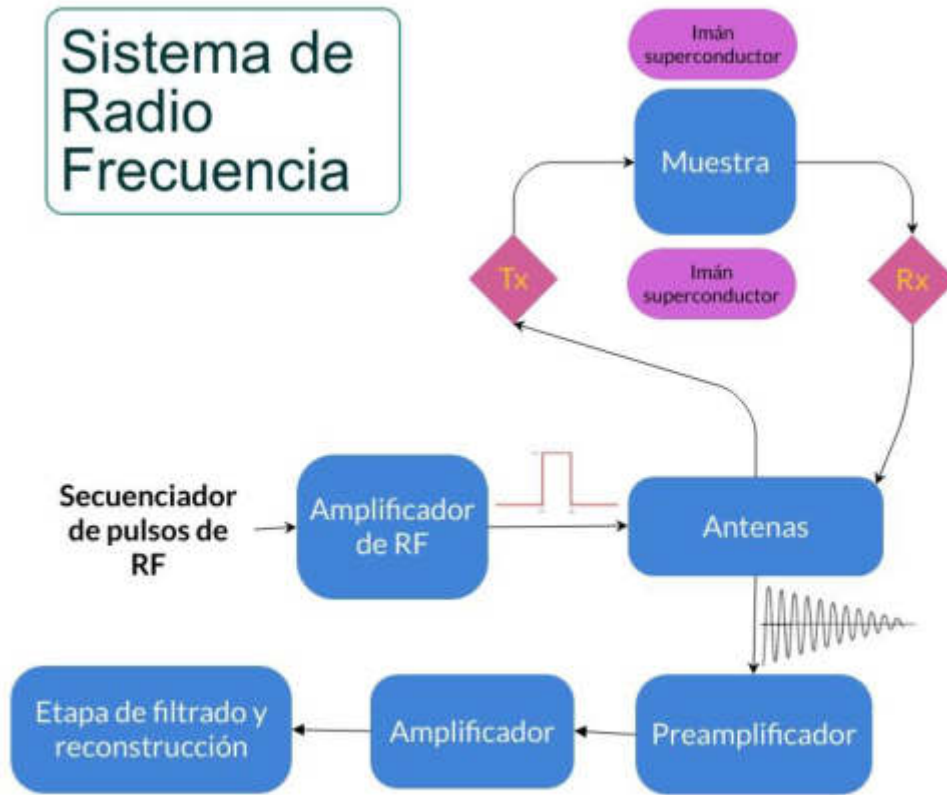


Fig. 1 Diagrama de sistema de Radiofrecuencia.

Las antenas pueden funcionar transmitiendo y/o recibiendo ondas electromagnéticas gracias al *Principio de reciprocidad*, logrando radiar una región de campo lejana en el primer caso, o en el caso de recepción, almacenando energía magnética en una región de campo cercana con mínima radiación y recepción de calor, tal como lo muestra la Fig. 1. Sin embargo, dependiendo de qué tan cuidadosa sea la construcción de estos dispositivos, es que podrán servir para una u otra función, o incluso para usarla en ambos modos de funcionamiento, denominadas *antenas transceptoras*.

El diseño de antenas está pensado para que capten la señal de RM y la conduzcan al preamplificador con una máxima amplitud sobre el nivel de ruido y con una pérdida mínima, esto por medio del acoplamiento la impedancia del circuito de entrada al preamplificador del sistema de recepción de RF. Además, dos características necesarias para estos dispositivos son: generar un campo magnético uniforme B_1 y poseer una alta sensibilidad de detección. Es por este requerimiento que los sistemas de IRM están equipados con una variedad muy grande de antenas, tanto en formas como en tamaños, que permitan utilizarlas en aplicaciones diferentes. Las antenas se pueden clasificar en dos grandes grupos: de superficie y de volumen. Las antenas de superficie se utilizan preferentemente para recepción debido a que producen menos uniformidad, cubriendo sólo una parte de la región de interés y tienen la ventaja de poseer una mejor señal con respecto al ruido de fondo lo que se conoce como Cociente Señal a Ruido (CSR) y a su vez es una relación que describe el desempeño de un sistema de

IRM con las antenas RF. Estas se conforman básicamente de un arreglo de conductores planos y capacitores que permitan establecer la frecuencia de resonancia de la antenna. Por otro lado, las antenas de volumen rodean completamente la región de interés, mostrando una alta uniformidad en el campo magnético producido, debido a que se utilizan líneas de transmisión en su distribución para generar el campo de RF, siendo más eficientes en altas frecuencias.

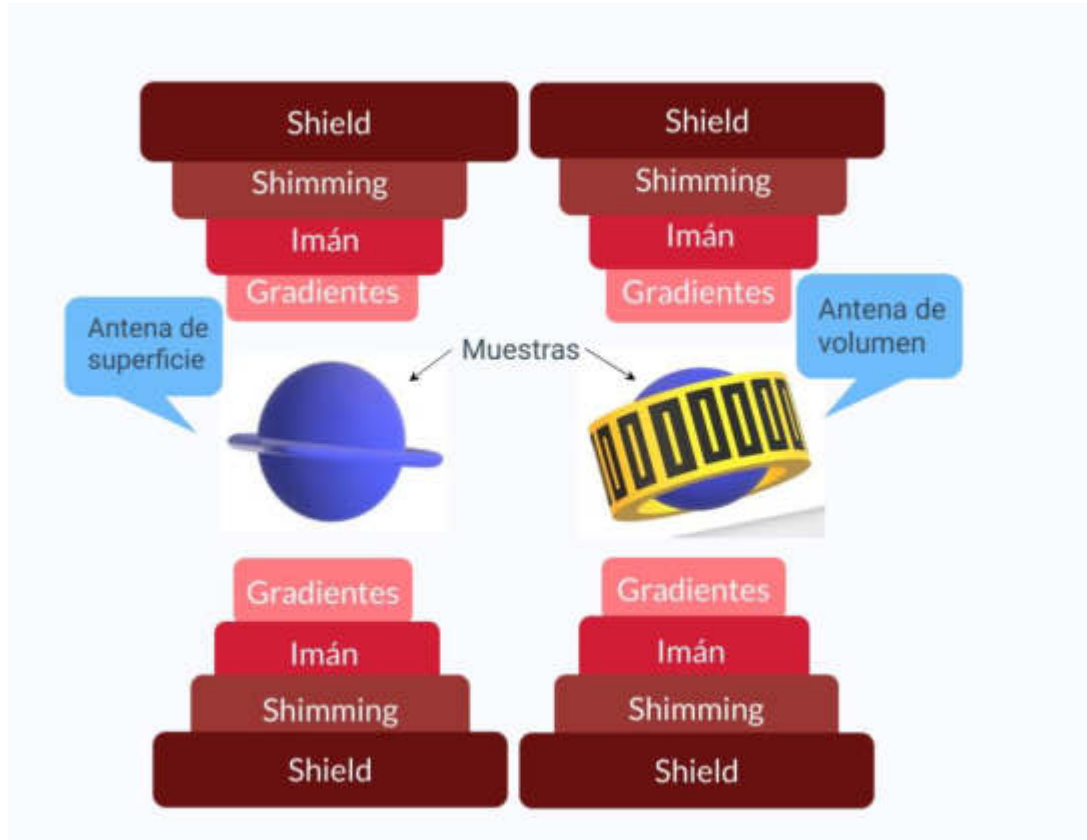


Fig. 2 Diagrama de antenas de superficie y volumen.

En IRM el desempeño de una antena está determinado por el factor de calidad Q , definido como:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Máxima energía almacenada}}{\text{Energía disipada por ciclo}} \quad (1)$$

El factor de calidad Q representa la homogeneidad del campo magnético, el CSR y la sensibilidad de la antena [1]. El CSR se puede relacionar con respecto al factor de calidad de la antena con la siguiente expresión matemática:

$$CSR = \sqrt{\frac{Q_L}{V_{eff}}} \quad (2)$$

donde Q_L es el factor de calidad de la antena cuando esta junto a la muestra de interés, y V_{eff} el volumen integral de la energía magnética normalizada en la antena [2]. En lo que se refiere al diseño de antenas como parte de la optimización del valor del CSR, existen prototipos de antenas de superficie

que han logrado mejorar este factor, entre ellas incluida la antena PERES (*Petal Resonator Surface*) [3], [4], [5]. Además, al emitir energía de RF por medio de las antenas, es necesario considerar el índice de absorción específica (SAR) que corresponde a la cantidad de energía depositada en el paciente. Para limitar la dosis máxima aceptable para pacientes es necesario seguir estándares, los cuales son ideados para garantizar que los tejidos no lleguen nunca a someterse a incrementos de temperatura de más de 1° C.

$$SAR = 0.5\sigma \left(\frac{E^2}{\rho} \right) \quad (3)$$

de la ecuación anterior σ : conductividad media, E : energía depositada y ρ : densidad del tejido o masa. Las principales consecuencias del SAR son quemaduras en la piel provocadas por un circuito conductor. Ocurren cuando se cierra un circuito, ya sea por contacto con cables (ECG principalmente), objetos metálicos en el cuerpo (como aparatos dentales, perforaciones en el cuerpo, entre otros), o cuando hay contacto de la piel (entrar cruzado de brazos o piernas, tocarte la pantorrilla).

La frecuencia de operación de las antenas RF es obtenida al utilizar componentes electrónicos pasivos, como los son la resistencia (R) , inductancia (L) y capacitancia (C), sirven para el diseño, construcción, caracterización y optimización de las antenas [6].

Resistencia. Es la oposición al flujo de corriente eléctrica a través de un conductor. Es una de las características más importantes a considerar en la construcción de antenas debido a que llega a afectar tanto en la pérdida de potencia de las antenas transmisoras, reflejando un incremento de la disipación del calor; como en el ruido de la señal obtenida de las antenas receptoras, de la forma:

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

donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura efectiva, Δf es el ancho de banda y R_{antena} es la resistencia de la antena [7]. Otros factores que pueden llegar a modificar la resistencia de la antena es la resistencia del material, o incluso los mismos componentes del circuito, modificando directamente la interfaz que conecta la antena RF con el sistema de MRI [8].

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

$$V = L \left(\frac{dI}{dt} \right) \quad (5)$$

L es la inductancia, V es el voltaje e I es la corriente. De tal forma que no se puede deshacer inmediatamente de esa energía. En las antenas de IRM la inductancia es del orden de nano Henrios (nH), pero cabe mencionar que el cálculo de esta depende del tipo de geometría de la antena [9].

La FEM (fuerza electromotriz) inducida en una bobina es (6) $V = 2\pi fLI$, donde el coeficiente $2\pi fL$ se le puede asignar un comportamiento de tipo resistivo, llamándole reactancia inductiva y está dada por la expresión matemática:

$$X_L = \omega L = 2\pi fL \quad (7)$$

Capacitor. Es un elemento electrónico pasivo que almacena energía en forma de campo electrostático y su comportamiento esta descrito por la ecuación:

$$I = C \left(\frac{dv}{dt} \right) \quad (8)$$

donde C es la capacitancia, V es el voltaje e I es la corriente [10]. De la ecuación se puede observar que el capacitor se opone a los cambios de voltaje, de tal forma que no se puede vaciar o llenar instantáneamente el voltaje de este. Este dispositivo electrónico está disponible en muchos tamaños y formas. Está conformado por dos superficies conductoras (generalmente un metal fino), en forma de placas, en situación de influencia total (líneas de campo eléctrico que parten de una, van a parar a la otra) separadas por un material cerámico dieléctrico (aumenta la capacidad de carga) o por la permitividad del vacío. Una vez que se someten las placas a una diferencia de potencial, adquieren una carga eléctrica (positiva y negativa respectivamente), teniendo una variación nula de carga total.

Cuando un capacitor se conecta a una corriente alterna, el capacitor se va cargando y descargando a la frecuencia de la tensión aplicada, oponiéndose a dicho flujo de corriente. Este recibe el nombre de reactancia capacitiva X_c [11], cuyo valor está dado por:

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} \quad (9)$$

donde ω es la frecuencia en Hertz de la fuente.

Impedancia. Es una medida de oposición que presenta un circuito cuando se le aplica una diferencia de potencial eléctrico [12]. También se puede entender como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales. La impedancia es una propiedad importante, pues en los casos cuando la corriente es variable, las magnitudes se describen con números complejos o funciones del análisis armónico. Así mismo, establece los valores eficaces de la tensión y la corriente. Su representación compleja se define como la suma de una parte real y una imaginaria:

$$Z = R + jX \quad (10)$$

donde Z es la impedancia, R es la resistencia óhmica y X es la reactancia, la cual puede ser inductiva X_L o capacitiva X_C . El primer término tiene que ver con la resistencia de radiación de la antena, mientras que el segundo término tiene que ver con la resistencia de pérdidas óhmicas de la misma. La oposición al flujo de corriente está determinada por la diferencia de cómo afecta a cada componente, por ejemplo, los resistores son afectados igualmente por corriente alterna (AC) o directa (DC), haciendo que su impedancia sea constante siempre. Pero en el caso de los inductores y capacitores, hay una variación entre el tipo de corriente a la que están sometidos, de ahí su derivación.

Un concepto importante dentro de la impedancia es la denominada *impedancia de entrada*, la cual se refiere a la impedancia equivalente observada por una fuente de energía conectada a la red. Para los sistemas de alta frecuencia es importante que haya una igualdad entre los valores de impedancia de entrada, impedancia característica y la impedancia de carga, ya que permite que disminuyan las reflexiones de la señal, las cuales se ven como una distorsión o daño potencial en el circuito. Por esta

razón es que se utiliza una impedancia similar a la impedancia de la interfaz de la RM, típicamente de 50Ω y sin componente imaginario.

Las antenas de RF utilizadas en IRM están constituidas bajo el concepto de resonancia y se sintonizan especialmente a la *frecuencia de Larmor* deseada (11) $\omega_0 = \gamma B_0$, que es en la cual existe una absorción o emisión máxima de energía electromagnética por los núcleos situados en un campo magnético estático producido por la excitación generada por un campo magnético externo [13]. Recordando la representación de un circuito RLC, hay una frecuencia para la cual se produce un fenómeno de resonancia, donde la impedancia es mínima y puramente resistiva, es decir, se igualan y anulan las reactancias capacitiva e inductiva y el circuito entra en fase, llegando a un valor establecido de normalización de (12) $Z = 50\Omega + j0\Omega$ para que toda la línea del sistema trabaje con los valores estándar y no se dé ninguna pérdida [14]. En un circuito resonante, la impedancia total (Z) sobre el plano complejo está dado por:

$$Z = \sqrt{R^2 + (x_L - x_c)^2} \quad (13)$$

Que, utilizando la definición de reactancia para las componentes capacitiva e inductiva, se obtiene

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (14)$$

Si se renombra (15) $X = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$ se obtiene la Ec. (10): $Z = R + jX$. Y según el valor normalizado (12), para que exista la resonancia se requiere una reactancia nula, así que se toma $X = 0$, lo cual implica que:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (16)$$

siendo f_0 la frecuencia de resonancia de la antena. Además, de las ecuaciones (7) y (9) se puede apreciar que X_L aumenta con la frecuencia, mientras que X_C disminuye a medida que la frecuencia aumenta, deduciendo que deben tener igual magnitud las reactancias inductiva y la capacitiva (17) $X_L = X_C$ para entrar en resonancia, como se muestra en la siguiente figura. Siendo suficiente con mover los valores de las variables independientes L y C para conseguir la frecuencia de resonancia.

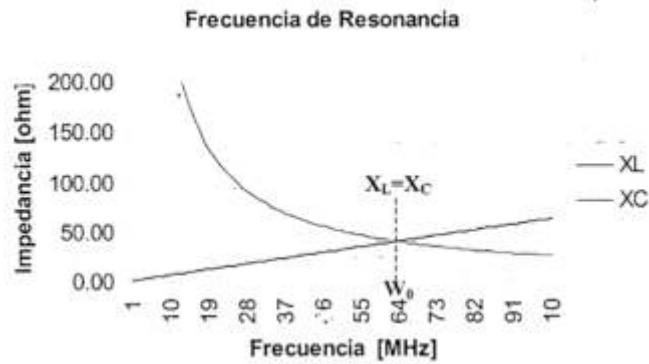


Fig. 3 Reactancias inductiva y capacitiva interceptándose a la frecuencia de resonancia.

Al realizar el ajuste y sintonía de la antena, se deben de colocar una serie de capacitores en paralelo y uno en serie hacia las terminales del sistema, esto considerando los efectos de carga. Para lograr transferir la máxima energía de la antena al preamplificador es necesario que haya un capacitor de ajuste, el cual logre igualar la impedancia de la antena a la impedancia del preamplificador. Y, por otro lado, se tendrá un capacitor de sintonía que logre mantener la frecuencia de resonancia de la antena de RF de acuerdo con la intensidad del campo. Al tener una impedancia característica Z_0 y una resistencia $R = Z_0$ es posible transmitir un voltaje de RF por el cable y disiparlo sobre la resistencia; pero si $R \neq Z_0$, entonces la energía es reflejada. En cambio, si se tiene un valor de $Z = R = Z_0$, se puede medir el valor de la impedancia Z entre los dos conductores de la terminal. Además, se debe corroborar que no influyan los valores de reactancia capacitiva de manera negativa o los de reactancia inductiva de manera positiva al valor imaginario de la impedancia. Sin embargo, este proceso es complicado por el hecho de que mientras se van agregando capacitores al circuito, se van modificando las funciones de los capacitores colocados previamente. Y al realizarlo sobre el circuito, es posible notar que ambos capacitores influyen sobre la impedancia total, por lo que es necesario realizar un juego dinámico con estos dos elementos para poder realizar el ajuste de impedancia. Y finalmente, para poder asegurar que se obtiene un valor adecuado de frecuencia y que se está transmitiendo la máxima cantidad de energía sobre la antena, es necesario conocer las técnicas para la medición del desempeño de una antena, que son: *La carta de Smith*, la pérdida de retorno o el coeficiente de reflexión.

La carta de Smith. Es un diagrama polar especial que contiene círculos de resistencia y reactancia constantes, círculos de relación de onda estacionaria constante y curvas radiales que representan lugares geométricos de desfase en una línea de transmisión de valor constante [15]. Ayudando a visualizar cuán capacitiva o inductiva es la carga en el rango de frecuencia a la que está trabajando.

Si bien, para entender este análisis, se puede empezar considerando un circuito con una fuente de RF, de impedancia Z_S y conectada a impedancia de carga Z_L . Sobre el punto de conexión se establece una onda incidente V_1 en dirección hacia la carga y otra onda reflejada V_R que va de regreso a la fuente.

Primero se calcula el coeficiente de reflexión por medio de (18) $\rho = \frac{Z_S - Z_L}{Z_S + Z_L}$, el cual es posible de normalizar para reducirlo, llegando a la siguiente expresión:

$$\rho = \frac{\frac{Z_s}{Z_L} - 1}{\frac{Z_s}{Z_L} + 1} = \frac{Z_0 - 1}{Z_0 + 1} \quad (19)$$

Donde $Z_0 = \frac{Z_s}{Z_L}$ es una impedancia compleja. No obstante, ρ es un número complejo de la forma

$\rho = p + jq$. Se procede a llevar a la Ec. (19) a esa forma, sustituyendo el valor de Z_0 para determinar los valores de p y q .

$$\rho = \frac{R + jX - 1}{R + jX + 1} \quad (20)$$

Resolviendo las partes real e imaginaria de la ecuación (20), es posible llegar a que:

$$p = \frac{R^2 - 1 + X^2}{(R+1)^2 + X^2} \quad (21)$$

$$q = \frac{2X}{(R+1)^2 + X^2} \quad (22)$$

Resolviendo (21) para X se obtiene:

$$X = \sqrt{\frac{p(R+1)}{1-p}} \quad (23)$$

Y sustituyendo el valor en (22) se obtiene:

$$\left(p - \frac{R}{R+1}\right)^2 + q^2 = \left(\frac{1}{R+1}\right)^2 \quad (24)$$

Esta ecuación corresponde a una familia de círculos cuyos centros se encuentran en:

$$p = \frac{R}{R+1}; q = 0 \quad \text{y} \quad \text{radio} = \frac{1}{R+1}$$

A estos círculos se les llama "Círculos de resistencia constante". Luego se repite el proceso para la otra ecuación, es decir, eliminando la otra variable (R) de la ecuación y resolvemos la ecuación.

$$(p-1)^2 + \left(q - \frac{1}{X}\right)^2 = \left(\frac{1}{X}\right)^2 \quad (25)$$

Esta ecuación representa una familia de círculos con centro en:

$$p = 1; \quad q = \frac{1}{X} \quad \text{y} \quad \text{radio} = \frac{1}{X}$$

A estos círculos se les denominan "Círculos de reactancia constante".

La superposición de las dos cartas anteriores da origen a la carta de Smith.

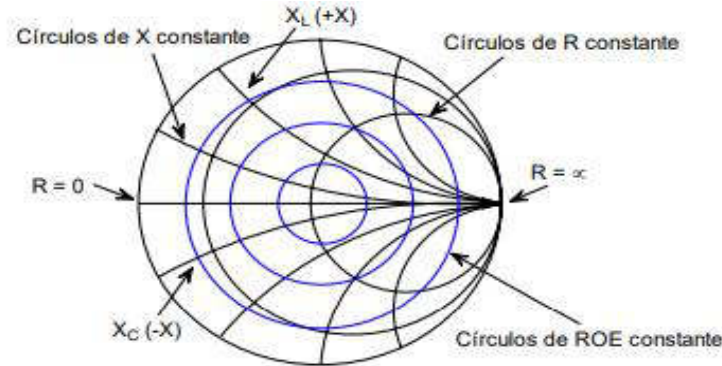


Fig. 4 Descripción de círculos en la Carta Smith.

La Carta de Smith representa las combinaciones de resistencia y reactancia que dan lugar a la forma compleja de la impedancia $Z = R + jX$. Para graficar algún valor es necesario encontrar los puntos de intersección entre las circunferencias de resistencia constante (R) y de reactancia constante (X). Sin embargo, hay ocasiones en las que se deben de buscar los valores decimales porque no están representadas en la carta. Y en otras ocasiones, los valores de R y X son muy altos, así que se debe hacer un proceso de normalización, que consiste en dividir los valores de impedancia entre un número conveniente, permitiendo así ubicarlo en la carta. En resumen, el valor de la impedancia es el que determinará la eficacia de la antena, siendo recomendable utilizar el valor de normalización igual a $Z = 50\Omega + 0j\Omega$. Además, la carta de Smith contiene escalas periféricas que permiten apoyar el diseño de circuitos en RF, tales como el coeficiente de reflexión, las pérdidas de transmisión y la relación de onda estacionaria (SWR).

Pérdida o lazo de retorno. Es la forma de expresar la desadaptación en una antena, midiéndose en logaritmos con el cociente entre la potencia reflejada y la potencia de alimentación, expresados como dB , evaluando así la cantidad de energía que es reflejada hacia el sistema [16]. A esta relación se le llama SWR que viene del inglés *Standing Wave Ratio* (*Razón de onda estacionaria*) y matemáticamente es expresada como:

$$\text{Pérdida de retorno}(dB) = 20 \log_{10} \frac{SWR}{SWR - 1} \quad (26)$$

4. DESARROLLO DE PROTOTIPOS DE ANTENAS MOPERES

Los estudios realizados con sistemas de resonancia magnética requieren de diversos diseños de secuencias de pulsos y antenas de RF para poder obtener la información más relevante acerca del funcionamiento del tejido humano de interés. Esta situación destaca una necesidad de diseñar nuevos tipos de antenas, para tener un acertado diagnóstico médico al tener imágenes de alta calidad. La geometría de las antenas y su tamaño son de los principales factores que determinan la calidad de las imágenes, junto con las características eléctricas, que permiten establecer la sensibilidad espacial de la antena. Además, es importante corroborar que las antenas cumplan con dos características esenciales para poder asegurar una alta calidad en la imagen, que son: tener un campo homogéneo sobre el área de interés y un buen CSR.

El objetivo de este trabajo fue diseñar y construir dos antenas superficiales MOPERES de 499 MHz y 900 MHz, con el fin de ser utilizadas en sistemas de IRM. La antena MOPERES es uno de los tipos de antenas en los que se agrupan circularmente los elementos radiantes, con el fin de conseguir una polarización lineal en una dirección perpendicular al plano. Las espiras utilizadas en la MOPERES simulan la forma de la flor, y son los elementos que radian en el agrupamiento. Las corrientes que viajan a través de los hilos son una característica muy importante de la antena y determinan parte de su comportamiento. E incluso, si se utilizan otros elementos radiantes, ejercerán el mismo tipo de comportamiento que los pétalos. Estos elementos son determinados por la capacidad de generar polarización lineal, ejerciendo un máximo campo radiado en una dirección específica. Las antenas MOPERES presentan muchas posibilidades de usos, no sólo por ser funcionales bajo la composición de diversos elementos, también por la estabilidad del ancho de banda que presenta debido a su simetría circular. Así mismo, es posible usarse varias antenas como si fueran pétalos para formar una MOPERES más grande, o también podría darse el caso en el que se dé una polarización circular, esto debido al campo generado entre dos antenas, y utilizando así las líneas de alimentación que unen los pétalos con el centro de la antena, generando un desfase necesario. En la actualidad no existe un método para la construcción de antenas superficiales de RF debido a que no se conocen los valores de la inductancia, por consecuencia se ha recurrido al diseño denominado *prueba y error*, no es más que ir jugando con los componentes capacitivos e inductivos, que son los que determinan el valor de la impedancia, hasta llegar a la frecuencia deseada [17].

Como primer paso, fue necesario seleccionar la geometría de la antena dependiendo la profundidad que se busque alcanzar sobre la muestra para que posteriormente, tomando en cuenta el tamaño de la muestra, se determinen las dimensiones de la antena. Con las dimensiones ya establecidas se procederá a construir los prototipos de antenas MOPERES con impresiones sobre placas de PCB, para poder trabajar con ellos con el método de *prueba y error* para el ajuste y sintonización de las antenas, finalmente se realizarán mediciones sobre el desempeño de las antenas. A continuación, se describe con detalle cómo fue el proceso de desarrollo de ambos prototipos.

Selección de la geometría y construcción de la antena superficial de RF.

Este diseño se inspiró en la antena de RF superficial de pétalos simétricos (PERES) [18]. El diseño fue propuesto por Mansfield en 1988 [19], con una forma similar de antena multi-anillos que les dio el nombre de pétalos. Estos tenían una separación de tres veces su radio, para minimizar la inductancia mutua. El diseño de una antena PERES tiene un mayor CSR y ha demostrado tener un mayor alcance en profundidad comparado con antenas de diseño circular, siendo de gran interés para obtener imágenes cerebrales; y presenta un incremento de la uniformidad del campo mucho más alta que las antenas circulares y rectangulares debido a los pétalos del nuevo diseño. Además, por la simetría del diseño circular de los pétalos, proporciona una mejor uniformidad del campo generado por la antena, aunque no sea muy significativa. Las antenas de RF generalmente son construidas con alambres conductores y capacitores, pero debido a que la estructura en sí es muy complicada se hace un análisis experimentalmente, adaptando la frecuencia de la antena sobre el proceso de construcción. Los diseños se realizaron con ayuda del editor de imágenes de Open Office y se tienen geometrías de 5 y 6 pétalos para los valores de 900 MHz y 499 MHz, respectivamente, y conexiones rectangulares sobre las líneas de corriente para que, durante el ajuste y sintonización se agreguen o quiten los componentes

capacitivos o inductivos necesarios. Fueron impresas en láminas de PCB con dimensiones de 2.7 cm x 7.5 cm x 0.2 cm. Las antenas cuentan con un cable coaxial de 50Ω que permite conectarlas al sistema de IRM. Sobre ellas se utilizaron capacitores no magnéticos, componentes electrónicos de alta calidad y aprobados en el área médica.

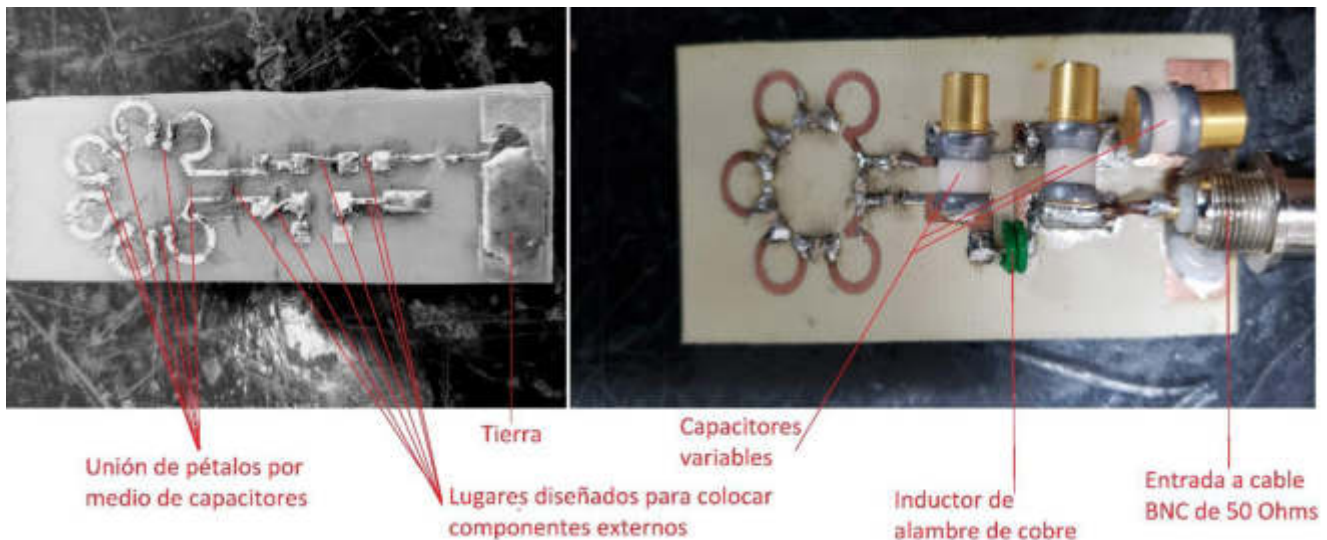


Fig. 5 Diagrama descriptivo del diseño de antena PERES de 900 MHz.

Medición del desempeño de los prototipos

Debido a la ausencia de un método efectivo para la construcción de una antena, en la actualidad se utiliza el proceso denominado *prueba y error*, que consiste en ir variando los componentes capacitivos e inductivos de una antena para poder ajustarlo a una frecuencia de resonancia de interés. Se conectó la antena "Pick-up coil" al analizador de redes debido a que permite obtener el lazo de retorno (S11) de ambas estructuras MOPERES. Se colocó la pick-up coil justo debajo de la estructura sin realizar ninguna modificación, como lo muestra la Fig. 5, obteniendo así su frecuencia natural de corte.

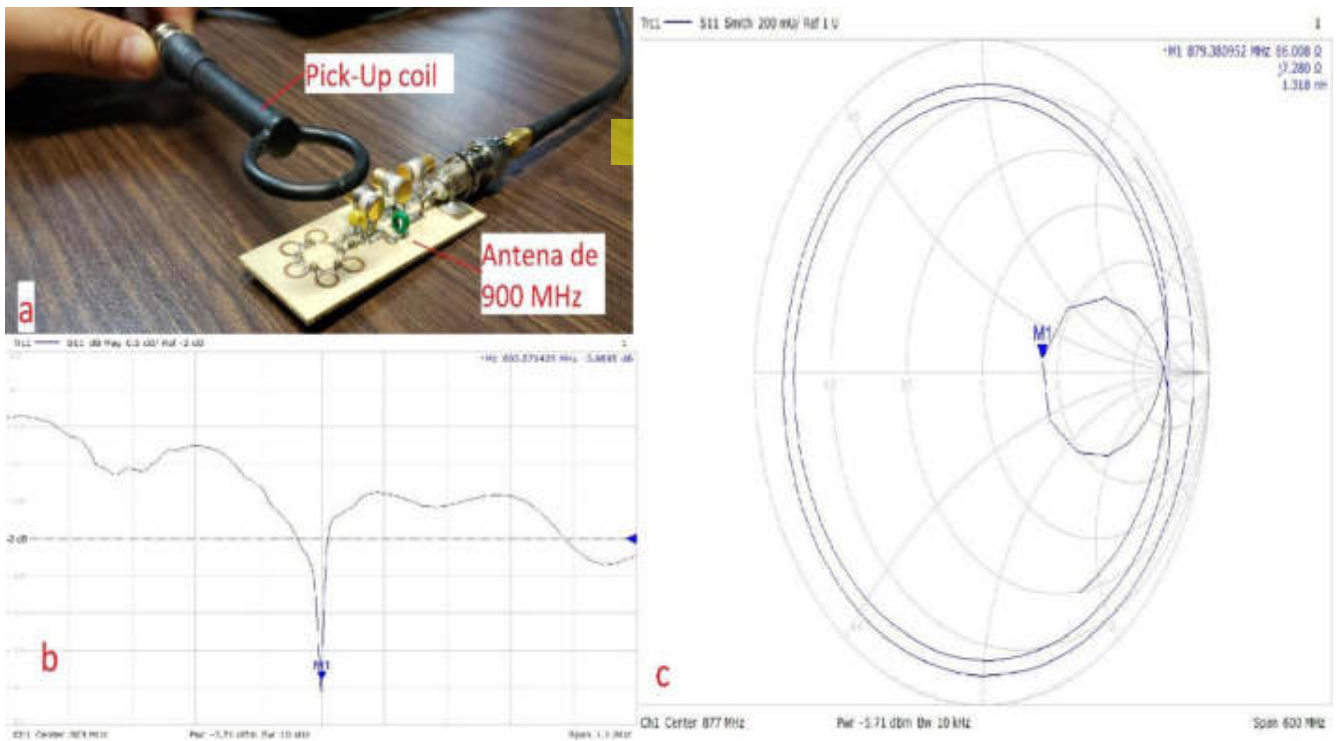


Fig. 6 a) Foto de sistema para evaluar y ajustar frecuencia e impedancia de antena MOPERES con Pick-Up coil, b) Gráfica de lazo de retorno contra frecuencia; y c) Carta de Smith de una antena.

Posteriormente, se trabaja con el método de *prueba y error*, que consiste en colocar un capacitor de cierto valor y posteriormente irlo cambiando a un valor mayor en el caso en que la frecuencia sea más grande que la de interés o, en el caso contrario, disminuirlo (debido a la relación a la Ec. (16)). Se realizó un ajuste de los capacitores e inductores sobre las uniones de los pétalos en la geometría principal para un sintonizar la frecuencia de interés en la estructura. Para la comodidad en el ajuste de los capacitores se utilizaron postes hembra, los cuales fueron colocados en las uniones de los pétalos, como lo muestra la Fig. 6. Una vez establecida la frecuencia, se conecta la antena directamente al analizador de redes para poder evaluar los parámetros eléctricos iniciales con ayuda de la Carta Smith, que proporciona valores de frecuencia e impedancia. El analizador de redes es utilizado para la adaptación de impedancia en componentes de antenas. Esta adaptación forma parte de la ingeniería de RF, y se utiliza para ajustar el ancho de banda de la transmisión y para equilibrar la potencia transmitida. Otra aplicación es en la que se representan los datos de la SWR o de lazo de retorno de RF en función de la distancia. Así es como se detectan las conexiones deficientes, cables dañados o adaptadores adicionales utilizados para la conexión entre el analizador y el dispositivo examinado. A esta aplicación se le denomina distancia de fallo (DTF). Estos valores obtenidos permitieron analizar cómo debe ser la modificación de los valores de los componentes, para acercarlos al valor de frecuencia que se requiere. Finalmente, se colocaron capacitores en las líneas de corriente del circuito junto con inductores, para aumentar la ganancia en la señal.

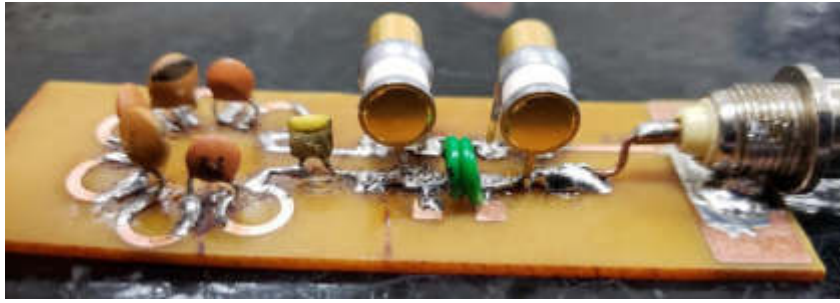


Fig. 7 Primer intento de prototipo de antena MOPERES de 900 MHz.

Pruebas de carga sobre las antenas MOPERES

Una vez que se llegó a la frecuencia de interés en cada una de las antenas MOPERES, fue necesario realizar pruebas de carga sobre estas para evaluar su comportamiento con un tejido cerca. Estas pruebas se realizan con un recipiente cilíndrico que contiene una solución salina, que simula un tejido homogéneo, colocado adyacente a la antena y de esa forma observar cómo se modifica de la señal, es decir, si aumenta la ganancia o disminuye.

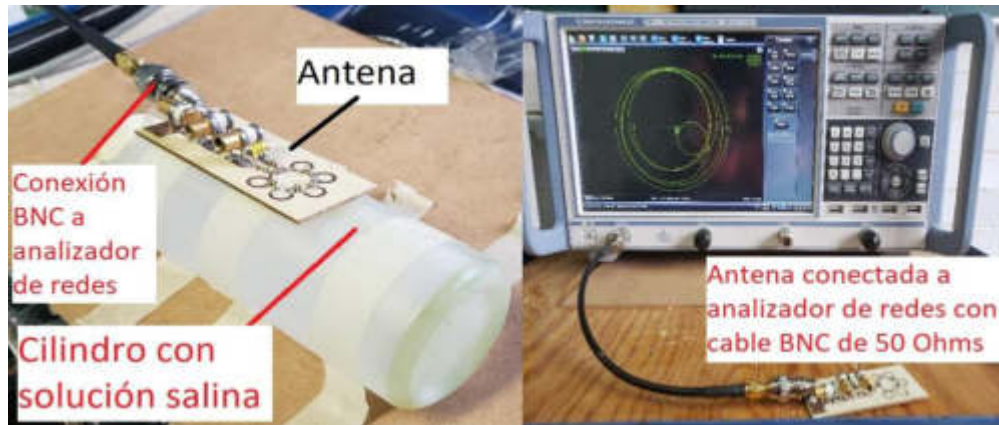


Fig. 8 Foto del sistema para mediciones con carga (izquierda) y sin carga (derecha).

5. RESULTADOS

Antena de 900 MHz

Debido a que se desconocía la influencia de cada capacitor sobre el valor total de la impedancia, se buscó realizar un ajuste únicamente de la parte de los pétalos y posteriormente, mejorar la señal modificando los demás capacitores de las líneas de corriente. Así que por medio de una Pick-Up coil se hizo un registro de la frecuencia natural de la estructura geométrica, variando en ella los valores de los capacitores en cada una de las conexiones de la geometría principal. Se realizó con las líneas de conexión positiva y negativa unidas para cerrar la línea de corriente, como lo muestra la Fig. 6. Los valores son mostrados en la siguiente tabla.

Tabla 1 Registro de frecuencia con una Pick-Up coil, variando en la estructura geométrica los valores de los capacitores. Con líneas de corriente cerradas.

C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	f [MHz]	Potencia [dB]
1.2	Pte ¹	Pte	1.2	1	Pte	696	-6.1
1.2	3.3	Pte	1.2	1	Pte	862	-6.32
1.2	Pte	Pte	1.2	1.2	Pte	650	-7.3
1.2	1.2	Pte	1.2	1.2	Pte	790	-7.5
1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	Pte	850	-5.1
1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1010	-7
Pte	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	950	-6.1

En el último valor de la Tabla 2 se puede observar un valor de frecuencia aproximado a los 900 MHz de la geometría principal, así que se procede a incluir más capacitores sobre las líneas de corriente para poder hacer un ajuste de la estructura completa, cuyo diseño se muestra en la siguiente figura.

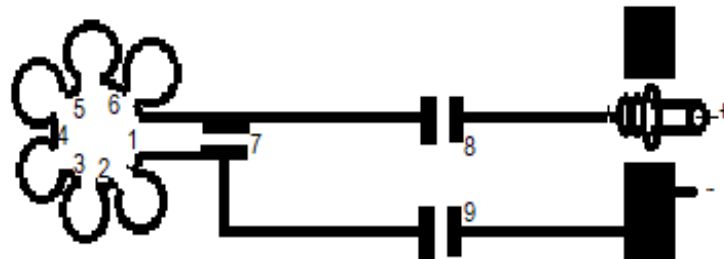


Fig. 9 Diseño de MOPERES de 6 pétalos y 3 conexiones sobre líneas de corriente. Líneas de corriente cerradas.

Tabla 2 Registro de sistema con Pick-Up coil. Sistema compuesto de geometría de pétalos, dos conexiones a líneas de corriente y una tercera que las une. Líneas de corriente cerradas.

C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	C_7 [pF]	C_8 [pF]	C_9 [pF]	f [MHz]	Potencia [dB]
1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	Pte	Pte	Pte	1.48[GHz]	-20.4
1.2	1	1.2	1.2	1.2	1.2	Pte	Pte	Pte	1.38[GHz]	-17.8
1.5	3.3	1.5	1.8	1.5	Pte	Pte	Pte	Pte	880	-6.1
Pte	3.3	1.5	3.3	1.5	3.3	Pte	Pte	Pte	840	-8
Pte	3.3	1.5	Pte	Pte	3.3	Pte	Pte	Pte	1.85[GHz]	-22.5
Pte	3.3	1.5	3.3	1.5	3.3	Pte	Pte	Pte	910.7	-11.47
Pte	3.3	1.5	3.3	1.5	3.3	Pte	Pte	1.8	911.75	-21.2
Pte	3.3	1.5	3.3	1.5	3.3	Pte	Pte	1.2	911.75	-8.16
Pte	3.3	1.5	3.3	1.5	3.3	Pte	Pte	3.3	912.75	-12.35

¹ Pte = puente de alambre de cobre.

Se pone en corto la alimentación de la antena y se procede a medir la frecuencia con la Pick-Up coil. Posteriormente se abre el puerto de alimentación, se conecta el cable coaxial y se mide la frecuencia en el analizador de redes. A continuación, se muestra la modificación que se hizo al circuito para completar la antena, aunque se le podrán agregar los componentes necesarios para ajustar la frecuencia.

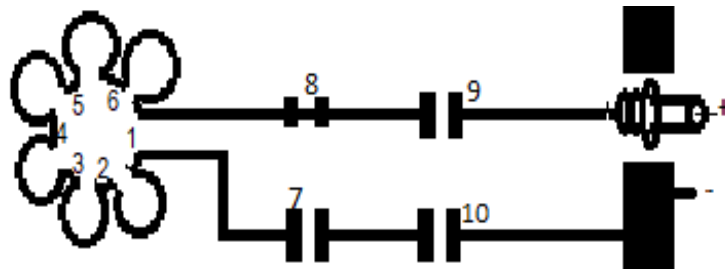


Fig. 10 Circuito cerrado con 3 componentes extras a la geometría de los pétalos.

A continuación, se hará referencia a la Fig. 11 especificando en la tabla 3 cuáles fueron las modificaciones que se hicieron sobre el circuito. Sobre los siguientes párrafos se explicarán las razones de éstas refiriéndose a cada uno de los valores de la columna de frecuencias de la tabla.

Tabla 3 Modificaciones de capacitores al sistema para ajuste de frecuencia. Sistema compuesto de geometría principal de pétalos y 4 conexiones hacia líneas de corriente.

C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	C_7 [pF]	C_8 [pF]	C_9 [pF]	C_{10} [pF]	f [MHz]	P [dB]	Leyenda en figura11
1.5	4.7	1.5	3.3	1.5	1.5	Pte	Pte	1.8	1.8	958	-5.4	11a
1.5	3.3	1.5	4.7	1.5	3.3	1.8	1.8	Pte	Ind ²	946.2	-11.39	11b
1.5	3.3	1.5	4.7	1.5	3.3	1.8	1.8	1.8	Ind	1670	-17	11c
1.8	4.7	1.5	3.3	1.5	1.5	Pte	Pte	1.8	1.8	803.5	-3.8	11d
1.2	4.7	1.5	3.3	1.5	1.5	Pte	Pte	1.8	1.8	986.3	-17.4	11e
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	Pte	Pte	1.8	1.8	926.3	-16.7	11f

² Ind = Inductor de alambre de cobre.

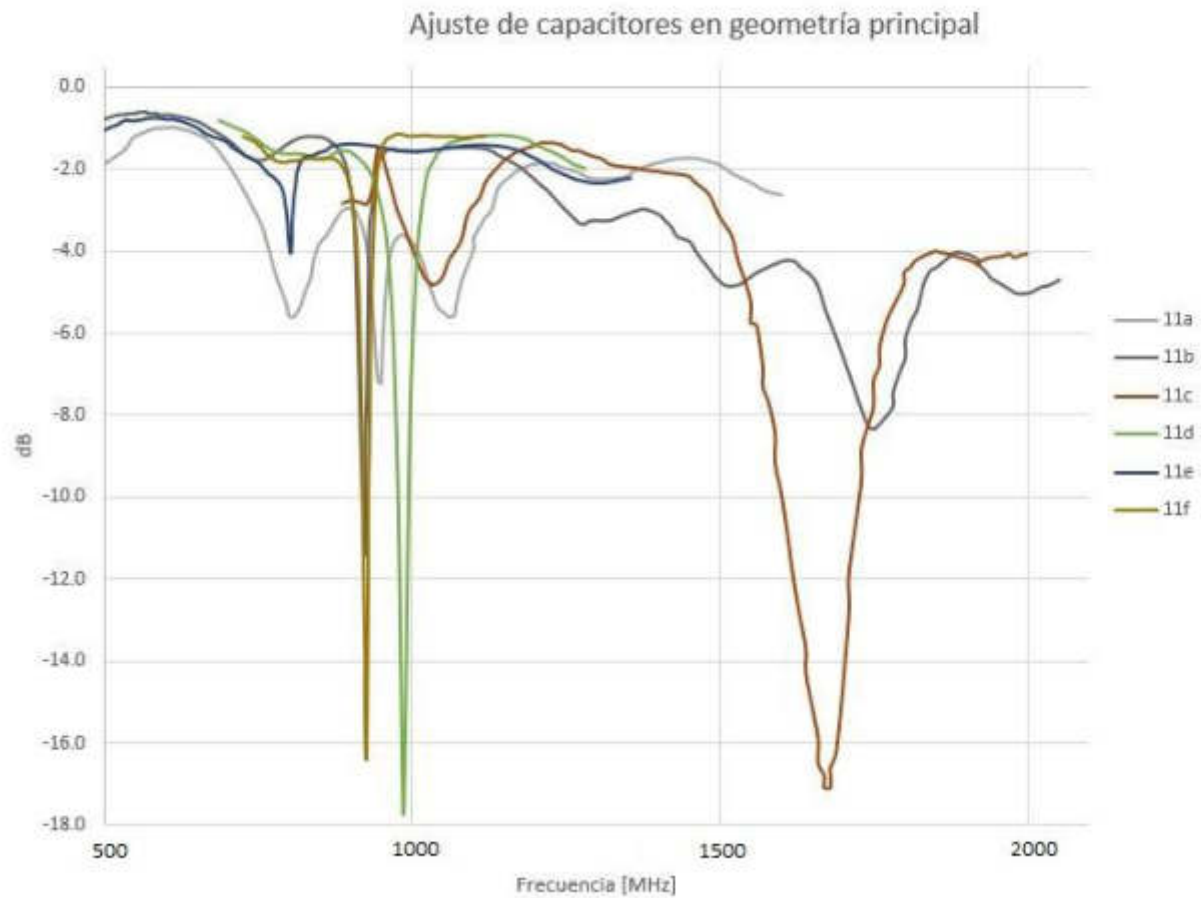


Fig. 11 Primer ajuste de capacitores en geometría principal.

Sobre la primera fila de la *tabla 3* se modificaron los valores de los capacitores sobre la geometría de pétalos, aumentando el valor de capacitancia total sobre la antena. Además, como se muestra un valor muy pequeño de ganancia, se probó colocar un inductor comercial de 4.7 pF para ver si ayudaba a mejorar la señal de ganancia, pero en lugar de hacer esto aumentó considerablemente la frecuencia, pues, aunque es un valor pequeño sí llega a influir mucho en el comportamiento. Como siguiente paso se decidió que se haría un inductor de alambre de cobre (material del que están hechos los cables conectores en circuitos eléctricos), dándole la forma clásica de un inductor, tomando el diámetro de 3 mm, obtenido de enrollar el alambre alrededor de la tinta de una pluma, como se muestra en la *Fig. 12*.

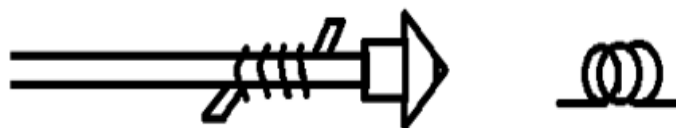


Fig. 12 Inductor 3 vueltas hecho con la circunferencia de una tinta de pluma.

En la modificación de la segunda fila de la *Tabla 3* se agregó un capacitor extra al circuito, uniendo a la línea de tierra con la del BNC, que posteriormente va al analizador de funciones por medio del cable

BNC-NWA. En estas imágenes sólo se enfocará en la parte de la antena Margarita, aunque esté conectada al analizador de funciones (Fig. 13 izquierda).

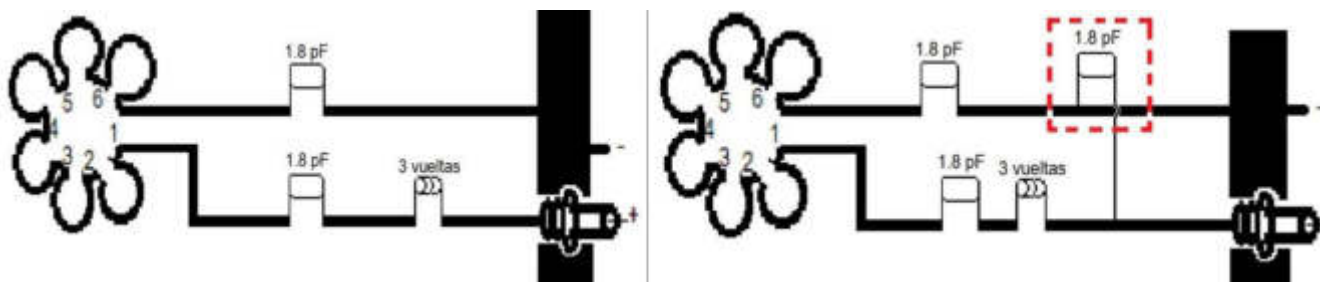


Fig. 13 Circuito con inductor de alambre (izquierda) y con un capacitor extra de 1.8 pF uniendo a las líneas de corriente y de tierra (derecha).

En la tercera modificación de la *Tabla 3* se agregó otro capacitor de 1.8 pF, donde se nota que la frecuencia aumentó notablemente, además de que metió mucho ruido al sistema, provocando que la señal fuera inestable, así que se decide retirarlo. Ahora, como se busca volver a un valor cercano a los 900 MHz, se reajustaron los valores de la capacitancia total del sistema manteniendo el mismo número de componentes en la antena (Fig. 13 derecha).

Sobre la cuarta y quinta fila de la *Tabla 3*, como está demasiado alejado de la frecuencia de interés, se regresaron al valor original y se buscaron otro capacitor que permitieran optimizar la antena adecuadamente. Debido a que se deseaba un diseño simétrico, se cambió ahora el capacitor 4, que es el que está más lejos de la unión de los pétalos que van hacia las conexiones a tierra y al analizador, donde se apreció claramente una aproximación hacia la frecuencia de 900 MHz y una ganancia más grande, lo cual, consecuentemente provoca una mejora de la estabilidad de la antena.

En la última modificación de la *Tabla 3* se propuso usar en el circuito un capacitor variable de 0 a 15 pF para evaluar si ayuda a ajustar la frecuencia, sin llegar a disminuir la absorción/transmisión que se produce. Se fueron disminuyendo los valores de los capacitores de la MOPERES uno por uno para que ahora suba un poco la frecuencia, debido a que disminuyó un poco más de lo que se necesitaba. El valor del capacitor que se modificó fue el C_6 de 1.5 pF a 3.3 pF.

Tabla 4 Variación de capacitores en estructura de MOPERES.

C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	C_7 [pF]	C_8 [pF]	C_9 [pF]	C_{10} [pF]	f [MHz]	Potencia [dB]	Leyenda en figura 14
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	1.8	CV ³	1.8	Ind	820.4	-5.4	14a
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	3.3	Pte	Pte	Pte	Pte	847.7	-6.2	No aplica
1.5	3.3	1.5	4.7	1.5	3.3	Pte	Pte	1.8	1.8	863.6	-4.4	14b
1.5	3.3	1.5	3.3	1.5	3.3	Pte	Pte	1.8	1.8	867.6	-5.2	14c
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	1.8	CV	CV	Ind	899.8	-13	14d

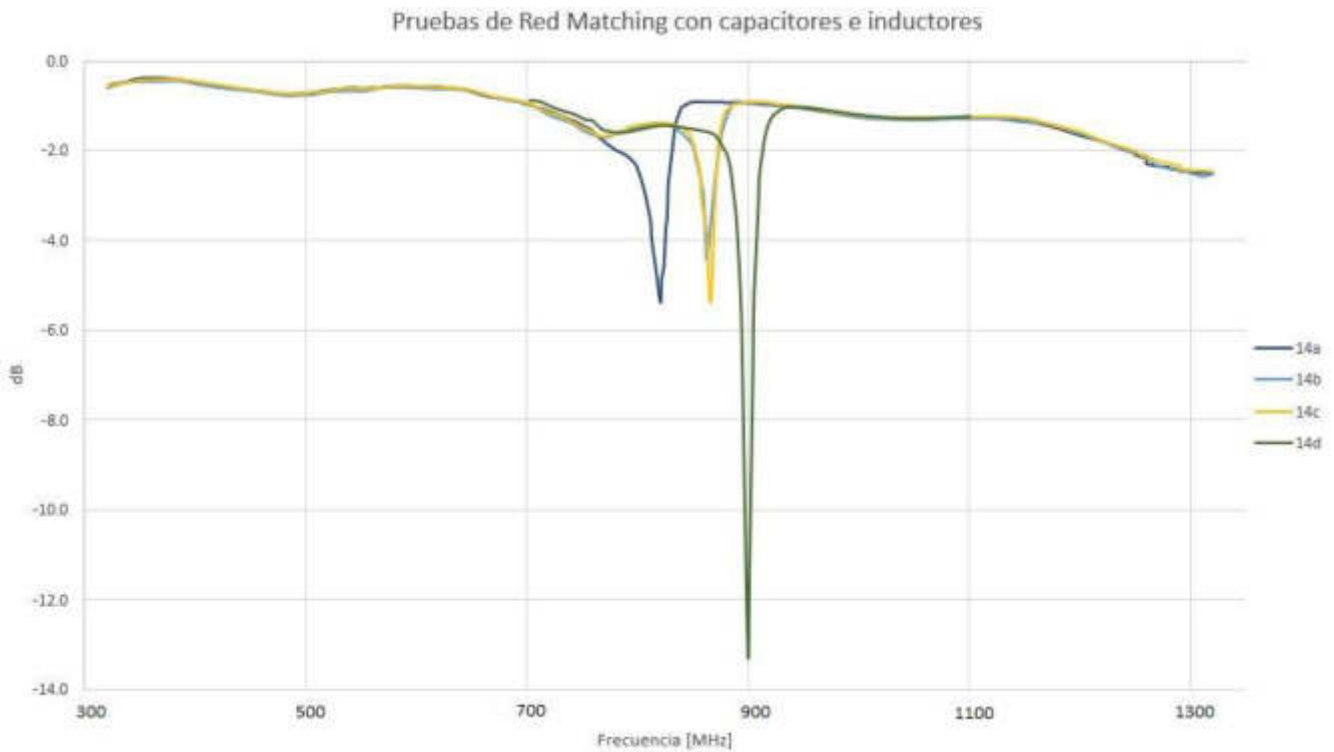


Fig. 14 Red Matching con capacitor variable e inductor de alambre.

En la primera fila de la *Tabla 4* se reajustó la frecuencia por medio del capacitor variable, dejándola a $f = 900\text{MHz}$ y $P = -6\text{dB}$. Aunque ya se tiene justo la frecuencia de interés, se tiene una baja potencia, lo que afectaría en la estabilidad de la señal que se obtendrá (*Fig. 15 izquierda*).

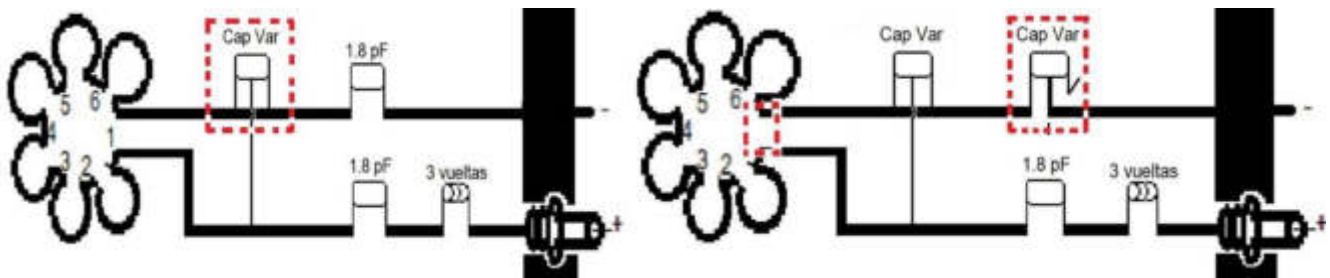


Fig. 15 Circuito de antena con un capacitor variable de 0-15 pF (*izquierda*) y circuito de antena con dos capacitores variables (*derecha*).

Ahora, es importante destacar que la antena MOPERES está cerrada incluso conectada a las líneas de corriente, por lo que el componente en esa posición (C_1) estará formando un loop que estará a su vez generando un pequeño campo magnético propio, el cual influye sobre la estabilidad de la antena completa. Se requiere quitar este componente y ajustar la antena por sí sola, evitando que sus mismos componentes generen campos magnéticos propios. Además, durante los últimos ajustes de la *Tabla 4* se cambiaron los valores de los capacitores pares en la Margarita de 4.7 pF a 3.3 pF , bajando su valor de la capacitancia, para hacer que suba la frecuencia característica a la que trabaja la antena de 850MHz a los 900MHz (*Fig. 15 derecha*).

Como segundo paso para poder ajustar una antena de resonancia, se debe evaluar el comportamiento sobre la Carta Smith, el cual reporta los valores de impedancia ($Z = R + jX$), compuesta por la resistencia y la reactancia (ya sea capacitiva o inductiva) sobre la antena. Pues estas dos propiedades son las que van a determinar que un sistema entre en resonancia y cómo es el desempeño de la antena. Analizando la Carta de Smith se nota que el valor de la impedancia es muy alto para el valor requerido de 50Ω , el cual permite asegurar un equilibrio sobre la antena. Así que fue necesario un ajuste de este valor, pero manteniendo los valores ya obtenidos. En la literatura se encontró que hay una relación directa entre el valor de la ganancia y el valor de la impedancia en un circuito, siendo un valor de $-30dB$ para poder llegar a estar cerca o en el valor de $(27)50\Omega$. Para lograr esto, se realizaron modificaciones sobre los componentes extras a la geometría principal.

Posteriormente propuso colocar sobre la posición C_9 un inductor de $4.7\mu H$ tanto en serie como en paralelo. En el caso en serie se colocó adyacente de C_8 y uniéndolo con la línea de tierra, dando valores de $f = 877MHz$ y $P = -8.3dB$; y en el caso en paralelo se hizo respecto al C_8 , uniendo a la línea de tierra con la de alimentación, produciendo valores de $f = 877MHz$ y $P = -9.9dB$. Sin embargo, en la Carta Smith se obtuvieron valores de $R = 85.2\Omega$ y $L = 1.48nH$, los cuales representan que la antena no está equilibrada. Estos valores no fueron graficados.

Se sabe que hay una relación directa entre capacitancia e impedancia, por lo que se puede ajustar la capacitancia para que cambie la impedancia. Con esta justificación se decidió ocupar un segundo capacitor variable en la posición C_8 , para poder influenciar la antena, equilibrando las componentes de la impedancia.

Tabla 5 Registro de circuito con capacitores de MOPERES fijos y capacitores adicionales variando.

C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	C_7 [pF]	C_8 [pF]	C_9 [pF]	C_{10} [pF]	f [MHz]	Potencia [dB]	Leyenda en figura 17
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	1.8	CV	CV	Ind	Original 899.8	-13	17a
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	3.3	CV	1.8	Ind	877.6	-8.5	No aplica
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	1	CV	1.8	Ind	877	-5.4	No aplica
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	4.7	CV	1.8	Ind	875.4	-7	No aplica
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	CV	CV	CV	Ind	855	-19	17b

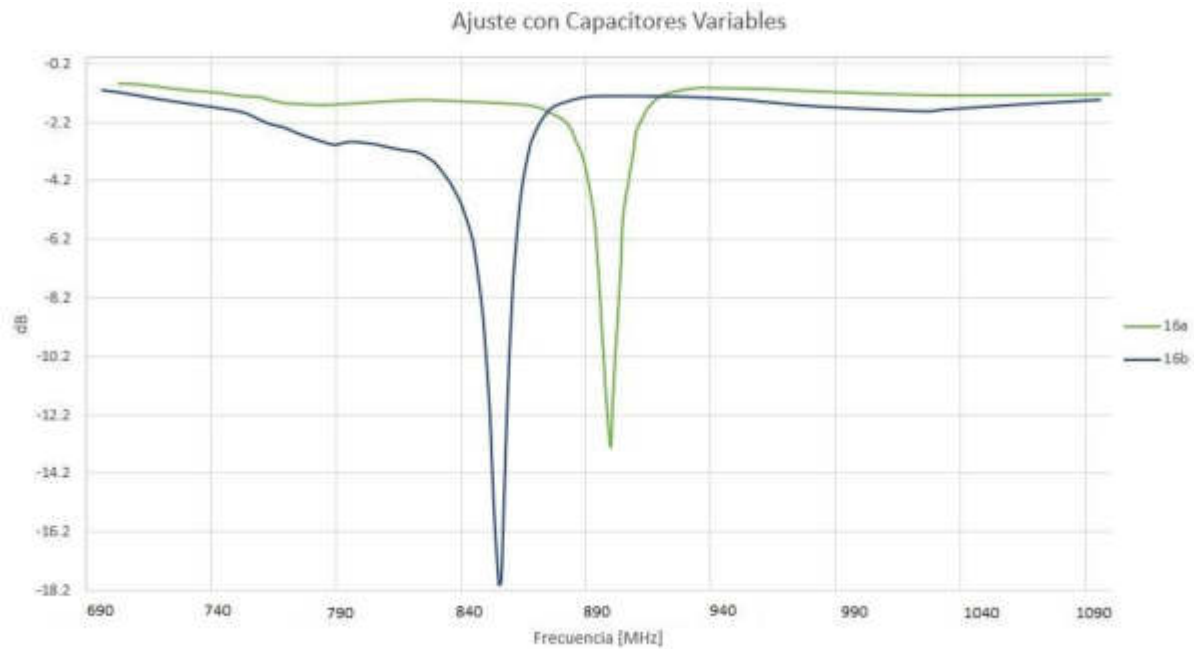


Fig. 16 Ajuste con dos capacitores variables.

Al realizar este cambio se notó que no hay una repercusión muy significativa, ya que la inductancia sigue con un valor muy alto, provocando que la frecuencia no se estabilice en los 900 MHz, así que se quita este último capacitor variable. Se modificaron nuevamente los valores de los capacitores en la antena MOPERES.

Tabla 6 Reajuste de circuito con capacitores variables y más capacitores en las líneas de corriente.

C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	C_7 [pF]	C_8 [pF]	C_9 [pF]	C_{10} [pF]	f [MHz]	Potencia [dB]	Leyenda en figura 17
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	CV	CV	CV	Ind	Original 855	-19	No aplica
1.5	2.2	1.5	4.7	1.5	1.5	1.8	2.2	Pte	Ind	869	-11	No aplica
1.5	4.7	1.5	4.7	1.5	1.5	1.8	CV	1.8	Ind	901.3	-15.4	17a
1.5	1.5	1.5	4.7	1.5	1.5	1.8	CV	1.8	Ind	927.5	-24.7	No aplica
1.5	1.2	1.5	4.7	1.5	1.5	1.8	CV	1.8	Ind	940.4	-27.5	No aplica
1.5	2.2	1.5	2.2	1.5	1.5	CV	CV	CV	Ind	927.5	-28.11	17b
1.5	2.2	1.5	2.2	1.5	2.2	CV	CV	CV	Ind	902.3	-14.3	17c

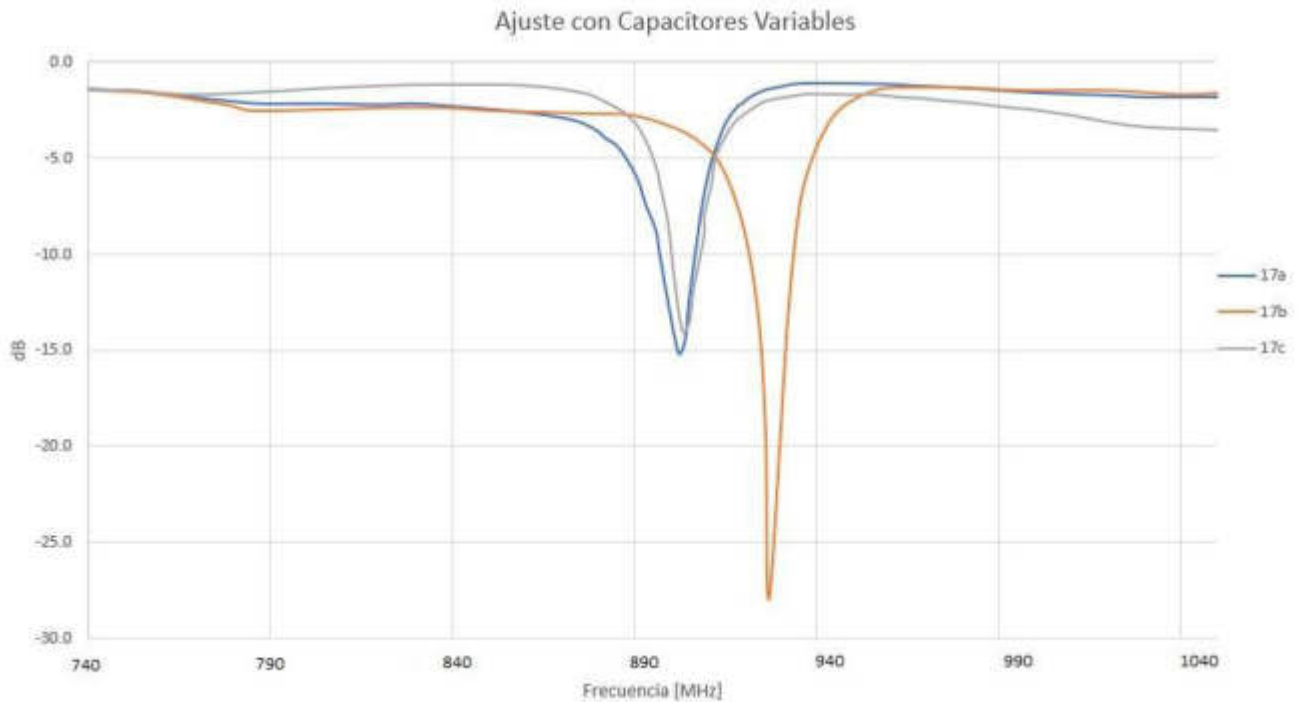


Fig. 17 Red Matching con capacitor variable e inductor de alambre.

En la segunda modificación de la *Tabla 6* se quitaron momentáneamente el capacitor variable de la posición C_8 , cambiándolo por uno fijo de 2.2 pF . Además, se recorrió de posición, quedando entre el capacitor externo de 1.8 pF y el inductor de 3 vueltas (*Fig. 18 izquierda*).

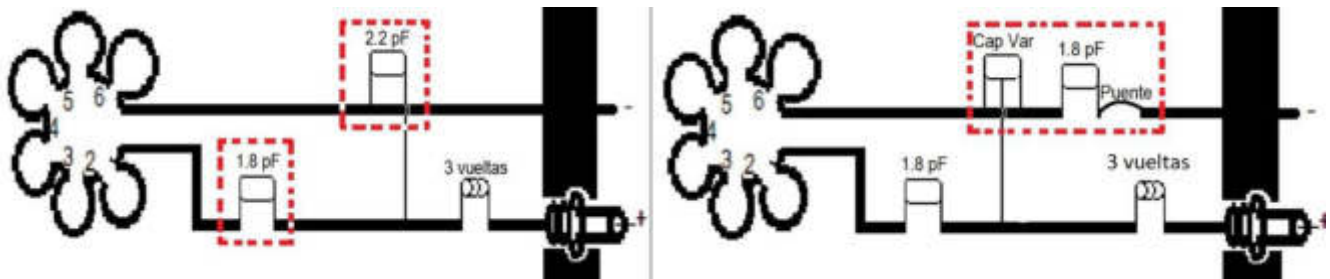


Fig. 18 Circuito de antena sin capacitores variables (*izquierdo*) y circuito de antena con dos capacitores variables (*derecho*).

En la tercera fila de la *Tabla 6* se nota que hay una gran influencia sobre la frecuencia debida al capacitor C_8 en esa posición, acercándola un poco más a la frecuencia de interés de 900 MHz , por lo que se colocó de nuevo un capacitor variable. También en la conexión C_9 se colocó un capacitor de 1.8 pF , justo al final de la línea que va a tierra y el espacio que sobra hacia la línea de tierra se une con un puente de alambre de cobre (*Fig. 18 derecha*). A continuación, se muestra su respectiva Carta Smith:

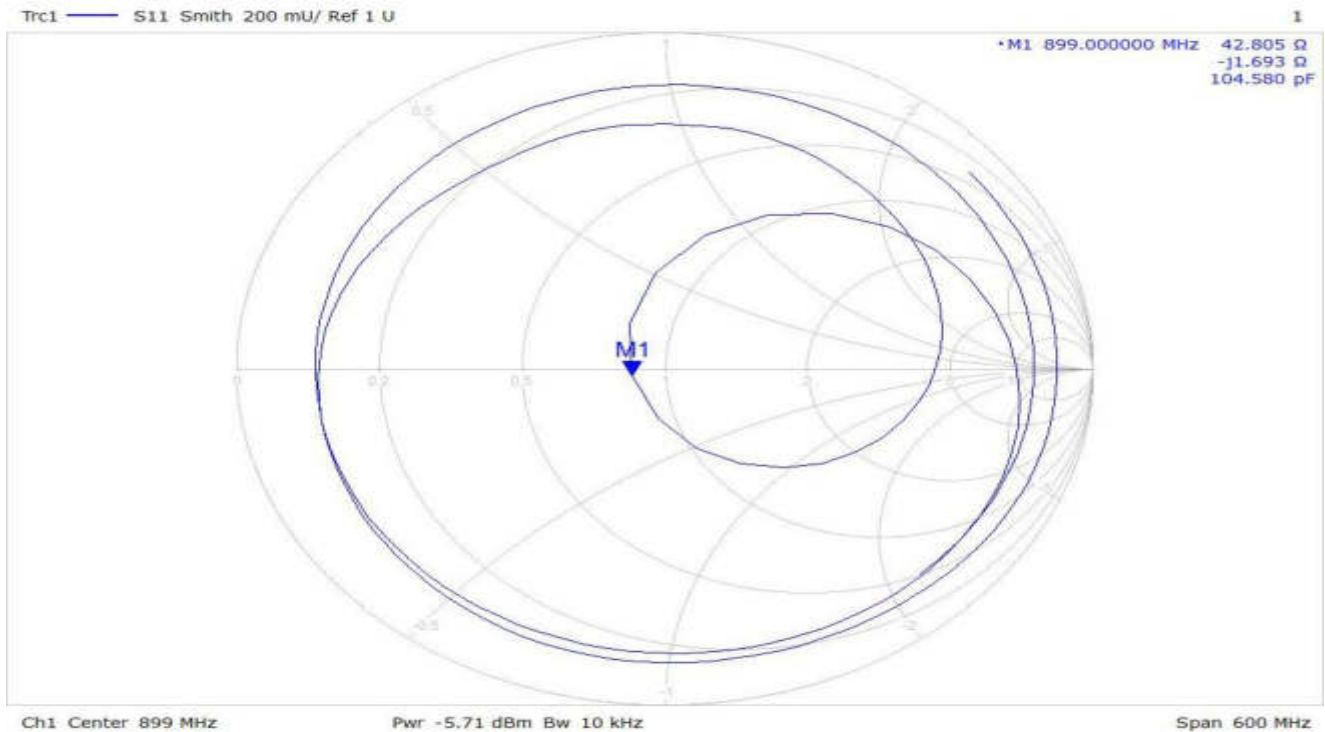


Fig. 19 Carta Smith de circuito con capacitor variable en C_8 , y en C_7 y C_9 capacitores de 1.8 pF.

En la Fig. 19 se logra apreciar que la frecuencia de resonancia de la antena está a los 899 MHz, teniendo como componente resistiva 42.805Ω que se aproxima a la impedancia ideal de 50Ω , además, con reactancia capacitiva de 1.693Ω . Esto es representado por estar cerca de un círculo con resistencia constante y por estar un poco hacia debajo de la mitad de la imagen, quiere decir que la reactancia que tiene es de tipo capacitiva.

Como siguiente paso, se buscó la simetría de la antena, pues incluso cuando ya se tenía una frecuencia específica para ésta, se colocaron componentes externos y se modificaron los valores originales de la MOPERES, para poder llegar a los 900MHz . Es importante recordar que parte del equilibrio de la antena es su geometría, que idealmente se requiere tenerla simétrica para que sea óptima al trabajar sobre la frecuencia de corte. En la cuarta y quinta fila de la Tabla 6 se hizo un ajuste con el capacitor variable, en donde se obtuvieron valores $f = 900\text{MHz}$ y $P = -24.4\text{dB}$. Este es un muy buen valor sobre las propiedades de la antena, sin embargo, todavía no es simétrica en la parte principal de la estructura, así que se cambiaron los valores de sus capacitores. Se empezó con un cambio en $C_2 = 1.2\text{pF}$ y ajustando la frecuencia con el capacitor variable, obteniendo un valor de $f = 940\text{MHz}$. En la penúltima fila de la Tabla 6, se ajustó el capacitor variable, obteniendo valores de $f = 927.5\text{MHz}$ y $P = -28.11\text{dB}$.

Según la bibliografía revisada, se encontró que es posible hacer un ajuste por medio de una adaptación de impedancia (o *impedance matching*), con la que es posible controlar mejor la impedancia sobre las antenas. Para esto fue necesario cambiar el capacitor C_9 de 1.8pF por uno variable, como

se muestra en la Fig. 20. Se recuerda que Impedance matching se refiere a realizar una adaptación en la que se hace que la impedancia de entrada sea igual que la impedancia de salida.

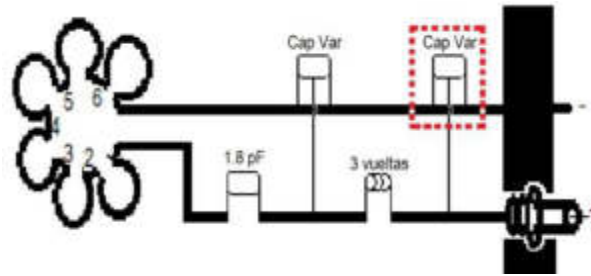


Fig. 20 Circuito con 2 capacitores variables.

Finalmente, en la última fila de la tabla se ajustaron valores de los capacitores variables, llegando a los 900MHz , pero la señal se veía asimétrica, por lo que no es óptimo, ya que hace que la señal no sea estable y no va a dar una señal con información útil. Esto muestra la necesidad de disminuir la capacitancia total, pues el circuito tiene más componentes capacitivos, provocando la asimetría la señal. El objetivo se convirtió en disminuir lo más que se pueda los valores de los capacitores variables para hacer más simétrica la señal, y como consecuencia disminuyó la frecuencia de resonancia de la antena. Se empezó modificando los capacitores de la antena de forma simétrica, cambiando primero el capacitor C_6 a 2.2pF . Con esta variación se obtuvieron valores más pequeños de la absorción/transmisión en el pico, 926MHz y $P = -11\text{dB}$, no le conviene al sistema porque se hace más inestable, entonces se regresó al valor de 1.5pF . Se modifica el circuito agregando otro capacitor pegado al final de la línea de tierra, con un valor de 1.8pF , obteniendo valores de $f = 919\text{MHz}$ y $P = -25.1\text{dB}$, manteniéndose estable en su señal. Posteriormente, se disminuyeron los valores de los capacitores en geometría principal:

Tabla 7 Ajuste de conexiones pares en la geometría de la MOPERES.

1.8pF	f [MHz]	Potencia [dB]
C_2	830.1	-10.7
C_4	846	-11.2
C_6	Inestable	Inestable

A causa de que la señal obtenida al cambiar el valor del capacitor C_6 es muy inestable, se regresó a su valor original de 2.2pF y se modificaron ahora los capacitores impares. Durante el cambio del C_3 de 1.5pF a 1pF y se obtienen valores de $f = 896.8\text{MHz}$ y $P = -12.5\text{dB}$. Al ajustar el capacitor variable, se obtienen valores de $f = 915.8\text{MHz}$ y $P = -25.8\text{dB}$.

Ahora, como último paso, ya que los valores de las propiedades de la antena son muy cercanos a lo que se desean, se hará un reajuste con componentes capacitivos no magnéticos que tienen valores cercanos, pero no iguales. El tipo de capacitor que se empleó fue cerámico, no magnético, de factor de calidad alto, fabricado por American Technical Ceramics (ATC, Huntington Station, NY 11746), cuyos

valores van de 0.1 pF a 100 pF ; sus dimensiones son de aproximadamente $1.4\text{ mm}\times 1.4\text{ mm}$. A la mano sólo se tienen valores de 1 pF , 2 pF y 15 pF . Se colocaron en paralelo los valores de los capacitores para llegar a un óptimo valor de la capacitancia en cada posición. Se trabajó con una nueva pista de cobre debido a que la anterior estaba muy desgastada y se busca evitar que influya directamente sobre el ruido o interferencia de la señal de la antenna. Se hizo un nuevo diseño con geometría de 5 pétalos y se mantienen igual las líneas de corriente.



Fig. 21 Diseño utilizado para las placas impresas en cobre.

Con los registros anteriores fue posible llegar a valores necesarios sobre el circuito para poder sintonizar la frecuencia de 900 MHz , así que, como siguiente paso se utilizaron valores aproximados en los capacitores porque se trabajará con otro modelo de capacitores. Es importante considerar que como se modificó el diseño del circuito es necesario volver a ajustar la frecuencia sobre esa nueva placa. Véanse los valores utilizados inicialmente en el circuito en la *Fig. 22*.

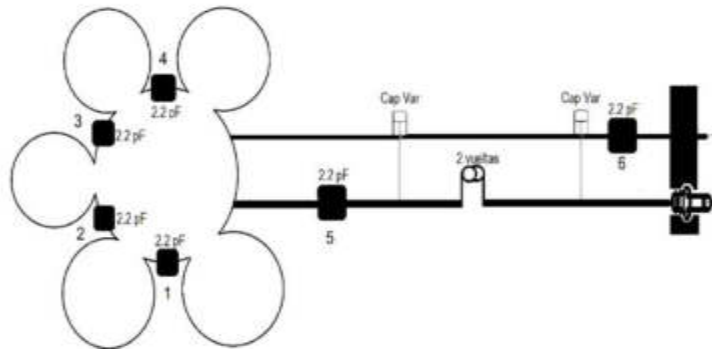


Fig. 22 Nuevo diseño de antena con capacitores no magnéticos.

A continuación, se muestran los valores de los capacitores utilizados para realizar el ajuste, reportando las frecuencias y potencias obtenidas.

Tabla 8 Registro de cambios de capacitores dentro de la estructura de la MOPERES en diseño final impreso en PBC con ayuda de la Pick-Up coil.

C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	f [MHz]
2	2	2	2	2	2	960
2	1	1	2	2	2	486
2	1.5	1.5	2	2	2	450
3	2.5	1.5	2	2	2	963
3	2.5	2.5	2	2	2	928
2.5	2	2	2	2	2	990
2.5	2.5	2	2	2	2	977
2.5	2.5	2.5	2	2	2	950
2.5	2.5	2.5	2.5	2	2	930
3	2.5	2.5	2.5	2	2	924
3	3	2.5	2.5	2	2	914
3	3	3	2.5	2	2	924
3	3	3	3	2	2	910
3.5	3	3	3	2	2	902

Se nota en la *Tabla 8* que debe ir aumentando el valor de capacitancia para poder acercarse a la frecuencia deseada. En este ajuste se volvió a utilizar la antena Pick Up para buscar la frecuencia de resonancia para la geometría de la MOPERES y se equilibró ajustando los componentes externos. Además, en este último ajuste, se va a recorrer la numeración de los capacitores, como lo muestra la *Fig. 23 izquierda*, y se agregarán algunos sobre la nueva posición de C_5 porque se nota una mejoría significativa sobre la señal de la antena, obteniendo valores de $f = 885.9\text{MHz}$ y $P = -15.5\text{dB}$. Y posteriormente se agrega otro capacitor variable al final de la línea de corriente a tierra, mostrando un aumento notable en la ganancia (*Fig. 23 derecha*).

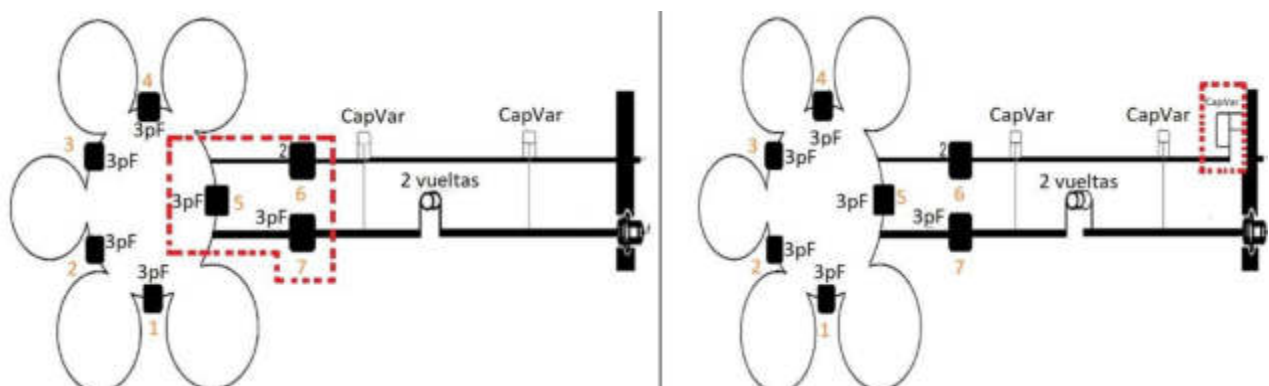


Fig. 23 Circuito final con capacitores apilados 3 pF (izquierdo) y circuito con 3 capacitores variables y geometría MOPERES simétrica (derecha).

Como se ha mostrado, los inductores han ayudado a aumentar la ganancia sin modificar significativamente la frecuencia de la antena, así se colocaron inductores modificados para ver cómo

modifican la señal. El inductor fue colocado sobre las líneas de tierra y corriente, entre a los capacitores C_6 y C_7 y el capacitor variable 1. Cabe mencionar que el espesor del alambre de cobre fue reducido para estos ajustes (Fig. 24).

Tabla 9 Registro variando el inductor de alambre de cobre.

Vueltas inductor	f [MHz]	Potencia [dB]
4	900	-13.3
3	900	-18.2
2	900	-22
3 (delgado)	900	-27

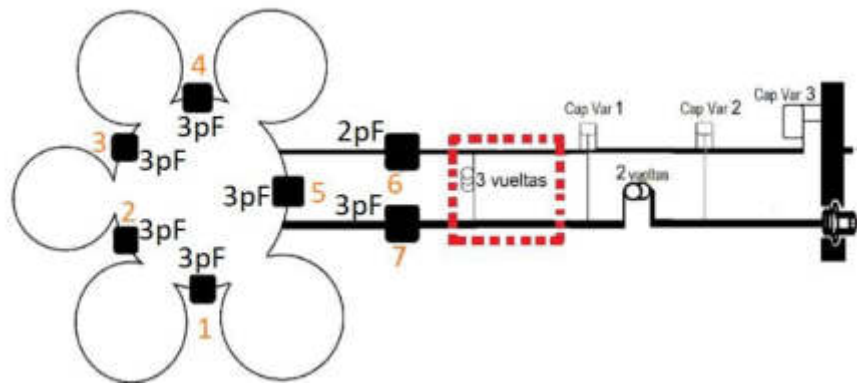


Fig. 24 Diseño final de antena MOPERES a 900 MHz.

Se nota que con un espesor más pequeño se obtiene una señal más limpia y estable. Además, se observó cómo era el cambio de la señal al estar la antena cerca del tejido, para lo cual se obtuvieron valores de 86Ω y al quitar el tejido, se obtiene 44Ω que es el ajuste normal en aire (recomendado de 50Ω).

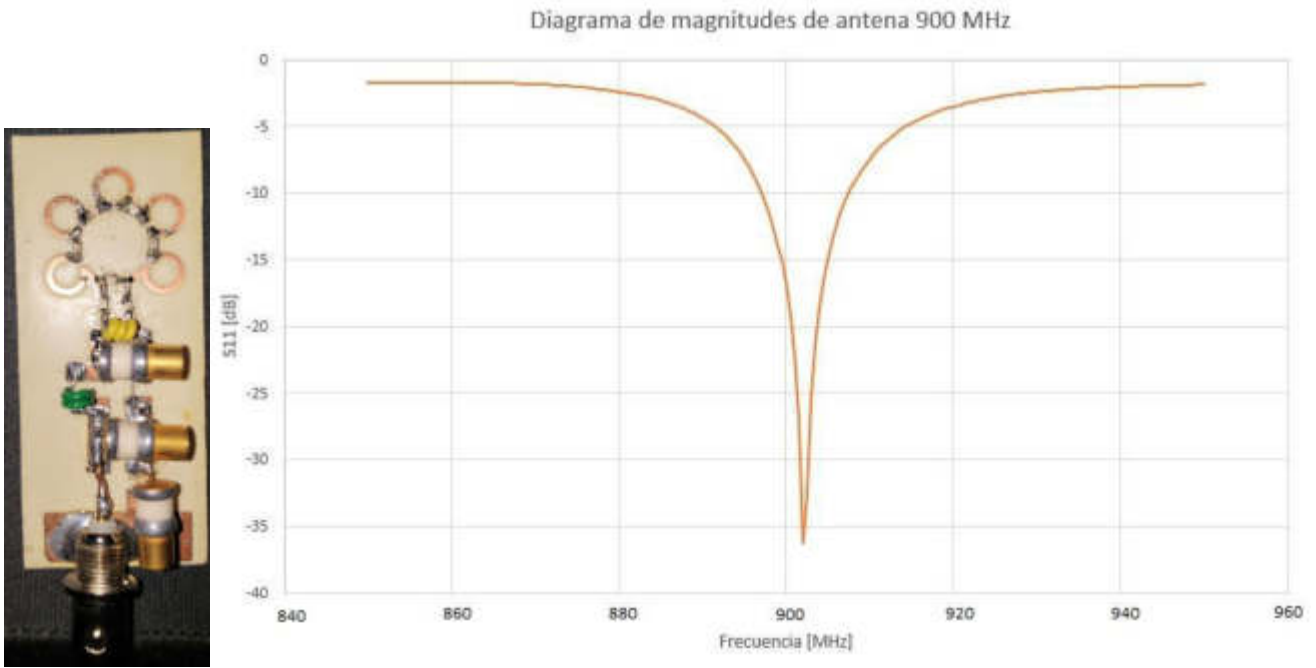


Fig. 25 Prototipo de antena 900 MHz (izquierda) y el lazo de retorno S11 del prototipo (derecha).

La Fig. 25 derecha representa una frecuencia de resonancia de 902 MHz , con un lazo de retorno de -32.8 dB . Lo cual significa que hay una buena razón de transferencia de energía de la entrada al sistema respecto al de la salida. A continuación, se muestra la Carta de Smith del prototipo de antena 900 MHz:



Fig. 26 Carta Smith mostrando la frecuencia de resonancia de la antena de 900 MHz.

Donde se logra apreciar que la impedancia es igual a $Z = 47.6\Omega + j1\Omega$, que refleja que está con un valor próximo a la reactancia igual a cero, siendo de tipo inductivo por estar un poco arriba de la mitad de la imagen. Quiere decir que tiene una ganancia muy buena por mantener la resistencia de la línea de corriente muy cercana al valor recomendado de 50Ω , esto ajustado a la frecuencia de 900MHz que se buscaba, es decir, manteniendo casi la igualdad de la reactancia inductiva y capacitiva de la impedancia.

Antena de 499 MHz

Para el diseño de la segunda antena se trabajó sobre una placa impresa de cobre, pero ahora con un diseño de 6 pétalos. Y de igual manera, sobre la marcha se iba ajustando el valor de los capacitores. Se sabe que, por tener menor frecuencia, se requiere un valor de capacitancia mayor, así que se comienza con 2 capacitores apilados de 2pF cada uno y con la antena Pick Up se ajusta la frecuencia de la antena MOPERES por separado.

Tabla 10 Registro de variaciones de capacitores en estructura MOPERES con la ayuda de la Pick-Up coil.

C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	f [MHz]	Potencia [dB]
4	4	4	4	4	Pte	682	-18
5	5	5	5	5	Pte	625	-20
Pte	Pte	45	Pte	Pte	Pte	307	-22
10	10	10	10	10	Pte	585	-16
11	10	11	10	11	Pte	560	-20
11	12	11	12	11	Pte	528	-15
10	8	8	8	10	Pte	535	-6
6	8	8	8	6	Pte	532	-17
15	8	15	6	15	6	546	-18
17	8	17	6	17	6	550	-19
15	15	6	15	15	6	510.7	-21
15	17	6	17	15	6	507	-14
17	17	6	17	17	6	500	-23

Como en la primera antena al final se debía hacer un ajuste con capacitores para cerrar la MOPERES porque si no estaba muy inestable la señal, ya se está contemplando capacitores en esta posición. Se aumenta una pila de capacitores, distribuyendo los que ya se tienen. Y como era de esperarse, se incrementó la frecuencia a 700MHz , así que se debe aumentar el valor de los capacitores para que pueda bajar la frecuencia a los 499MHz . Una vez que se ajustó la frecuencia sobre la geometría de la MOPERES, se irán acomodando los demás componentes, que se basará en el diseño de antena de 900MHz , pues cada componente extra a la geometría tiene una función específica explicado a continuación.

Al colocar el capacitor variable 1 provoca que el segundo pico de resonancia se recorra hacia la izquierda cuando se aprieta (dando vuelta hacia la derecha), para que posteriormente se junte con el primer pico y se vuelva más estable la señal. Sin embargo, si se aprieta mucho, se vuelve inestable la

señal y se logran ver ambos picos de la misma amplitud, pero a diferentes frecuencias, lo que no conviene. Básicamente ajusta la parte derecha de la señal de la antena (Fig. 27 izquierda).

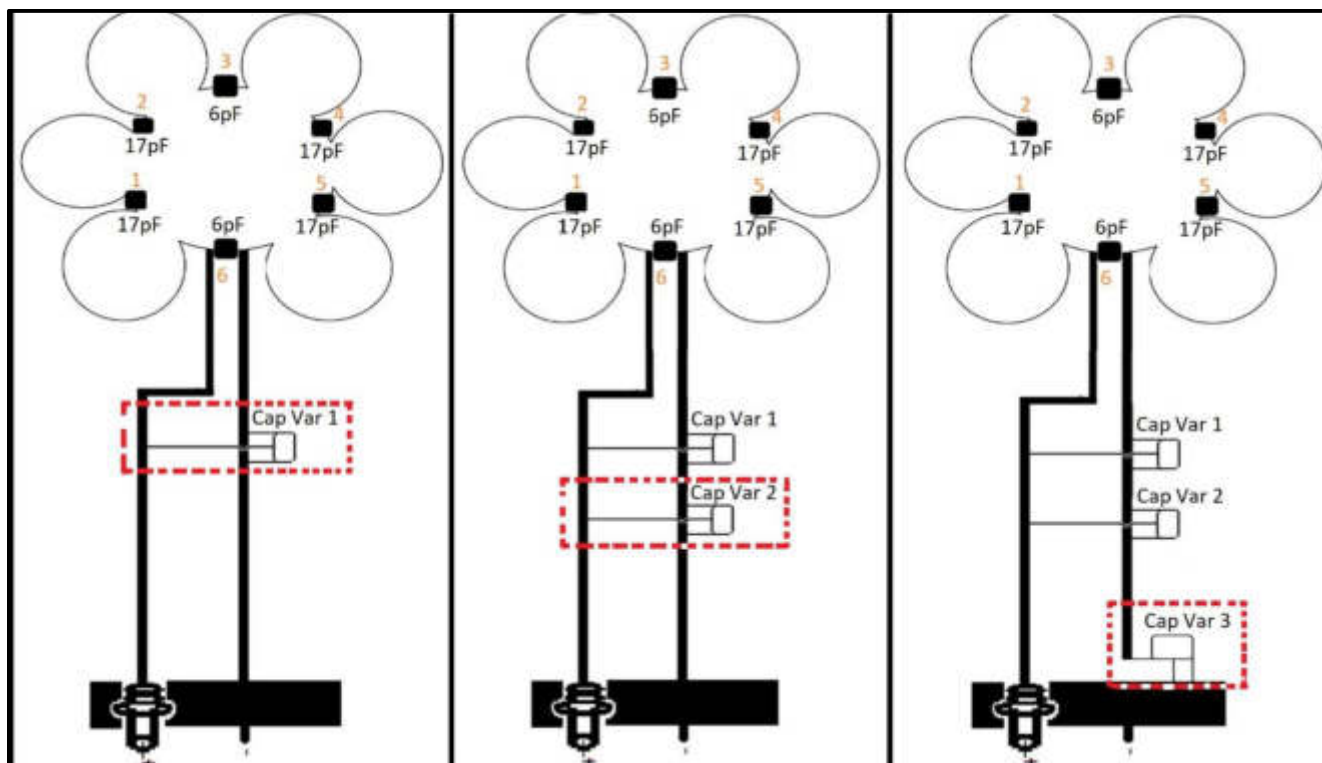


Fig. 27 Antena con 1 capacitor variable (izquierda), con 2 capacitores variables (medio) y con 3 capacitores variables (derecha).

Al colocar 2 capacitores variables paralelos, se observa que el segundo capacitor está influyendo sobre el ancho de banda, reflejando que el pico sea más estrecho, pero de igual manera, si lo aprieto mucho provoca que se haga muy ancho el pico. Y volviendo a entender qué pasa con el capacitor variable 1 y si es que está a cargo de otra característica, al moverlo provoca que aparezca un segundo pico de resonancia y en este caso con una frecuencia de 750MHz , mucho mayor a la de interés (Fig. 27 medio). Lamentablemente, al colocar el último capacitor variable, se redujo mucho la frecuencia, a un valor de 433MHz , por lo que se intentará quitar capacitores de forma simétrica para ver si se puede ajustar otra vez a los 499MHz (Fig. 27 derecha). Se quitan de C_3 y C_6 un capacitor de 2pF en cada conexión (primeras dos filas) y se siguen realizando modificaciones mostradas en la Tabla 11.

Tabla 11 Registro de modificación en capacitores de geometría principal.

C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	f [MHz]	P [dB]
17	17	4	17	17	4	461.1	-20
15	17	4	15	17	4	472	-40
15	15	3	15	15	3	477	-12
15	15	4	15	15	4	477	-22

Este último es el valor que más se acercó a la frecuencia de interés, sin embargo, queda todavía un poco lejos. Se procedió a ajustar los capacitores variables, intentando dejarla a la frecuencia de 499 MHz . Se logra obtener una $f = 511\text{ MHz}$ pero es muy inestable la señal. Y como se observó que disminuyó el valor del pico de absorción/transmisión, se regresará a los valores de (2) de 2 pF sobre C_3 y C_6 (tercera y cuarta fila de la *Tabla 11*).

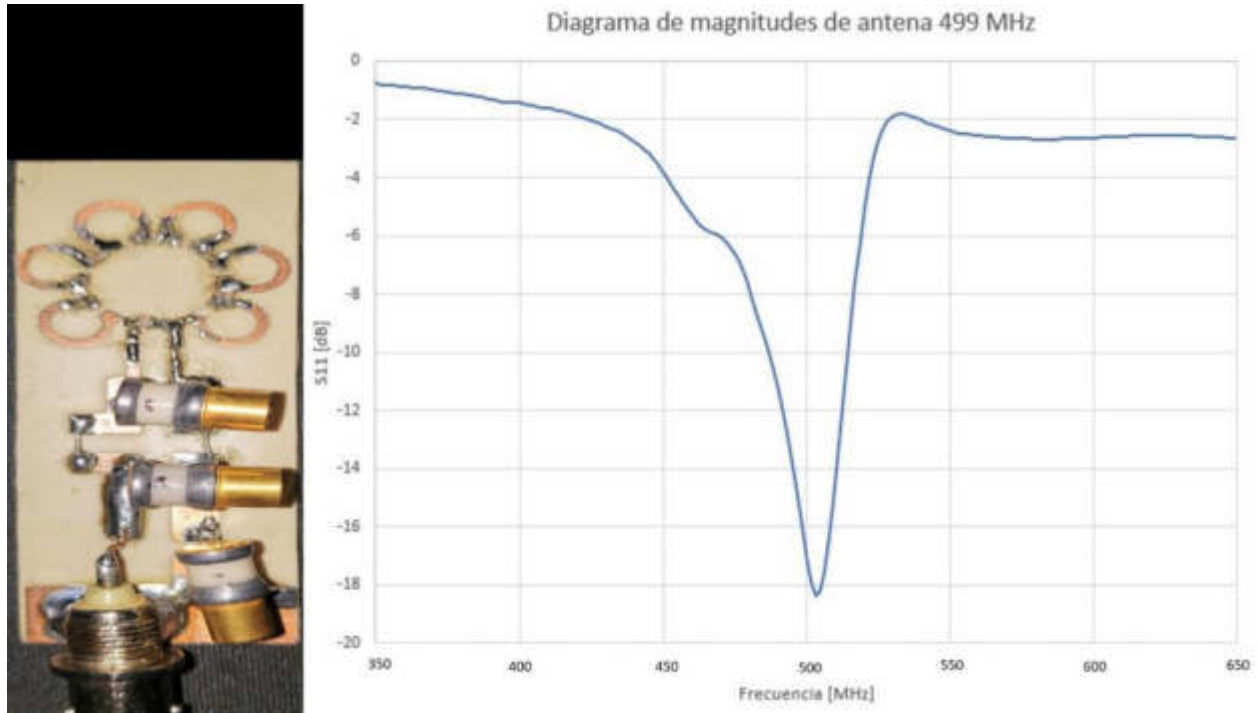


Fig. 28 Antena real de 499 MHz (izquierdo) y diagrama de magnitudes de la antena (derecha).

En esta gráfica se logra apreciar que hay una frecuencia natural de 499 MHz y una ganancia de -22 dB, sin embargo, no se ha logrado quitar las otras frecuencias a las que también responde la estructura y tampoco amplificar la ganancia de la antena.

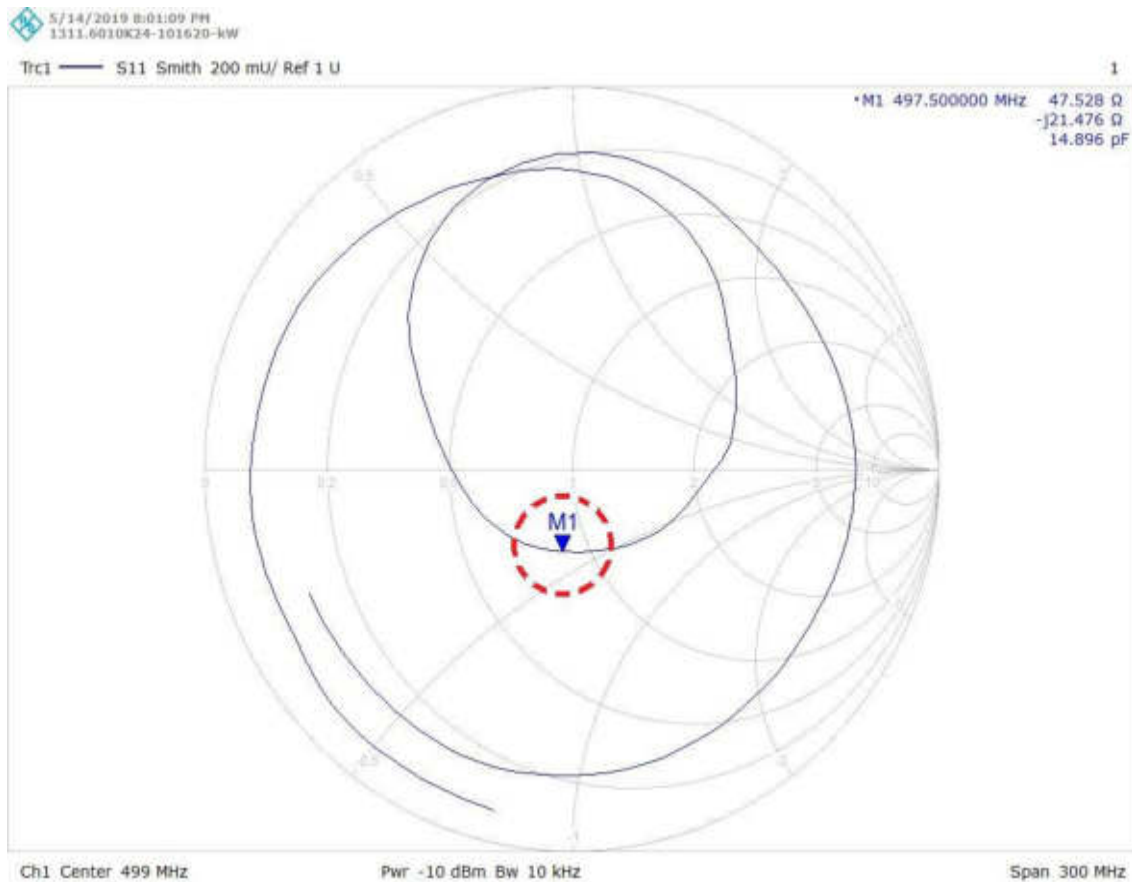


Fig. 29 Carta Smith mostrando la frecuencia de resonancia de la antena de 499 MHz.

Donde se logra apreciar en la Fig. 29 que, aunque refleja un valor cercano a 50Ω , el valor de la reactancia es muy alto comparándolo con la antena de 900 MHz. En este diagrama se aprecia una reactancia de tipo capacitivo sobre la antena, lo cual significa que su factor de calidad no es alto, pues la parte capacitiva es más alta que la inductiva. Esto también podría deberse a que la geometría no es lo más indicado para esta frecuencia específica.

Pruebas con carga y sin carga para antenas MOPERES

En este apartado se realizaron pruebas para las antenas MOPERES de 499 y 900 MHz, las cuales consisten en colocar la antena junto a un recipiente cilíndrico que contenga solución salina, para poder simular al tejido biológico y ver qué tanto se atenúa la señal. Así que se hicieron las pruebas de igual manera para ambas antenas y se hizo una comparación entre la señal de la antena con carga y sin carga.

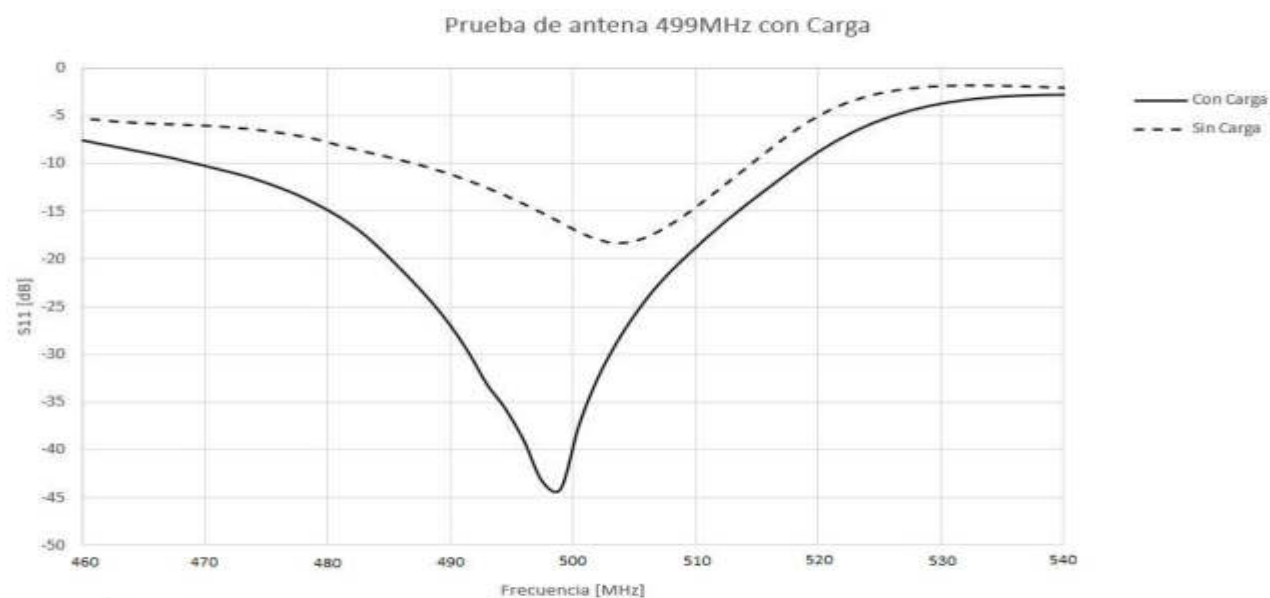


Fig. 30 Comparación de antena con y sin carga de antena de 499 MHz.

En esta gráfica se puede apreciar una significativa diferencia entre la ganancia obtenida por la antena sin carga y con la solución salina. Lo que refleja que no tiene un buen factor de calidad y que es sensible a otras frecuencias. Con esto se comprueba que el diseño de esta antena no es el más indicado para trabajar sobre la frecuencia de 499 MHz.

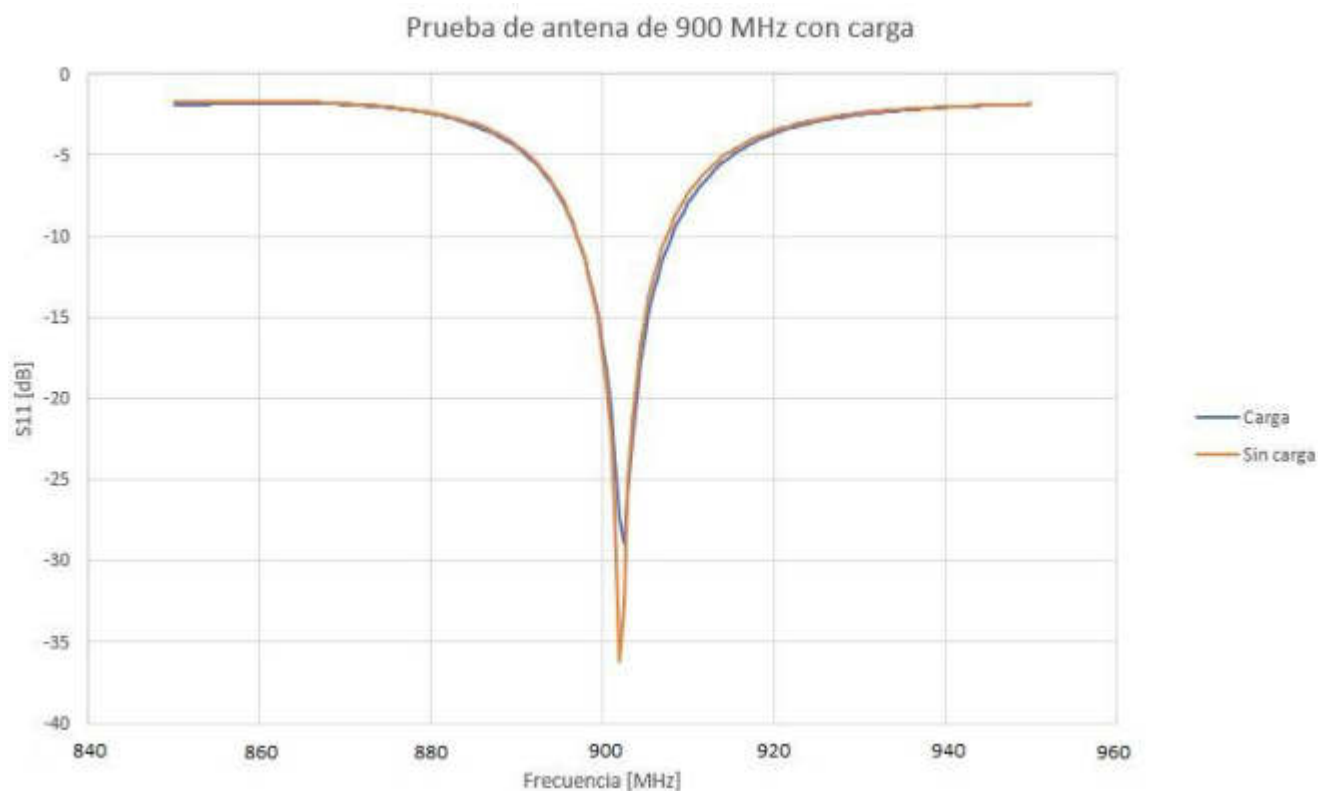


Fig. 31 Comparación de antena con y sin carga de antena de 900 MHz.

En esta gráfica es muy fácil apreciar que las ganancias en ambas pruebas son muy parecidas, lo que significa que la antena tiene un buen factor de calidad, pues al estar cerca de una muestra de solución salina logra disminuir lo menos posible. Esto significa que para la frecuencia de 900 MHz se utilizó un diseño muy acorde con las necesidades del circuito.

6. CONCLUSIONES

La técnica de prueba y error para el desarrollo de las antenas de RF para la adquisición de imágenes por resonancia magnética es un método con el cual se propone el valor de los componentes pasivos que permiten llegar a la frecuencia de Larmor, que es la frecuencia de operación de los sistemas de IRM. En este método los componentes que generalmente se utilizan son las capacitancias, debido a que estos componentes son más fáciles de intercambiar y, por otro lado, la inductancia y la resistencia de la antena generalmente no se modifican. Como inicio se propone el valor de un capacitor y se coloca en la geometría principal de la antena, como segundo paso, con la ayuda de una pick up coil, se registra la frecuencia de la estructura con el circuito cerrado. Si la frecuencia no es la deseada, los valores de capacitancia son modificados, de acuerdo con el registro obtenido de la frecuencia. Si el propósito es bajar la frecuencia, una capacitancia mayor debe ser empleada. Además, cuando la frecuencia es superior a la de resonancia, el circuito se comporta como un inductor, esto debido a la Ec. (7), mientras que para las frecuencias menores, el circuito se comporta como un capacitor, como lo muestra la Ec. (9). Esta es la principal razón que hace que el método de prueba y error sea laborioso y complicado.

Posteriormente, cuando ya se tiene la estructura sintonizada a una frecuencia muy cercana al valor de interés, se conecta directo a un analizador de redes, el cuál mostrará el lazo de retorno S_{11} y la frecuencia de resonancia. Se procederá a realizar el mismo método de prueba y error para ajustar por completo la estructura, aproximándose lo más que se pueda a la frecuencia de interés por medio de componentes electrónicos sobre las líneas de corriente en el prototipo. Se modifican los valores de las capacitancias ya obtenidas en la primera prueba, ya sea incrementando o disminuyendo la capacitancia previa. En este paso es posible considerar capacitores variables que permitan realizar este ajuste sin tener que soldar o desoldar nuevamente. Finalmente, cuando se obtiene la frecuencia de la antena, se busca aumentar el lazo de retorno por medio de inductores, debido a que almacenan una corriente que genera un campo magnético el cuál interfiere con el que se produce por la estructura misma, amplificando el lazo de retorno. Y finalmente, una vez que se tiene el prototipo sintonizado, se realizan pruebas de carga con ayuda de un recipiente cilíndrico lleno de solución salina, que simule al tejido del cuerpo humano. Si el lazo de retorno y la frecuencia no se modifican significativamente, se considera que es un acertado y funcional prototipo. En el caso en que se modifique notoriamente el lazo de retorno y la frecuencia, se tomará como un diseño ineficaz para la sintonización de esa frecuencia.

Ambos prototipos desarrollados durante este proyecto fueron ajustados y sintonizados por medio del método de *prueba y error*, que permitió realizar la sintonización sobre un diseño ya impreso. Durante el proceso de desarrollo de la antena de 900 MHz fue complicado hacer el ajuste repetidamente por hacerlo en una estructura inicial, una nueva placa con el circuito cerrado y luego considerando toda la estructura. Se tenía pensado que, por ser una frecuencia más alta sobre el intervalo de las UHF, sería un proceso de sintonización muy complicado e incluso que no se lograría sintonizar a la frecuencia de interés. Por otro lado, al ajustar el segundo prototipo de 499 MHz se creyó

que, siendo una frecuencia más baja, era más accesible y sencillo sintonizarla. Sin embargo, el lazo de retorno que muestran en la evaluación final de cada prototipo es muy notoria la diferencia entre los lazos de retorno que alcanza cada una, siendo de más de 30 dB la de 900 MHz, mientras que la de 499 MHz sólo alcanzó los 22 dB. Luego, al realizar las pruebas de carga, se notó todavía más la diferencia entre el lazo de retorno con la estructura sola que cuando se colocó el cilindro, debido a que en la primera antena se mantuvo la misma frecuencia y sólo se minimizó unos cuantos dB el lazo de retorno, y en el caso de la segunda antena, se observa que se minimiza casi la mitad del valor, además de que se incrementa la frecuencia. Esto significa que el diseño utilizado en el prototipo de 900 MHz fue apto para realizar un correcto proceso de ajuste y sintonización de la frecuencia de resonancia, y en el caso de la antena de 499 MHz no es adecuado, ya que no se muestra estable la estructura respecto a los parámetros.

Es importante recalcar que al diseñar una antena es necesario contemplar la forma del tejido a evaluar y sus dimensiones. Este método de diseño es posible utilizarlo en otras antenas superficiales debido a que el análisis permite utilizar a las antenas como transmisoras, receptoras o transreceptoras. La base de esto es que hay una implicación de las leyes físicas, las cuales son válidas y extensibles a otros tipos de geometrías. Por esta razón como trabajo a futuro, los prototipos de las antenas deben de ser validados en su funcionamiento, esto por medio de imágenes con fantasmas e imágenes de tejido de rata, usando ciertos tipos de secuencias. Y así se deben obtener perfiles de la homogeneidad de las imágenes para evaluar qué tan eficiente es la respectiva antena. Estos perfiles deben de tomarse desde la sección media de las imágenes, mostrando así que es estable la antena al estar bajo acción de un campo magnético.

7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Yee K. S., **Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media**, IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-14, iss. 4, p. 302, 1966.
- [2] Reitz J., Milford F. J., Christy R. W., **Fundamentos de la teoría electromagnética**, Addison-Wesley, 1996.
- [3] A.O. Rodríguez, S. Hidalgo, R. Rojas, and F.A. Barrios. **Experimental development of a petal resonator surface (peres) coil**. Magn. Reson. Imaging, 23:1027, 2005.
- [4] S. S. Hidalgo-Tobón. **Antena superficial para imagenología y espectroscopía por resonancia magnética**. Tesis de Maestría, Física Médica, Posgrado en Ciencias Físicas de la UNAM, 2000.
- [5] Solís-Nájera, S. E. **Antena superficial PERES con envolvente circular para IRM**. Tesis de Maestría, Ingeniería Biomédica, Posgrado en Ingeniería Biomédica de la UAM-I, 2004.
- [6], [17] McRobbie, D. W., Moore, E. A., Graves, M. J., & Prince, M. R. (2006). **MRI from picture to proton**. In MRI from Picture to Proton. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511545405>.
- [7]-[11] Wright Steven M., **Basic Concepts: Components**, Proc.11th International Society for Magnetic Resonance in Medicine (ISMRM), Toronto, Ontario, Canada, Vol. 1, p. 590, 2003.
- [12] F. N. H. Robinson. **Noise and Fluctuations in Electronic Devices and Circuits**. Oxford: Clarendon, 1974.
- [13]-[15] Mispelter, J., Lupu, M., & Briguët, A. (2015). **NMR Probeheads for Biophysical and Biomedical Experiments**. In NMR Probeheads for Biophysical and Biomedical Experiments. <https://doi.org/10.1142/p759>
- [16] Solís-Nájera, S. E. **Desarrollo de antenas multicanal para Imagenología por Resonancia Magnética de altos campos magnéticos**. Tesis de doctorado, Ingeniería Biomédica, Posgrado en Ingeniería Biomédica de la UAM-I, 2010. <http://148.206.53.84/tesiuami/UAMI14633.pdf>
- [18]-[19] P. Mansfield. **The petal resonator: a new approach to surface coil design for NMR imaging and spectroscopy**. J Phys D: App Phys, Vol. 21, p 1643, 1988.