

A mi familia y mis amigos  
por haberme apoyado y ayudado  
a lo largo de estos años.

## RESUMEN

En el presente Proyecto Final de Carrera se realiza el estudio de una antena *microstrip* reconfigurable basado en la aplicación de un sintetizador de impedancias. La antena se diseña para funcionar bajo el estándar de TETRA.

Se diseñan dos antenas reconfigurables: una no compacta y otra compacta. De cada antena se analiza su impedancia de entrada y los diagramas de radiación obtenidos.

El sintetizador de impedancias es utilizado para mejorar las prestaciones de la antena y hacer viable su utilización.

A lo largo del proyecto se establecen los objetivos a cumplir y el modo de obtención de los resultados.

El proceso de diseño de las antenas se realiza con el simulador de alta frecuencia HFSS y el del sintetizador de impedancias con Microwave Office.

# ÍNDICE GENERAL

<b>1.</b>	<b>Introducción y objetivos.....</b>	<b>1</b>
1.1	Presentación.....	1
1.2	Justificación.....	1
1.3	Objetivos.....	2
1.4	Contenido del proyecto .....	2
<b>2.</b>	<b>Estudio del sistema TETRA y antenas <i>microstrip</i> reconfigurables.....</b>	<b>4</b>
2.1	Introducción al sistema TETRA .....	4
2.2	Características del sistema TETRA .....	4
2.2.1	Descripción del estándar TETRA .....	4
2.2.2	Análisis técnico de las comunicaciones en TETRA .....	6
2.3	Estudio de antenas <i>microstrip</i> reconfigurables .....	8
2.3.1	Descripción técnica de antenas <i>microstrip</i> .....	8
2.3.2	Conceptos de antenas reconfigurables .....	9
2.3.3	Aplicaciones de antenas reconfigurables .....	11
2.4	Efecto del entorno en la desadaptación de la antena .....	12
2.4.1	Técnicas de mitigación .....	13
<b>3.</b>	<b>Diseño de antenas reconfigurables en banda del sistema TETRA .....</b>	<b>15</b>
3.1	Especificaciones eléctricas .....	15
3.2	Diseño de antena reconfigurable: antena no compacta .....	15
3.2.1	Metodología de diseño .....	16
3.2.2	Antena reconfigurable no compacta: espira rectangular .....	16
3.2.2.1	Configuración de la simulación .....	17
3.2.2.2	Estructura de la geometría radiante .....	17
3.2.2.3	Resultado de las simulaciones: <i>switches</i> .....	18
3.2.2.4	Resultado de las simulaciones: condensadores y bobinas .....	20
3.2.2.5	Evaluación de resultados y necesidades .....	25
3.3	Diseño de antena reconfigurable: antena compacta .....	26
3.3.1	Metodología de diseño .....	26
3.3.2	Antena reconfigurable compacta: conjunto espiras hexagonales .....	26
3.3.2.1	Configuración de la simulación .....	26
3.3.2.2	Estructura de la geometría radiante .....	27
3.3.2.3	Resultado de las simulaciones: <i>switches</i> .....	27
3.3.2.4	Resultado de las simulaciones: condensadores y bobinas .....	29
3.3.2.5	Evaluación de resultados y necesidades .....	33

<b>4.</b>	<b>Implementación del sintetizador de impedancias .....</b>	<b>35</b>
4.1	Proceso de diseño del sintetizador: espira rectangular .....	35
4.1.1	Adaptadores de impedancia .....	35
4.1.2	Diseño con cargas reales: sintetizador automático .....	35
4.2	Proceso de diseño del sintetizador: array de hexágonos .....	39
4.2.1	Adaptadores de impedancia .....	39
4.2.2	Diseño con cargas reales: sintetizador automático .....	40
4.3	Evaluación etapa de sintetizador .....	42
<b>5.</b>	<b>Resultados experimentales .....</b>	<b>43</b>
5.1	Topología final .....	43
5.2	Validación experimental .....	46
5.3	Comparativa entre resultados experimentales y simulados. Conclusiones .....	52
<b>6.</b>	<b>Conclusiones .....</b>	<b>53</b>
	<b>REFERENCIAS .....</b>	<b>55</b>
	 <b>ANEXO. I. Descripción del simulador HFSS11.....</b>	 <b>A-1</b>
	<b>ANEXO. II. Descripción del simulador Microwave Office 9.0.....</b>	<b>A-5</b>
	<b>ANEXO. III. Parámetros básicos de Antenas .....</b>	<b>A-8</b>
	ANEXO. III.1. Impedancia, Relación de Onda Estacionaria y Adaptación de la entrada .....	A-8
	ANEXO. III.2. Densidad de Potencia Radiada, Intensidad de Radiación y Diagrama de Radiación .....	A-11
	ANEXO. III.3. Directividad, Ganancia de Antena y Ancho de Banda .....	A-13

<b>ANEXO. IV. Prueba de obtención de Reconfigurabilidad para una Antena de Tetra .....</b>	<b>A-15</b>
ANEXO. IV.1. Simulación de la Geometría Radiante.....	A-15
ANEXO. IV.2. Modificación realizada .....	A-17
ANEXO. IV.3. Conclusiones obtenidas .....	A-18
<b>ANEXO. V. Ampliación del estudio del estándar TETRA .....</b>	<b>A-20</b>
ANEXO. V.1. Codificación y Modulación en TETRA.....	A-20
ANEXO. V. 2. Aplicaciones en Comunicaciones Móviles.....	A-22

## **Lista de Figuras**

<b>Figura.2.1-</b> Sistema TETRA e interconexión con otras redes .....	6
<b>Figura.2.2-</b> TDMA en comunicaciones TETRA .....	7
<b>Figura.2.3-</b> Comparativa TETRA con otros estándares de comunicaciones .....	7
<b>Figura.2.4</b> – Antena básica microstrip .....	8
<b>Figura.2.5-</b> Ejemplo Antena Reconfigurable mediante diodos y cargas .....	10
<b>Figura.2.6</b> – Sistema de comunicaciones MIMO, múltiples antenas TX-RX .....	11
<b>Figura.2.7-</b> Red de adaptación en ‘pi’ .....	13
<b>Figura.2.8-</b> Red de adaptación con inversores .....	13
<b>Figura.2.9-</b> Esquema del montaje final de la antena .....	14
<b>Figura.3.1-</b> Estructura de la antena reconfigurable no compacta .....	17
<b>Figura.3.2-</b> Equivalente circuital ON Switch .....	18
<b>Figura.3.3-</b> Equivalente circuital OFF Switch .....	18
<b>Figura.3.4</b> - Pérdidas de retorno utilizando switches de la antena no compacta .....	19
<b>Figura.3.5</b> - Comparativa entre dos configuraciones diferentes de la antena .....	19
<b>Figura.3.6-</b> Pérdidas de retorno de la antena reconfigurable no compacta .....	20
<b>Figura.3.7-</b> Configuración 1. Diagrama de radiación. Plano X-Z. ....	21
<b>Figura.3.8-</b> Configuración 2. Diagrama de radiación. Plano X-Z. ....	21
<b>Figura.3.9-</b> Configuración 3. Diagrama de radiación. Plano X-Z. ....	22
<b>Figura.3.10-</b> Configuración 4. Diagrama de radiación. Plano X-Z. ....	22
<b>Figura.3.11-</b> Configuración 5. Diagrama de radiación. Plano X-Z. ....	22
<b>Figura.3.12-</b> Configuración 1. Diagrama de radiación. Plano Y-Z.....	22
<b>Figura.3.13-</b> Configuración 2. Diagrama de radiación. Plano Y-Z. ....	22
<b>Figura.3.14-</b> Configuración 3. Diagrama de radiación. Plano Y-Z.....	23
<b>Figura.3.15-</b> Configuración 4. Diagrama de radiación. Plano Y-Z. ....	23
<b>Figura.3.16-</b> Configuración 5. Diagrama de radiación. Plano Y-Z. ....	23
<b>Figura.3.17-</b> Configuración 1. Diagrama de radiación. Plano X-Y.....	23
<b>Figura.3.18-</b> Configuración 2. Diagrama de radiación. Plano X-Y. ....	23
<b>Figura.3.19-</b> Configuración 3. Diagrama de radiación. Plano X-Y.....	23
<b>Figura.3.20-</b> Configuración 4. Diagrama de radiación. Plano X-Y. ....	23
<b>Figura.3.21-</b> Configuración 5. Diagrama de radiación. Plano X-Y. ....	24
<b>Figura.3.22</b> – Estructura de antena reconfigurable compacta .....	27
<b>Figura.3.23-</b> Pérdidas de retorno utilizando switches en la antena compacta .....	28
<b>Figura.3.24-</b> Comparativa entre dos configuraciones distintas de la antena .....	28
<b>Figura.3.25</b> - Pérdidas de retorno en la antena reconfigurable compacta .....	29
<b>Figura.3.26-</b> Configuración 1. Diagrama de radiación. Plano X-Z.....	30
<b>Figura.3.27-</b> Configuración 2. Diagrama de radiación. Plano X-Z. ....	30
<b>Figura.3.28-</b> Configuración 3. Diagrama de radiación. Plano X-Z. ....	30
<b>Figura.3.29-</b> Configuración 4. Diagrama de radiación. Plano X-Z. ....	30
<b>Figura.3.30-</b> Configuración 1. Diagrama de radiación. Plano Y-Z.....	31
<b>Figura.3.31-</b> Configuración 2. Diagrama de radiación. Plano Y-Z. ....	31
<b>Figura.3.32-</b> Configuración 3. Diagrama de radiación. Plano Y-Z.....	32
<b>Figura.3.33-</b> Configuración 4. Diagrama de radiación. Plano Y-Z. ....	32
<b>Figura.3.34-</b> Configuración 1. Diagrama de radiación. Plano X-Y.....	32
<b>Figura.3.35-</b> Configuración 2. Diagrama de radiación. Plano X-Y. ....	32
<b>Figura.3.36-</b> Configuración 3. Diagrama de radiación. Plano X-Y.....	33
<b>Figura.3.37-</b> Configuración 4. Diagrama de radiación. Plano X-Y. ....	33



## **Lista de Tablas**

<b>Tabla.2.1-</b> Características del estándar TETRA .....	5
<b>Tabla.2.2-</b> Bandas de frecuencia recomendadas para TETRA.....	5
<b>Tabla.3.1-</b> Equivalencia funcional del condensador y bobina.....	16
<b>Tabla.3.2 -</b> Diferentes configuraciones de las cargas en la antena no compacta .....	20
<b>Tabla.3.3 –</b> Características de las diferentes configuraciones de las cargas .....	21
<b>Tabla.3.4-</b> Directividad plano X-Y .....	24
<b>Tabla.3.5-</b> Directividad plano Y-Z .....	24
<b>Tabla.3.6-</b> Directividad en plano X-Z .....	25
<b>Tabla.3.7-</b> Diferentes configuraciones de las cargas en la antena compacta .....	29
<b>Tabla.3.8-</b> Directividad plano X-Z .....	31
<b>Tabla.3.9 –</b> Directividad plano Y-Z .....	32
<b>Tabla 3.10 -</b> Directividad plan X-Y.....	33
<b>Tabla.4.1 –</b> Valores ideales de las cargas de adaptación .....	36
<b>Tabla.4.2-</b> Valores de las cargas reales de adaptación.....	37
<b>Tabla.4.3-</b> Valores ideales de la bobina variable .....	39
<b>Tabla.4.4-</b> Valores de la bobina variable real .....	41
<b>Tabla. 5.1-</b> Valores de las cargas en las antenas reconfigurables .....	45
<b>Tabla.A.1-</b> Salto de fase en la modulación $\pi/4$ DPSK .....	A-21



## GLOSARIO

GLOSARIO DE ACRONIMOS	
TETRA	Terrestrial Trunked Radio
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
GSM	Global System for Mobile Communication
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
TDMA	Time Division Multiple Access
TDD	Time Division Duplex
FDD	Frequency Division Duplex
ERO	European Radio Office
CEPT	Council of European Post Telecommunications
UL	Up Link
DL	Down Link
MSC	Mobile Switching Center
BTS	Base Transceiver Station
PABX	Private Automatic Branch Exchange
PDO	Packet Data Optimized
BER	Bit Error Rate
CELP	Code Excited Linear Prediction
DPSK	Differential Phase Shift Keying
SMS	Short Message Service
UWB	Ultra Wide Band
MIMO	Multiple Input Multiple Output
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
MEG	Mean Effective Gain



# ***CAPÍTULO 1***

## **INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS**

### **1.1 PRESENTACIÓN**

En el siguiente proyecto, se va a presentar el diseño de una antena reconfigurable para aplicaciones trabajando bajo el estándar de TETRA. A lo largo del mismo, se llevará a cabo un análisis de los sistemas funcionando bajo este estándar, así como una descripción genérica de antenas microstrip y reconfigurables, elegidas como solución para el desarrollo del proyecto.

Se llevará a cabo una presentación de las antenas reconfigurables que mejor funcionamiento han presentado para el sistema de interés, así como un análisis de la mejora que supone el implementar el sintetizador de impedancias automático para la solución definitiva. También se realizará un montaje físico para comprobar y tener una aplicación práctica de las simulaciones realizadas.

### **1.2 JUSTIFICACIÓN**

En las comunicaciones móviles actuales, se busca conseguir la mayor tasa de transmisión de datos, lo que requiere obtener la mayor relación señal a ruido posible. Esta necesidad genera que se tengan en cuenta técnicas de mejora de la calidad de la señal que se tiene en el receptor.

Una de las técnicas que mayores posibilidades ofrece es conseguir antenas que permita orientar el diagrama de radiación de la antena. Así, mediante esta técnica, se podría adaptar el modo de recepción de la antena, adecuándolo a las necesidades de las comunicaciones móviles. La reconfigurabilidad en el diagrama de radiación de la antena permite además mejoras en aspectos como interferencias entre aplicaciones y usuarios, así como en la prioridad de las aplicaciones ofrecidas a los usuarios.

Desde el punto de aplicación en antenas, conseguir reconfigurabilidad en el diagrama de radiación resulta relativamente sencillo mediante el uso de distribuciones de elementos o *arrays*. Esta técnica, sin embargo, presenta como principal inconveniente la dimensión global del conjunto de las antenas, lo cual hace que no sea muy útil para antenas integradas en el receptor donde priman las dimensiones.

Por esto, se busca conseguir diagramas de radiación reconfigurables utilizando una única antena o que el conjunto de la misma presente unas dimensiones compactas. Esto permitirá poder ser implementadas en dispositivos móviles. Entre las técnicas más usadas para este fin, se encuentra la de variar la distribución de corriente en la antena, modificando así el campo radiado, usando cargas variables colocadas convenientemente en la antena.

### **1.3 OBJETIVOS**

Se deberá cumplir una serie de objetivos en el diseño de la antena reconfigurable:

- La estructura que se proponga deberá presentar una frecuencia de resonancia dentro de la banda de trabajo de interés de TETRA. En este caso, se trata de la banda de 460-470 Mhz.
- La solución propuesta deberá tener un diagrama de radiación reconfigurable. Esto supone que mediante una variación en los elementos o estructura de la misma, se pueda obtener el diagrama de radiación con características variables, dependiendo de las necesidades.
- La antena deberá ser de tipo impresa para implementarse en dispositivos móviles de comunicaciones.
- El sustrato a utilizar deberá de ser del tipo FR4-epoxy con  $\epsilon_r = 4.4$  y un espesor de  $h=0.8$  mm o  $h=1.6$  mm.
- Se deberá diseñar e implementar un sintetizador automático de impedancias para el funcionamiento de la antena o para su mejora.

El diseño de la antena se desarrolla pensando siempre en que pueda ser posteriormente utilizada en una aplicación real.

### **1.4 CONTENIDO DEL PROYECTO**

En primer lugar, se presentará el estándar de TETRA y las características básicas de los sistemas que se basan en él. Esto establecerá los criterios que el diseño deberá cumplir para que pueda tener una aplicación práctica. Igualmente, se lleva a cabo un estudio del tipo de antenas que se suelen implementar en estas aplicaciones y que servirán como punto de partida para desarrollar el proyecto.

Una vez presentados los aspectos teóricos, se desarrollan las geometrías radiantes mediante simulación. Para ello se llevará a cabo un estudio de la estructura de las mismas y de la reconfigurabilidad que permiten. Los diseños obtenidos mediante simulación se clasifican según se trate de un diseño compacto de antena o no. También se considera un estudio comparativo de los diagramas de radiación que se obtienen a partir de los estados o configuraciones diferentes de las antenas.

## **Diseño de Antenas Inteligentes basado en la aplicación de un sintetizador de impedancias**

Seguidamente, se lleva a cabo un estudio del sintetizador de impedancias automático que se implementará para cada antena y que permitirá que las soluciones sean viables desde un punto práctico. Se analizará su estructura y se mostrarán las aportaciones que supondrán el uso de esta etapa en el diseño final.

Por último, se presentan los montajes físicos que de las soluciones teóricas se realicen. Se analizará en qué grado se cumple lo calculado mediante simulaciones y se justificará el resultado que los montajes físicos deparen.

## ***CAPÍTULO 2***

# **ESTUDIO DEL SISTEMA TETRA Y ANTENAS MICROSTRIP RECONFIGURABLES**

## **2.1 INTRODUCCIÓN AL SISTEMA TETRA**

El sistema TETRA (Terrestrial Trunked Radio) es un estándar elaborado por el ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Se trata de un estándar abierto, ya que ha reunido propuestas tanto del sector privado como de las instituciones públicas. La norma del sistema de comunicación de TETRA permite grandes facilidades para los servicios troncales, desde la comunicación en modo directo como las llamadas en grupo.

La finalidad principal de este sistema es establecer una norma abierta para las comunicaciones móviles troncales. Al tratarse de un estándar abierto, no se ha fijado la infraestructura de comunicación, dejando libertad a los fabricantes.

A continuación se presentan las principales características de este estándar, así como un estudio de antenas microstrip reconfigurables que se aplicarán al mismo.

## **2.2 CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA TETRA**

### **2.2.1 DEFINICIÓN DEL ESTÁNDAR TETRA**

El estándar de TETRA está definido básicamente para satisfacer las necesidades de los usuarios de radio móvil privada. Los sistemas que lo utilizan ofrecen anchos de banda relativamente elevados que permiten aplicaciones multimedia de voz y datos. La tasa de transmisión que ofrece este estándar varía hasta los 28,8 kbits, lo cual supone un aumento considerable con respecto a otros estándares de la misma aplicación como GSM. A continuación, se presenta una tabla con las principales características técnicas de TETRA. El estándar de acuerdo a la norma ETSI TS 100392-15 [Ref.4 cap.5]:

**Tabla.2.1-** Características del estándar TETRA

Espaciamiento de Canal	25 kHz
Modulación	$\pi/4$ DQPSK
Tasa de Modulación	36 kbit/s
Bits por símbolo	2
Formato de acceso	TDMA TDD/FDD
Número de canales por portadora	4 time slots por cada trama TDMA (56.67 ms)
Control de potencia de la estación móvil	Pasos de 5 dB, entre 15 y 40 dBm
Retardo de multitrayecto máximo	5s.
Relación portadora/interferencia cocanal	$C/I_C = 19$ dB

En cuanto a la reserva de banda frecuencias para su funcionamiento, no se ha alcanzado un acuerdo inicial como en otros estándares como GSM. Así, la recomendación del Grupo ERO (European Radio Office) de la CEPT ha sido [Ref.5 pág.246]:

**Tabla.2.2-** Bandas de frecuencia recomendadas para TETRA

Banda de Frecuencia	Atribución
380-390 Mhz (UL)/ 390-400 Mhz (DL)	Redes de servicios de seguridad y emergencia
410-420 Mhz (UL)/ 420-430 Mhz (DL)	Redes móviles troncales, tanto de autoprestación como de servicio a terceros
450-460 Mhz (UL)/ 460-470 Mhz (DL)	
870-888 Mhz (UL)/ 915-933 Mhz (DL)	Sistemas móviles con asignación dinámica de canales para voz y datos

En cuanto a la potencia del transmisor, la especificación difiere según se trate de una estación base o de una estación móvil. Para las estación base se definen nueve clases, separadas entre sí por intervalos de 2 dB, que van desde los 28 dBm hasta los 44 dBm de potencia. En el caso de las estaciones móviles, se reduce a tres clases diferentes de 40, 35 y 30 dBm [Ref.5 págs. 247,248].

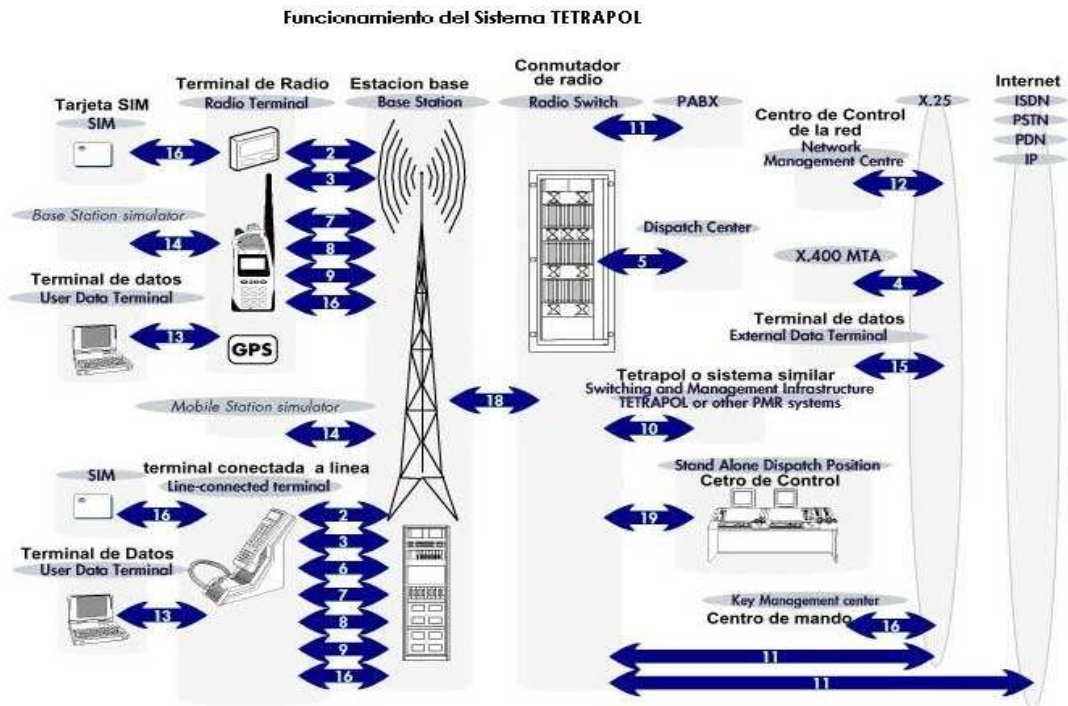
Igualmente, los estados en los que se puede encontrar el transmisor son:

- Activo, cuando transmite ráfagas
- No activo, estado transitorio previo o posterior a transmitir.
- Inactivo, cuando no hay ninguna transmisión.

Igualmente, cabe destacar que el nivel máximo de interferencia con el canal adyacente es de -60 dBc, con una separación frecuencial de 25 kHz. Esta exigencia implica un alto grado de linealidad del transmisor. Existen para ello diferentes técnicas que consisten básicamente en utilizar elementos no lineales y retroalimentación para obtener mejor linealización.

### 2.2.2 ANALISIS TÉCNICO DE LAS COMUNICACIONES TETRA

Las redes de radio basadas en el sistema TETRA se articulan en torno a los centros de conmutación MSC que permite realizar la conexión con las BTS y además enlaza con otras redes públicas y privadas (Internet, X25,...). También permite la conexión directa a PABX y terminales locales de línea a las BTS. En la figura adjunta se puede observar un ejemplo de estas redes [Ref.16]:



**Figura.2.1-** Sistema TETRA e interconexión con otras redes

En estas redes, existen básicamente dos modos de funcionamiento:

- Modo Voz + Datos (V+D). Para aplicaciones de telefonía y datos
- Modo paquetes de datos optimizados (PDO: Packet Data Optimized). Para aplicaciones de intercambio electrónico y mensajería vocal así como localización y gestión de vehículos.

Así, dependiendo del funcionamiento de la red, presentará una serie de características básicas. Para TETRA V+D [Ref.4 cap.5] [Ref.5 pág.239], según las hipótesis de red establecidas por ETSI, se tiene:

- Tiempo de establecimiento de llamada < 30 ms.
- Grado de servicio: 5%
- Tiempo de establecimiento de llamadas de 300 ms. para sistemas de conmutación de circuitos y de hasta 2 s. para conmutación de paquetes.
- En los sistemas de conmutación de paquetes orientados a conexión el retardo de tránsito será menor a 500 ms. En los sistemas no orientados a conexión el retardo varía entre 3s., 5s. y 10s. según la prioridad dada a los paquetes.
- Régimen binario neto hasta 19,2 kbit/s.

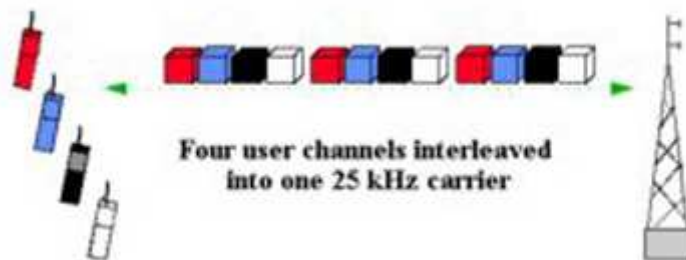


En sistemas TETRA PDO sus características básicas serán [Ref.5 pág.240]:

- Retardo de tránsito a través de la interfaz radio  $< 100$  ms.
- Tasa de errores BER  $< 10^{-10}$
- Dimensiones de paquetes similares a la transmisión por línea.

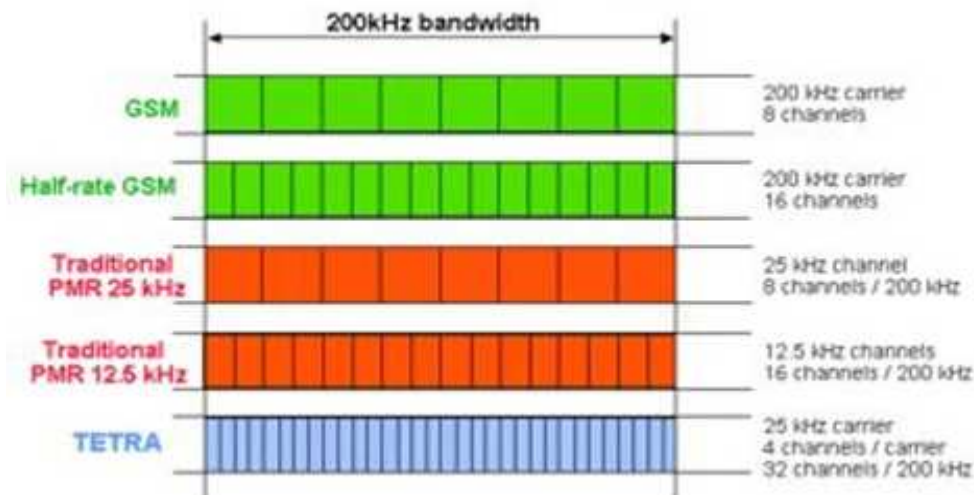
En ambos sistemas, la calidad de voz obtenida es mejor que en los sistemas analógicos. Las dos modalidades soportan el mismo tipo de equipos, exceptuando los terminales móviles de voz que son propios de los sistemas TETRA PDO.

TETRA funciona como un sistema digital con multiacceso por TDMA [Ref.5 cap.9.4]. Esto supone que cada usuario transmite y recibe en forma de ráfagas de bits entre intervalos en los que no se transmite nada [Fig.2.2]. Los bits de información se someten a procesamiento digital para mejorar las prestaciones de la comunicación y aumentar la privacidad.



**Figura.2.2-** TDMA en comunicaciones TETRA

El estándar de TETRA supone una mejora importante en eficiencia espectral y número de canales con respecto a los estándares utilizados anteriormente [Fig.2.3].



**Figura.2.3-** Comparativa TETRA con otros estándares de comunicaciones

## 2.3. ESTUDIO DE ANTENAS *MICROSTRIP* RECONFIGURABLES

Se define como antenas microstrip reconfigurables a aquellas que permiten cambios reversibles en algunas de sus características, como pueden ser la frecuencia de resonancia de la antena o su diagrama de radiación. Las antenas irán impresas en un sustrato, facilitando su implementación en dispositivos móviles.

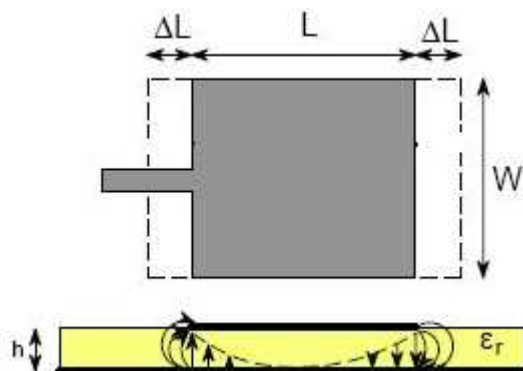
### 2.3.1 DESCRIPCIÓN TÉCNICA DE ANTENAS *MICROSTRIP*

Las antenas de tipo microstrip son antenas que van impresas en sobre un sustrato de permitividad relativa  $\epsilon_r$ . Esto supone que puedan integrarse en el mismo diseño que un aparato de comunicaciones como un elemento electrónico más. El uso de esta tecnología en dispositivos móviles ha permitido una gran reducción en sus dimensiones, ya que habitualmente solía ser la antena el elemento de mayor tamaño y requería construirse como un elemento aparte del conjunto del mismo. Por ello, se trata de un tipo de antena de gran uso en la actualidad.

Las antenas microstrip suelen presentar un ancho de banda [Anexo III pág. 14] reducido que depende del espesor del dieléctrico, lo cual hace que se utilicen para frecuencias dentro de la banda de las microondas. Suelen presentar una baja eficiencia de radiación [Anexo III pág. 9], así como una baja directividad [Anexo III pág.13]. Ello hace que suelen utilizarse como array de parches para aumentar la directividad del conjunto y ampliar las aplicaciones de las mismas, siempre que las dimensiones del conjunto no supongan una limitación.

Las antenas de tipo microstrip suelen ser fáciles de fabricar y baratas, además de su fácil integración en circuitos. Precisamente por ese interés comercial de las mismas, se están llevando a cabo una gran cantidad de estudios para conseguir solventar los inconvenientes que presentan, como sería el uso de antenas microstrip de banda ancha y antenas sectoriales que mejoren su directividad.

Los parámetros de diseño habituales de las antenas microstrip suelen ser :



**Figura.2.4** – Antena básica microstrip

- $L$ : Representa la longitud del parche y es el parámetro habitual que fija la frecuencia de diseño. [Ref. 9 pág. 819]

$$L = \frac{c}{2f_o \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.4)$$

$c$  representa la velocidad de la luz y su valor es  $c=3*10^8$  m/s,  $f_o$  representa la frecuencia de resonancia y  $\epsilon_{reff}$  es la permitividad dieléctrica relativa efectiva del substrato.

- $\epsilon_{reff}$ : Permitividad relativa efectiva que fija el substrato elegido y que influye en las dimensiones del parche.[Ref. 9 pág. 817].

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{l}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.5)$$

$\epsilon_r$  representa la permitividad dieléctrica relativa del substrato,  $h$  es el espesor del mismo y  $l$  su longitud.

- $\Delta L$ : Alargamiento de la estructura radiante debido al efecto capacitivo de los extremos.[Ref. 9 pág. 818]

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{l}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{l}{h} + 0,8\right)} \quad (2.6)$$

$\epsilon_{reff}$  es la permitividad dieléctrica relativa efectiva del substrato,  $h$  es el espesor del mismo y  $l$  su longitud.

- $W$ : Anchura del parche microstrip.[Ref. 9 pág. 819]

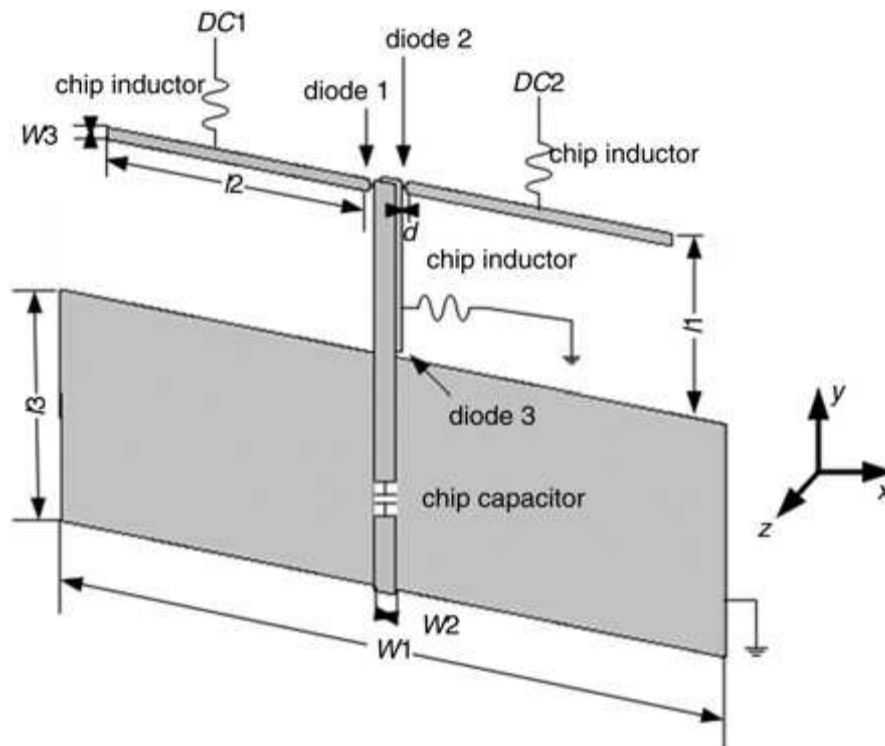
$$W = \frac{1}{2f_o \sqrt{\epsilon_o * \mu_o}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.7)$$

$\epsilon_r$  es la permitividad dieléctrica relativa del substrato,  $f_o$  representa la frecuencia de resonancia,  $\epsilon_o$  es la permitividad eléctrica del vacío,  $\mu_o$  es la permeabilidad electromagnética del vacío.

### **2.3.2 CONCEPTOS DE ANTENAS RECONFIGURABLES**

Una antena reconfigurable es aquella que es capaz de cambiar alguna de sus características principales mediante la redistribución de corrientes o modificando los campos electromagnéticos de la apertura efectiva de la antena. Las antenas reconfigurables permiten generar cambios en la impedancia de entrada, la frecuencia de resonancia o el diagrama de radiación. Esto supone ventajas como una mayor directividad o antenas multibanda trabajando a diferentes frecuencias.

Normalmente, los cambios que se producen en la antena se realiza con diferentes mecanismos, entre los que destacan principalmente: interruptores o *switches*, cargas reactivas, sintetizadores o cambios en la estructura [Fig.2.5].



**Figura.2.5-** Ejemplo Antena Reconfigurable mediante diodos y cargas

Así, dependiendo del modo en que se consigue realizar la reconfiguración de la antena se obtiene variabilidad en un determinado parámetro de la misma. Precisamente, el objetivo principal de una antena reconfigurable será mantener el parámetro correspondiente en un rango determinado para los diferentes estados de funcionamiento de la misma. Este es un objetivo difícil de cumplir y puede obligar a un cambio en el diseño principal o a diseñar una etapa complementaria, como un adaptador de impedancias para mantener la frecuencia de resonancia dentro de una banda de interés.

Entre las principales características de las antenas reconfigurables que permitirán clasificarlas destacan:

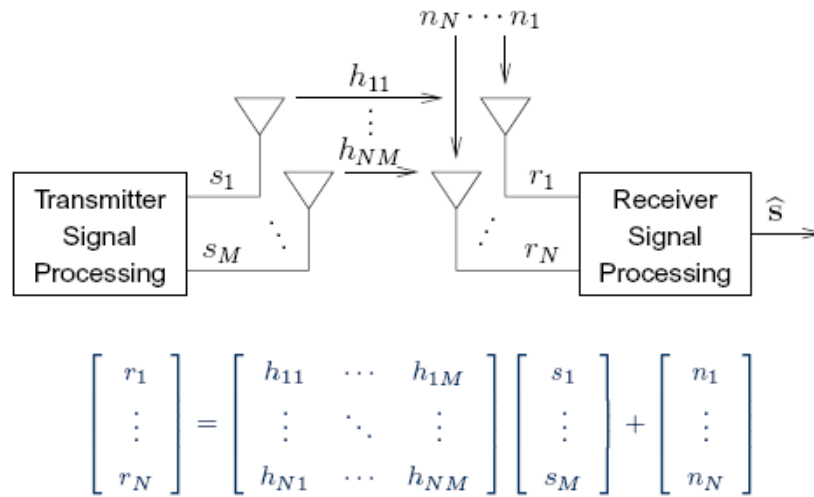
- Parámetro de interés de la antena, como puede ser obtener un diagrama de radiación o una impedancia de entrada reconfigurable. [Anexo. III pág. 8]
- Modo de reconfiguración. Dependerá de si se consigue realizar un diseño reconfigurable, bien a través de modificar un elemento directo de la antena, o bien cambiando un elemento parásito.
- Continuidad de la reconfiguración. En este caso dependerá de si se tiene un rango discreto de estados de reconfiguración o si el rango es continuo, lo que significa que la antena varía sus características para un determinado rango de interés.

### 2.3.3 APLICACIONES DE ANTENAS RECONFIGURABLES

El desarrollo de las comunicaciones móviles ha propiciado el avance tecnológico de las antenas reconfigurables. La necesidad de trabajar a diferentes bandas de frecuencias para una aplicación o de ofrecer diferentes canales de uso dentro de un entorno de comunicaciones celular, ha llevado a diseñar antenas que permitan variar sus características sin necesidad de realizar una nueva estructura.

Aplicaciones habituales de este tipo de antenas son dispositivos *wireless* multifunción o sistema de banda ultra-ancha (UWB), donde se puede orientar el diagrama de radiación de una antena para obtener mejor calidad en la señal o evitar interferencias con otras aplicaciones trabajando a frecuencia similares.

Este tipo de antenas también son muy utilizadas en sistemas MIMO (Multiple-input Multiple-output) [Ref.3 pág.1], que permiten tener múltiples canales de recepción y transmisión, lo cual aumenta sustancialmente la velocidad de transmisión de datos en redes inalámbricas. Gracias a las antenas reconfigurables, se puede reducir el número de antenas necesarias que se necesitan para ofrecer a servicio a todos los usuarios de este sistema, ya que en el caso de utilizar las antenas habituales, habría que implementar una diferente para cada frecuencia y canal.



**Figura.2.6** – Sistema de comunicaciones MIMO, múltiples antenas TX-RX

En TETRA, este tipo de antenas resultan útiles para mejorar la comunicación con una estación base mediante la selección de un canal adecuado. Igualmente, puede facilitar que desde la misma se puedan seleccionar los usuarios a los que se quiere dar cobertura gracias a la posibilidad de desplazar el diagrama de radiación de las antenas.

Además, en recepción las antenas reconfigurables permiten mejorar la Ganancia Media Efectiva (MEG) [Ref.14 pág. 2]. Este parámetro es una medida estadística del comportamiento de la antena en un entorno multitrayecto. La potencia recibida en la antena se podrá obtener a través de los diagramas de radiación y de las características del canal usando este parámetro. La MEG se define como la relación entre la potencia media recibida y la potencia media incidente a la antena. Se calcula como:

$$MEG = \oint \left( \frac{\Gamma}{1+\Gamma} P_{\theta}(\Omega) G_{\theta}(\Omega) + \frac{1}{1+\Gamma} P_{\phi}(\Omega) G_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega \quad (2.8)$$

Donde  $G_{\theta}$  y  $G_{\phi}$  son las componentes  $\theta$  y  $\Phi$  de la ganancia en potencia de la antena,  $P_{\theta}$  y  $P_{\phi}$  son las componentes  $\theta$  y  $\Phi$  de la densidad de función angular de las ondas incidentes planas [Ref.14 pág.2],  $\Omega$  es el ángulo de incidencia ( $\theta, \Phi$ ),  $\Gamma$  es el coeficiente de polarización cruzada, definido como la relación entre la potencia media recibida en la componente vertical y la potencia media recibida en la componente horizontal, y el cual depende del entorno que le rodea.

Con el uso de antenas reconfigurables se mejora la MEG de la misma, ya que se puede variar el diagrama de ganancia y compensar así la degradación que se produce en entornos *wireless* debido a la propagación multitrayecto.

## **2.4 EFECTO DEL ENTERNO EN LA DESADAPTACIÓN DE LA ANTENA**

A la hora de realizar el montaje, hay que tener en cuenta las limitaciones que existen debido al entorno en que funciona la antena. Así, por ejemplo, el acoplamiento de la antena con objetos metálicos o la proximidad del usuario a la antena, hace que parámetros como la impedancia de entrada varíe con respecto a la medida ideal que se había llevado a cabo.

El cálculo del coeficiente de reflexión de la antena será [Ref.6 pág.2]:

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_o}{Z_A + Z_o} \quad (2.9)$$

$Z_A$  es el valor de la impedancia de entrada de la antena y  $Z_o$  la impedancia característica de la alimentación, habitualmente 50  $\Omega$ .

Debido a las condiciones cambiantes en entornos móviles, el coeficiente de reflexión sería para cada instante [Ref.6 pág.2]:

$$\Gamma = \frac{Z_A(n) - Z_o(n)}{Z_A(n) + Z_o(n)} \quad (2.10)$$

$Z_A(n)$  es la impedancia de entrada de la antena para cada instante  $n$  y  $Z_o(n)$  es la impedancia característica de la alimentación en cada instante  $n$ .

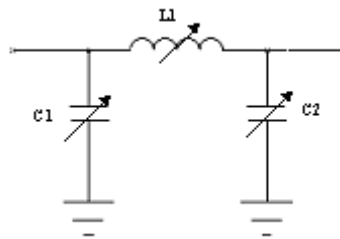
Como se observa, el cálculo teórico que se ha realizado de la impedancia de entrada de la antena varía en cada instante, lo cual puede suponer pérdida en la eficiencia de la antena, trasladándose a degradación de las comunicaciones.

Igualmente, si se diseñan antenas reconfigurables que varíen debido a cargas reactivas implica que su impedancia de entrada varía para cada configuración. Esto hace que el parámetro de pérdidas de entrada para una banda de frecuencia pueda variar drásticamente de una configuración a otra. Lo que interesa es mantenerse en una adaptación adecuada para la banda de trabajo, que puede requerir modificar la impedancia del conjunto mediante una red de adaptación de la antena para compensar los cambios que se presenten entre las distintas configuraciones.

Para mitigar este efecto del entorno y el cambio de impedancia de entrada entre los distintos estados, se puede llevar a cabo técnicas que compensen esta variación. Una de las más interesantes será el uso de un sintetizador automático de impedancias para conseguir adaptar la antena para los diferentes valores de impedancia de entrada que se puedan presentar.

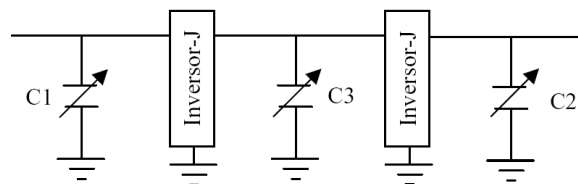
#### **2.4.1 TECNICAS DE MITIGACIÓN**

Para compensar los cambios en cada instante en la impedancia de entrada de la antena, se diseña una etapa previa de adaptación de impedancias. La red de adaptación va a estar basada en una red en 'pi' mediante elementos concentrados [Ref.7 cap.2]. El esquema será el siguiente:



**Figura.2.7-** Red de adaptación en 'pi'

Debido a la dificultad de implementar una inductancia sintonizable, será necesario el uso de inversores de impedancia para conseguir mediante un condensador variable, un conjunto que sustituya a la inductancia a sintetizar:



$$L_{\text{equiv}} = C3 / J^2$$

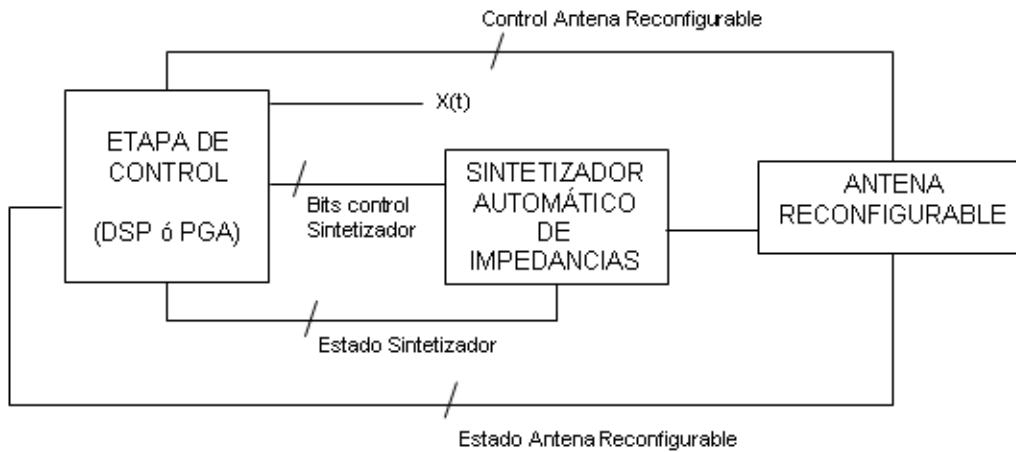
**Figura.2.8-** Red de adaptación con inversores

Los inversores de impedancia se diseñan para trabajar a una frecuencia de 460 Mhz. Con ello el circuito será más viable de realizar.

## Diseño de Antenas Inteligentes basado en la aplicación de un sintetizador de impedancias

Para trabajar con potencias elevadas, el uso de varactores como condensadores variables dificulta el diseño, debido a que son elementos utilizados para baja potencia. Por ello, los condensadores sintonizables se realizarán con redes de condensadores discretos seleccionados mediante conmutadores o *switches* para obtener la impedancia deseada.

Con esto, el diseño de la estructura de la antena es:



**Figura.2.9-** Esquema del montaje final de la antena



## **CAPÍTULO 3**

### **DISEÑO DE ANTENAS RECONFIGURABLES EN BANDA DEL SISTEMA TETRA**

En este capítulo se van a presentar los diseños de antenas reconfigurables que se obtienen para la banda TETRA. Se realizarán dos antenas de tipo microstrip que presentarán un diagrama de radiación reconfigurable.

#### **3.1. ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS**

Las geometrías radiantes deberán cumplir las siguientes restricciones:

- a) Presentar una frecuencia de resonancia en alguna de las bandas del sistema TETRA. Para ello, se ha elegido  $f_o = 460$  Mhz., con lo que se tratará de adecuar lo máximo posible a esta frecuencia en el diseño. En este diseño, la frecuencia de resonancia corresponderá con aquella que presente menores pérdidas de retorno.
- b) Se define el ancho de banda de la antena como el rango de frecuencias para el cual las pérdidas de retorno son menores de -10 dB. Esto equivale a un  $VSWR \leq 2$ . [Anexo. III pág. 10]
- c) El sustrato utilizado será FR4 epoxy con una anchura de  $h = 1.6$  mm. Este sustrato presenta una permitividad eléctrica  $\epsilon_r = 4.4$ , con un tangente de pérdidas de  $\delta = 0.015$ .
- d) La variabilidad del diagrama de radiación se deberá observar en el corte con alguno de los planos siguientes: plano X-Y, plano X-Z y plano Y-Z. [Anexo III. pág.13]
- e) En caso de que fuera necesario, se podría implementar un sintetizador de impedancias para mejorar las pérdidas de retorno y aumentar el ancho de banda de la antena. [Anexo III. págs. 9-14]

Teniendo en cuenta todas estas premisas, se pasará a realizar el diseño de la antena utilizado para ello el simulador HFSS (High Frequency Structure Simulator) [Anexo I].

#### **3.2 DISEÑO DE ANTENA RECONFIGURABLE: ANTENA NO COMPACTA**

A continuación, se desarrolla el diseño de la antena reconfigurable. En este caso la solución que se presenta no tiene unas dimensiones adecuadas al criterio de antena compacta, ya que su tamaño es aproximadamente  $\lambda_o/4$ . Primeramente, se define la filosofía de diseño para posteriormente mostrar las simulaciones del diseño.

$$\lambda_o/4 = \frac{c}{4f_o} = 0,163m. \quad (3.1)$$





Donde  $\lambda_o$  es la longitud de onda a la frecuencia de resonancia,  $c$  es la velocidad de la luz y  $f_o$  es la frecuencia de resonancia de la antena.

### **3.2.1 METODOLOGÍA DE DISEÑO**

El principal fundamento en el que se basa la antena para conseguir el objetivo de variabilidad en su diagrama de radiación es modificar la densidad de corriente superficial en la misma. Así, al usar como cargas condensadores en lugar de bobinas, la densidad de corriente en la antena cambia, modificando el diagrama de radiación. Con las diferentes interconexiones, se logra variar los elementos de la antena que radiarían, logrando un diagrama de radiación reconfigurable.

Cambiando los diferentes elementos pasivos que interconectarán las diferentes partes de la antena, se consigue que dicho elemento cree ondas electromagnéticas. Esto se logra bien sea conectando una bobina en serie (con lo que se permite el paso de la corriente por dicho elemento) o bien con un condensador en serie (lo que bloquearía el paso de corriente). Este comportamiento sería similar a colocar conmutadores variando su estado ON-OFF, aunque los elementos pasivos permitirán adaptar las pérdidas de retorno para la frecuencia buscada, permitiendo plantearse estructuras más compactas.

**Tabla.3.1-** Equivalencia funcional del condensador y bobina

<b>ELEMENTO INTERCONEXIÓN</b>	<b>COMPORTAMIENTO</b>
<b>CONDENSADOR</b> 	<b>CORTOCIRCUITO (ON)</b> 
<b>BOBINA</b> 	<b>CIRCUITO ABIERTO (OFF)</b> 

### **3.2.2 ANTENA RECONFIGURABLE NO COMPACTA: ESPIRA RECTANGULAR**

A continuación, se presenta el diseño de antena reconfigurable que se ha llevado a cabo. Se trata de una espira rectangular con las diferentes partes de la misma interconectadas con condensadores y bobinas, con lo se consigue una estructura reconfigurable. Las diferentes simulaciones permiten observar las prestaciones del sistema.

### **3.2.2.1 CONFIGURACIÓN DE LA SIMULACIÓN**

De cara a las simulaciones de la antena en HFSS, se define las diferentes opciones del simulador utilizadas y el tipo de alimentación de la antena:

- a) La alimentación a la antena será mediante cable coaxial. Para ello, como fuente de excitación a la antena en la simulación se ha decantado por *Wave Port*.
- b) El sustrato utilizado es FR4 epoxy con  $\epsilon_r = 4.4$  y un espesor de  $h=1.6$  mm. Este criterio corresponde con una de la condiciones de diseño.
- c) La frecuencia de solución de la simulación será 465 Mhz., y el número de pasos adaptativos serán 10. El error en la simulación será de 0,01. Así, con esto se espera que el número de tetraedros que el mallado realiza esté entre 20000 y 30000.[Anexo I pág.1]
- d) Los elementos conductores se simularán con la opción del programa de *Boundary Conditions>Perfect\_E*. Las bobinas y condensadores, se simularán con los valores correspondientes con la condición de *Lumped LRC*.
- e) El espacio físico que rodea a la antena en este caso será aire.

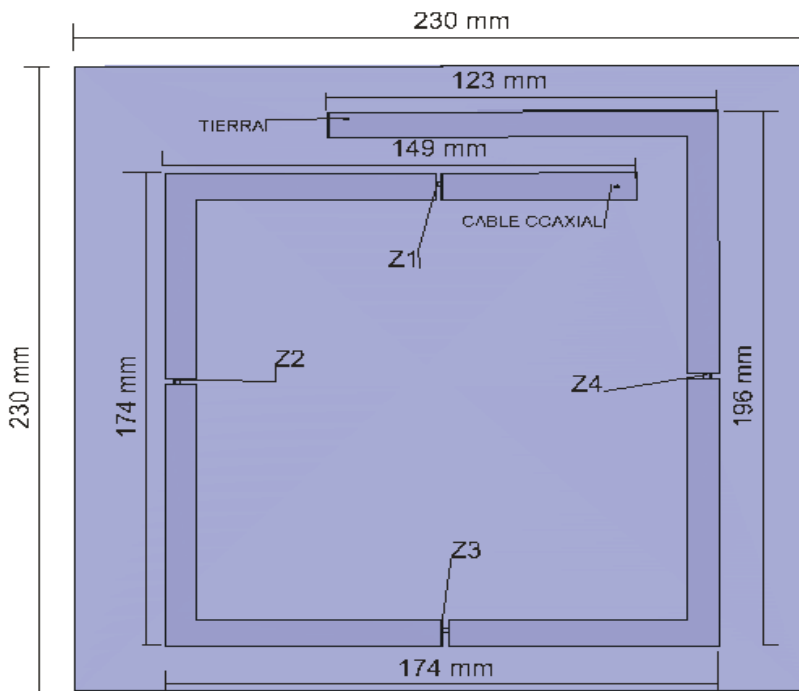
Teniendo en cuenta esta configuración de la simulación, se presenta el diseño solución.

### **3.2.2.2 ESTRUCTURA DE LA GEOMETRÍA RADIANTE**

Las dimensiones físicas de la antena se establecen para que resuene a la frecuencia deseada. Para ello, se tendrá en cuenta el cálculo de la frecuencia de resonancia de la antena:[Ref. 9, pág. 819]

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon}} \quad (3.2)$$

Donde  $L$  la longitud física de la misma,  $\epsilon_r$  el valor de la permitividad eléctrica del sustrato de la antena y  $c$  es la constante de la velocidad de la luz.



**Figura.3.1** – Estructura de la antena reconfigurable no compacta

El diseño que se plantea presenta unas dimensiones físicas para el sustrato y el plano de masa de 230x230 mm. Los gaps en la antena tienen un ancho de 1.9 mm y la alimentación de la antena se realiza a través de cable coaxial en el punto indicado en la figura. La anchura de la pista es de 9.5 mm.

### **3.2.2.3 RESULTADO DE LAS SIMULACIONES: SWITCHES**

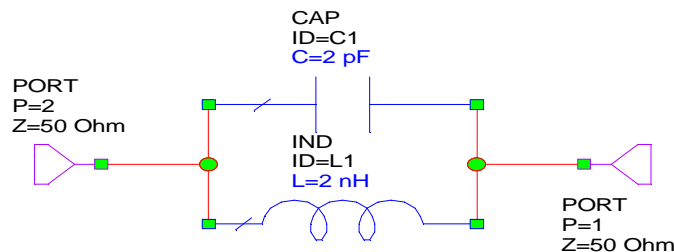
En primer lugar, se simula la antena utilizando los *switches* como elemento de interconexión. Se utiliza el *switch* HMC197, que presentará un comportamiento específico determinado por sus parámetros S [Ref.1 pág. 2].

El comportamiento del conmutador será equivalente al descrito en el capítulo 3.2.1.[Tabla.3.1] funcionando de modo similar en los gaps de la antena. Se implementará en lugar de las cargas que se han representado en la figura.

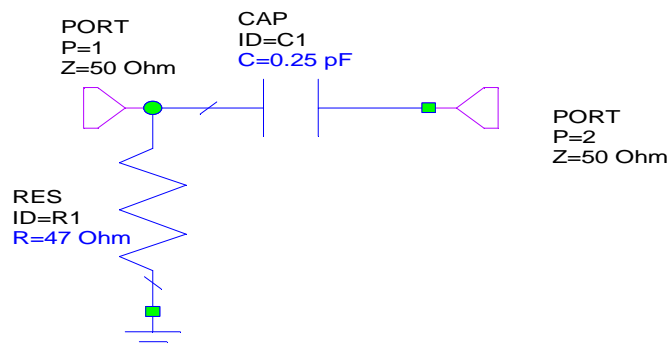
Para poder llevar a cabo las simulaciones en HFSS, será necesario obtener el equivalente circuital de los dos estados del *switch* HMC197. Para ello, se lleva a cabo un proceso de optimización de las cargas necesarias mediante simulaciones en Microwave Office.[Anexo II. pág. 5]

El objetivo que se establece para optimizar es conseguir la mayor similitud entre los parámetros S reales del *switch* y los de su equivalente circuital [Anexo II]. La estructura del circuito equivalente corresponderá con los valores que se obtiene de la simulación, partiendo de una red definida acorde con otro tipo de circuitos equivalentes para diferentes clases de *switches* [Ref. 2 pág. 872].

De los resultados simulados, se obtienen los siguientes equivalentes:

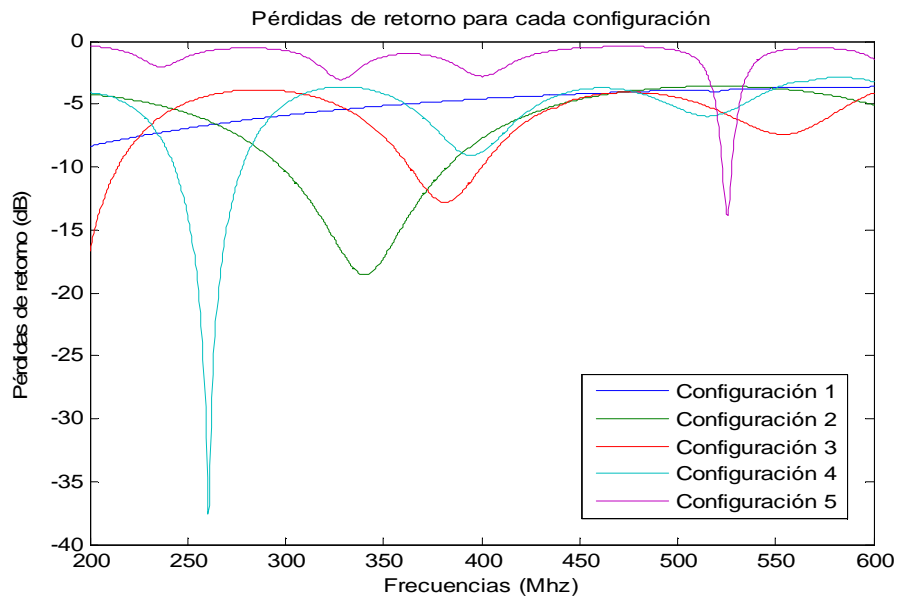


**Figura.3.2-** Equivalente circuital ON *Switch*



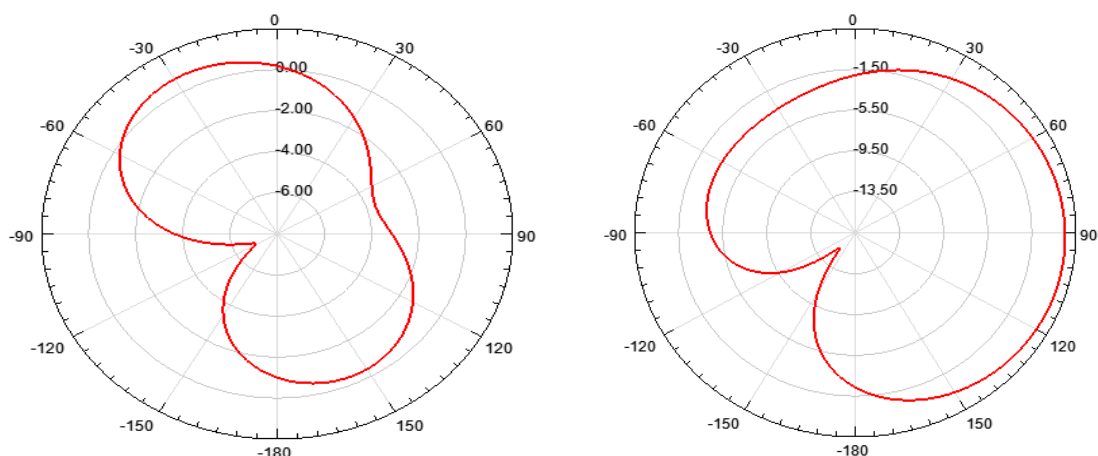
**Figura.3.3-** Equivalente circuital OFF *Switch*

Una vez que se introducen en el diseño de la antena los equivalentes de los conmutadores, presenta las siguientes pérdidas de retorno  $|S_{11}|_{dB}$ :



**Figura.3.4** - Pérdidas de retorno utilizando *switches* en la antena no compacta

La antena no presenta una adaptación adecuada para ser utilizada en la banda de TETRA [Fig.3.4], de ahí el motivo de que se utilicen cargas como elemento de interconexión en los gaps, ya que estas permitirán adecuar las pérdidas de retorno a la frecuencia objetivo del diseño. A pesar de no estar adecuadamente adaptada, se observa que la antena presenta igualmente un diagrama de radiación reconfigurable entre los diferentes estados de la misma [Fig.3.5]. A continuación, se representan las diferencias en el corte con el plano X-Y entre dos configuraciones distintas:



**Figura.3.5** - Comparativa entre dos configuraciones diferentes de la antena

Se puede establecer que la estructura que se ha propuesto puede ser adecuada para conseguir una antena reconfigurable, debiendo mejorar para ello la adaptación de la misma.[Anexo III pág.8]

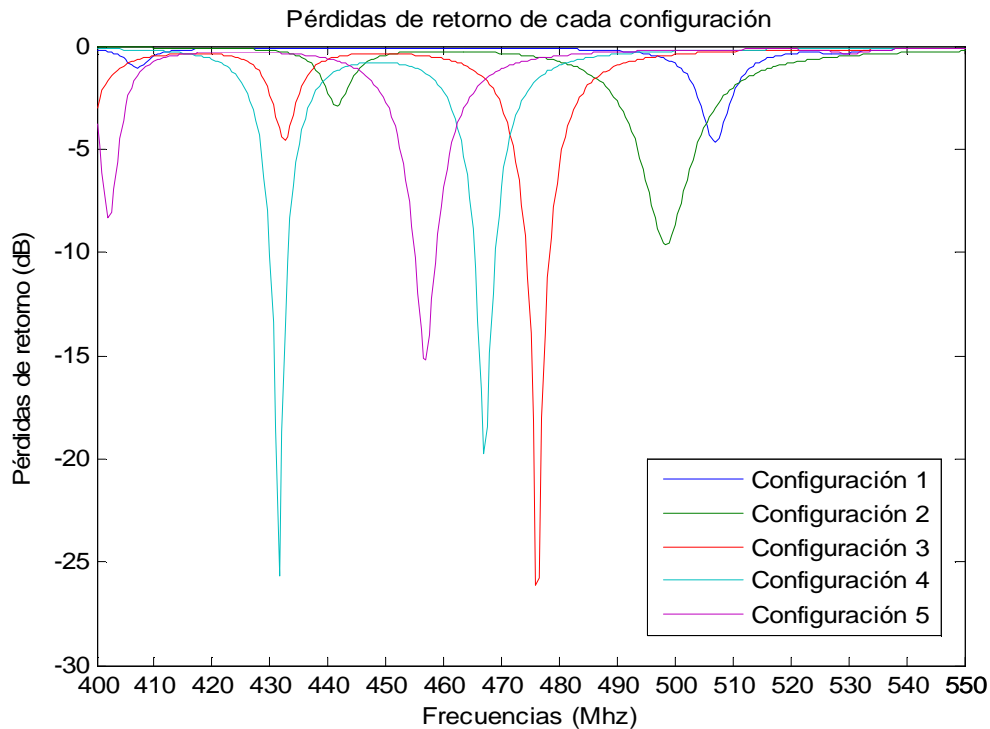
### 3.2.2.4 RESULTADO DE LAS SIMULACIONES: CONDENSADORES Y BOBINAS

Para esta estructura dada, se representan los diferentes resultados que se obtienen, uniendo cada uno de los gaps de la antena, bien con un condensador o bien con una bobina. Las diferentes configuraciones que se van a implementar aparecen en esta tabla:

**Tabla.3.2** - Diferentes configuraciones de las cargas en la antena no compacta

	CARGA 1	CARGA 2	CARGA 3	CARGA 4
CONFIGURACION 1	50 nH	-	-	-
CONFIGURACION 2	5 pF	50 nH	-	-
CONFIGURACION 3	5 pF	5 pF	50 nH	-
CONFIGURACION 4	5 pF	5 pF	5 pF	50 nH
CONFIGURACION 5	5 pF	5 pF	5 pF	5 pF

Estos valores de bobina y condensador han sido elegidos por ser los que mejor adaptación presentaba la antena con ellos, teniendo en cuenta que permitieran variar el diagrama de radiación. Primeramente, se representa el parámetro de pérdidas de retorno  $|S_{11}|_{dB}$ :



**Figura.3.6-** Pérdidas de retorno de la antena reconfigurable no compacta

Como se puede observar en la Figura 3.6, se produce un desplazamiento en la frecuencia de resonancia de la antena al cambiar las cargas. Se tienen casos en los que la configuración de los elementos reactivos hace que el desplazamiento frecuencial salga de la banda de TETRA en la que se quiere trabajar. Este se produciría en la configuración 1, donde se desplaza la frecuencia de resonancia hasta los 507 Mhz. con unas pérdidas de retorno de -4.69 dB, e igualmente en la configuración 2, donde su frecuencia de resonancia en 498.5 Mhz. y -9.65 dB no la hacen muy útil para la aplicación. Para adecuar estas configuraciones se implementará el sintetizador de impedancias.

Las configuraciones 3,4 y 5 quedan muy próximas a la banda de aplicación de TETRA, lo cual podría ser ajustable mediante un proceso de sintonización. Las características que se obtienen con estas configuraciones se pueden observar en la siguiente tabla:

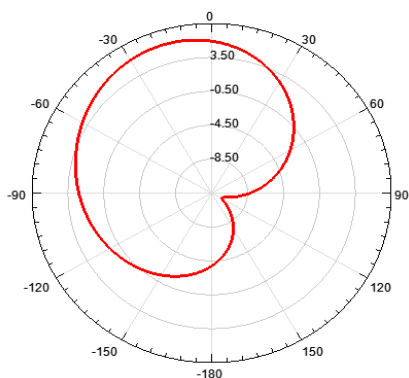
**Tabla.3.3** –Características de las diferentes configuraciones de las cargas

	fo (Mhz)	RL (dB)	BW (Mhz)
CONFIGURACION 1	507	-4,67	-
CONFIGURACION 2	498,5	-9,65	-
CONFIGURACION 3	476	-26,15	4,125
CONFIGURACION 4	467	-19,74	3,6
CONFIGURACION 5	457	-15,2	4

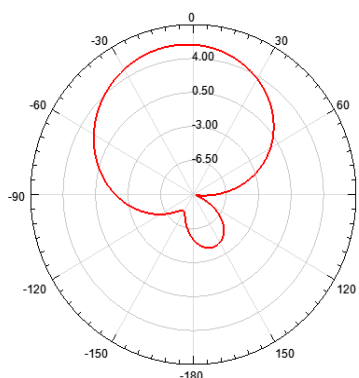
Cabe destacar que el ancho de banda máximo de la antena es aproximadamente 4 Mhz. Este ancho de banda es menor que los 10 Mhz. de la banda de TETRA que se quiere trabajar, en este caso 460-470 Mhz. No obstante, esto no es inconveniente, pues el ancho de banda del canal es de 25 kHz. Además, se implementará el sintetizador de impedancias automático que permitirá desplazarse dentro de la banda de frecuencia deseada.

A continuación, se representa el diagrama de radiación de la antena mostrando los cortes con los planos formados por los ejes. Esto permitirá observar si el diseño permite un diagrama de radiación reconfigurable. Se elegirán aquellas configuraciones que permiten trabajar en el estándar TETRA:

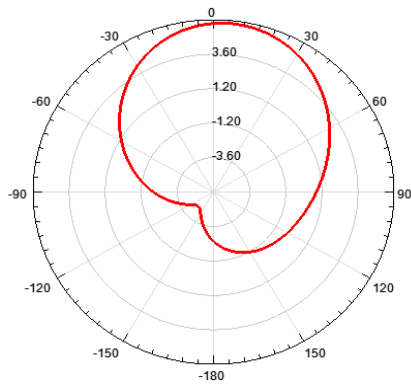
#### DIAGRAMAS CORTE PLANO X-Z



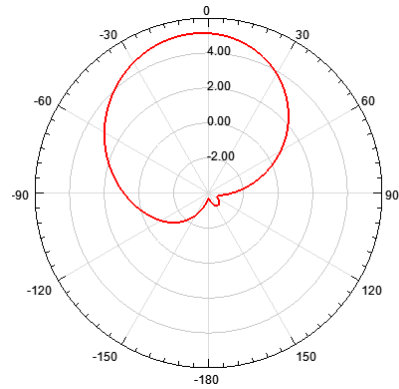
**Figura.3.7-** Configuración 1



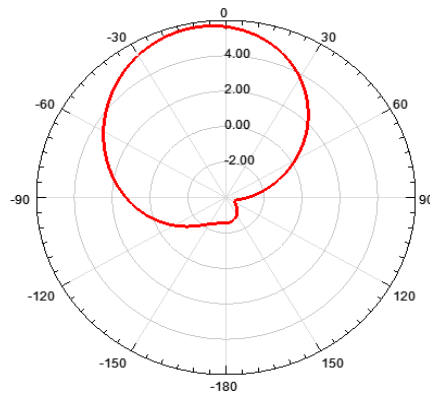
**Figura.3.8-** Configuración 2



**Figura.3.9-** Configuración 3

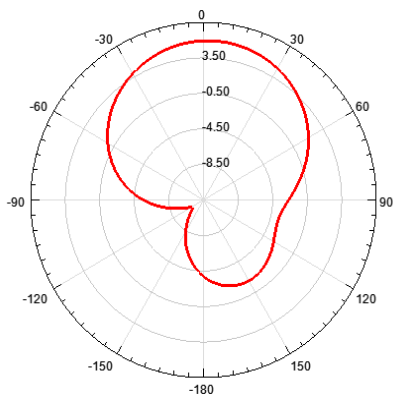


**Figura.3.10-** Configuración 4

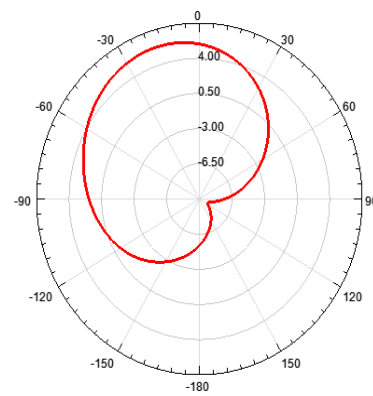


**Figura.3.11-** Configuración 5

**DIAGRAMAS CORTE PLANO Y-Z**

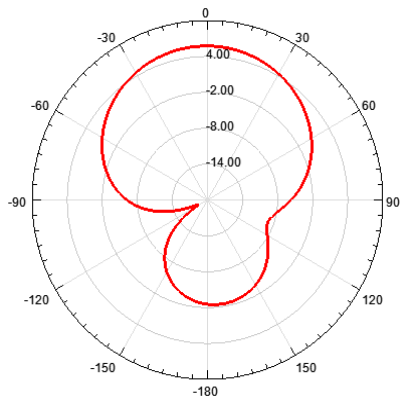


**Figura.3.12-** Configuración 1

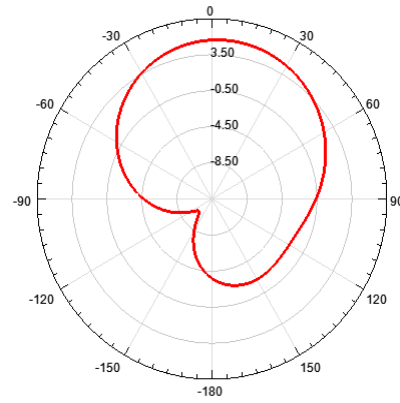


**Figura.3.13-** Configuración 2

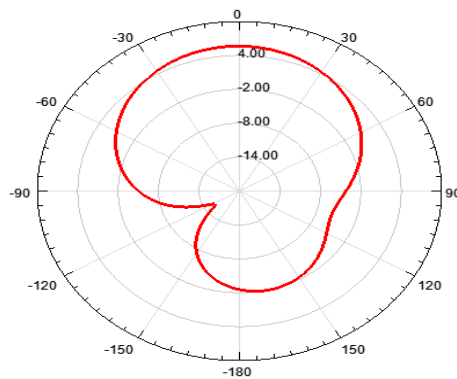




**Figura.3.14- Configuración 3**

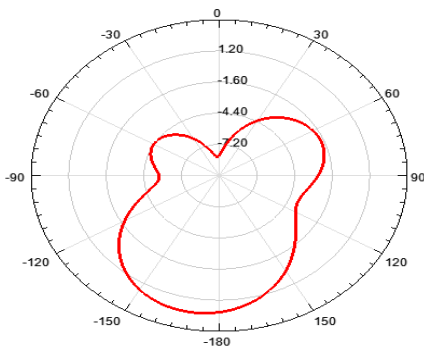


**Figura.3.15- Configuración 4**

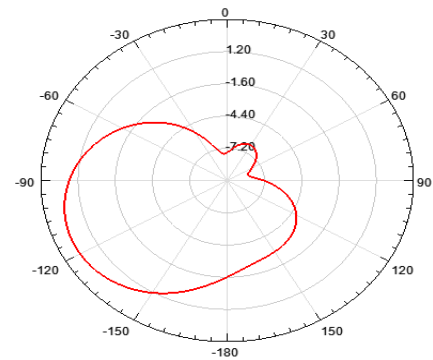


**Figura.3.16 - Configuración 5**

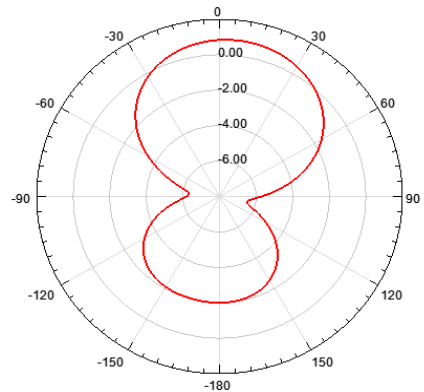
### DIAGRAMAS CORTE PLANO X-Y



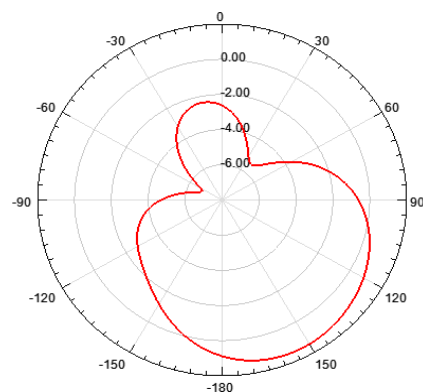
**Figura.3.17- Configuración 1**



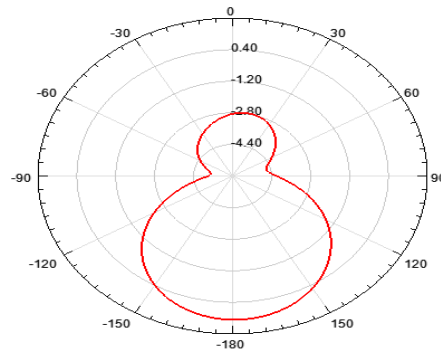
**Figura.3.18- Configuración 2**



**Figura.3.19- Configuración 3**



**Figura.3.20- Configuración 4**



**Figura.3.21-** Configuración 5

El cambio en el diagrama de radiación de la antena es mayor en el corte con el plano X-Y [Anexo III pág.12]. En la configuración 1 [Fig.3.17], el máximo está orientado en  $\Phi = -168^\circ$  y en la configuración 2 [Fig.3.18] está en  $\Phi = -118^\circ$ . Comparando la configuración 3 [Fig.3.19] con la 4 [Fig.3.20] se observa como la orientación del máximo del diagrama de radiación ha cambiado, rotando  $140^\circ$  en  $\Phi$  aproximadamente sobre su posición anterior. Esta rotación es mayor en la configuración 5 [Fig.3.21], alcanzado los  $180^\circ$ . No solo se produce un cambio en la orientación, sino que también cambia la amplitud del máximo de radiación. Así, se tiene una variación que va desde los 0.86 dB hasta los 2.76 dB. A continuación, se introduce una tabla donde se puede observar los cambios en las características en el diagrama de radiación con las diferentes configuraciones de la antena.

**Tabla.3.4-** Directividad plano X-Y

	$\Phi$	Directividad (dB)
CONFIGURACIÓN 1	-168	2.46
CONFIGURACIÓN 2	-118	2.76
CONFIGURACIÓN 3	8	0.86
CONFIGURACIÓN 4	-150	1.46
CONFIGURACIÓN 5	-180	1.28

En el corte con el eje Y-Z [Anexo III pág.12] se observa un cambio menor en el diagrama. En la configuración 4 [Fig.3.15] y 5 [Fig.3.16], el máximo de directividad se desplaza  $10^\circ$  con respecto a la configuración 3 [Fig.3.14], de  $2^\circ$  a  $12^\circ$ , siendo las configuraciones 1 [Fig.3.12] y 2 [Fig.3.13] también de reducido cambio en la dirección del máximo. Igualmente se producen cambios en el valor de la directividad de esos máximos. En el eje X-Z [Anexo III pág.12], lo que se observa es que se mantiene con escasas diferencias la dirección de máxima radiación con cambios en su valor de amplitud. Esta tabla ilustra los resultados obtenidos:

**Tabla.3.5-** Directividad plano Y-Z

	$\theta$	Directividad (dB)
CONFIGURACIÓN 1	4	5.44
CONFIGURACIÓN 2	-18	5.79
CONFIGURACIÓN 3	2	5.73
CONFIGURACIÓN 4	12	5.13
CONFIGURACIÓN 5	0	5.63

**Tabla.3.6-** Directividad en plano X-Z

	$\theta$	Directividad (dB)
CONFIGURACIÓN 1	-14	5.78
CONFIGURACIÓN 2	-10	5.47
CONFIGURACIÓN 3	8	5.78
CONFIGURACIÓN 4	-8	5.14
CONFIGURACIÓN 5	-10	5.75

Así, dependiendo de las diferentes cargas que se coloquen en los gaps de la antena se reconfigurará el diagrama de radiación, requisito establecido que debía cumplir el diseño.

### **3.2.2.5 EVALUACIÓN DE RESULTADOS Y NECESIDADES**

Analizando los resultados obtenidos en las simulaciones, se puede observar que con el diseño se consigue variar el diagrama de radiación de la antena, finalidad principal del proyecto. Presenta un desplazamiento de la frecuencia de resonancia con las diferentes configuraciones, en torno a un 2% de la frecuencia objetivo que se tenía de resonancia, 460 Mhz., en las configuraciones 3,4 y 5, siendo mayor en los casos de las configuraciones 1 y 2. Aunque esto resulte algo difícil de evitar si se quiere obtener variabilidad en la radiación de la antena, puede ser un objetivo a mejorar en el siguiente diseño.

También sería importante conseguir compactar la antena reduciendo sus dimensiones. El uso en dispositivos móviles obliga hoy en día a buscar la mayor reducción posible en las dimensiones de las antenas. Las dimensiones de la antena que se ha propuesto en este caso son de 23x23 cm., si se mide considerando el sustrato. Esto podría implementarse en terminales móviles de tamaño mediano, como ordenadores portátiles, pero puede que interese una reducción de tamaño mayor.

Igualmente, la solución propuesta no alcanza los 10 Mhz. de toda banda de frecuencia, si bien si que se consigue un ancho de banda mayor que los 25 kHz. necesarios para cada canal de TETRA. Para cubrir toda la banda de frecuencias de 460-470 Mhz. se implementará el sintetizador de impedancias, lo cual permitirá desplazar la frecuencia de resonancia mejorando las pérdidas de retorno. También con el sintetizador se mejora el ancho de banda de la antena.

En el siguiente diseño se mejorará la antena en términos de dimensiones, permitiendo una solución compacta y se intentarán resolver todos los inconvenientes obtenidos de la solución anterior.

### 3.3 DISEÑO DE ANTENA RECONFIGURABLE: ANTENA COMPACTA

A continuación, se busca conseguir el mismo objetivo de una antena reconfigurable aunque logrando compactar sus dimensiones. Igualmente, deberá tener como frecuencia de resonancia los 460 Mhz. y se realizará en un sustrato de FR4-epoxy de  $\epsilon_r = 4.4$  y un espesor de  $h=1.6$  mm. Los criterios para establecer cuál es la frecuencia de resonancia y el ancho de banda de la antena permanecerán igual a los descritos en el capítulo, así como lo que se considera como diagrama reconfigurable de la antena.

#### 3.3.1 METODOLOGÍA DE DISEÑO

Para llevar a cabo el diseño compacto se persigue que mediante cargas reactivas adecuadas resuene una estructura que por dimensiones lo haría a una frecuencia mayor. Esto se debe al hecho de que al introducir los condensadores y bobinas, cambiará la impedancia de entrada de la antena.

La estructura que se presenta como solución consta de varios elementos radiantes como si se tratara de un array, aunque su comportamiento no se corresponde a este tipo de estructura típica, sino que sigue la filosofía del diseño que se ha presentado anteriormente.

#### 3.3.2 ANTENA RECONFIGURABLE COMPACTA: CONJUNTO ESPIRAS HEXAGONALES

A continuación, se presenta la solución que se ha obtenido como antena compacta reconfigurable, cuyo tamaño es menor a  $\lambda_0/4$  calculado en (3.1).

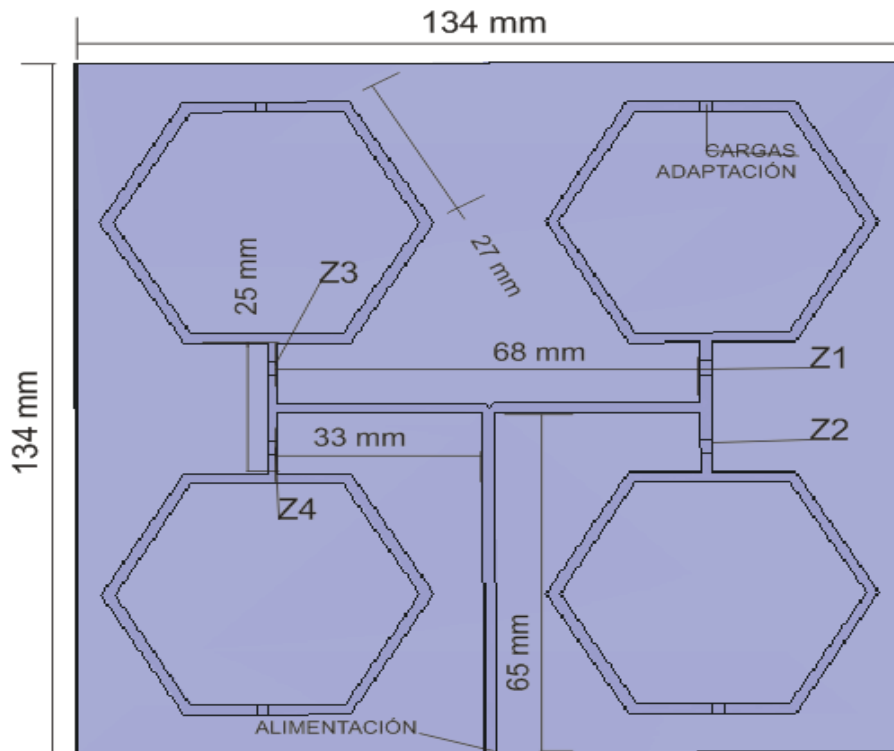
##### 3.3.2.1 CONFIGURACIÓN DE LA SIMULACIÓN

De cara a las simulaciones de la antena en HFSS, se define las diferentes opciones del simulador utilizadas y el tipo de alimentación de la antena:

- a) La alimentación a la antena será mediante *stub*. Para ello, como fuente de excitación a la antena en la simulación se ha elegido *Lumped Port*.
- b) El sustrato utilizado es FR4 epoxy con  $\epsilon_r = 4.4$  y un espesor de  $h=1.6$  mm. Este criterio se mantiene con respecto a la simulación anterior.
- c) La frecuencia de solución de la simulación será 465 Mhz., y el número de pasos adaptativos serán 10. El error en la simulación será de 0,01.[Anexo II pág.6]
- d) Los elementos conductores se simularán con la opción del programa de *Boundary Conditions>Perfect\_E*. Las bobinas y condensadores, se simularán con los valores correspondientes a la condición de *Lumped LRC*. Esta configuración se mantiene del diseño anterior.
- e) El espacio físico que rodea a la antena, al igual que antes, será aire.

### 3.3.2.2 ESTRUCTURA DE LA GEOMETRÍA RADIANTE

Priorizando la compactación, las dimensiones del sustrato y el plano de masa de la antena son 134x134 mm. Esto supone una disminución de la antena de un 58% con respecto a la antena no compacta. Las dimensiones de los diferentes elementos de la estructura son las siguientes:



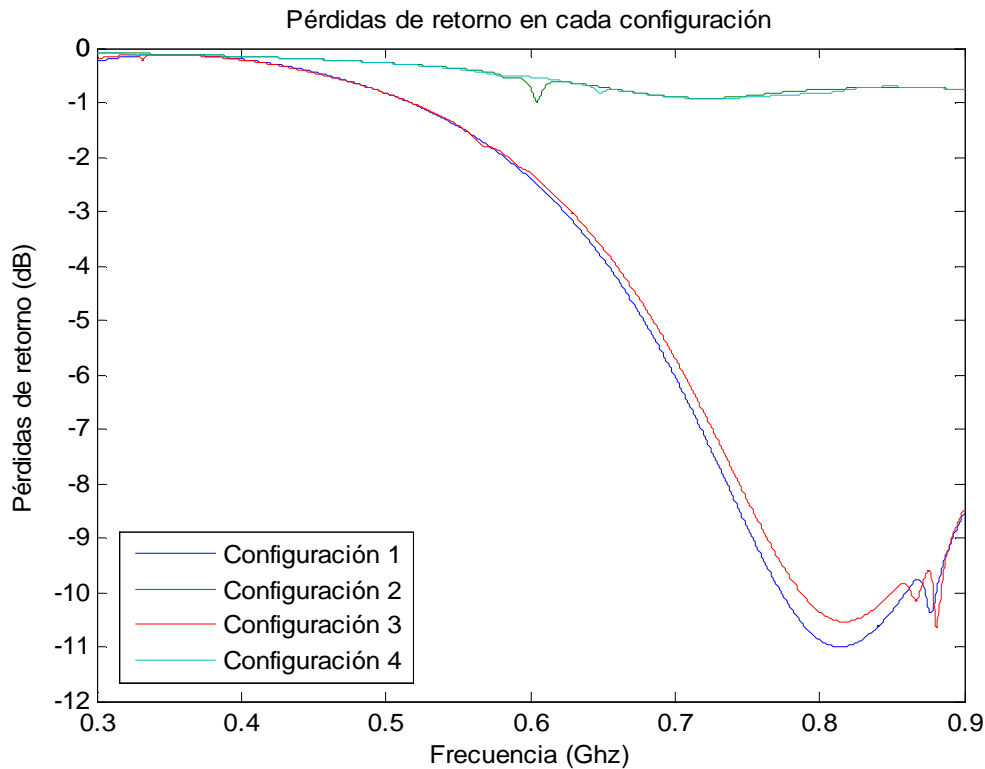
**Figura.3.22** – Estructura de antena reconfigurable compacta

En cada espira hexagonal se coloca una bobina que permite mejorar la adaptación de impedancia de la antena y hacerla adecuada para la frecuencia de resonancia. La anchura de la pista de cobre es de 2 mm.

### 3.3.2.3 RESULTADO DE LAS SIMULACIONES: SWITCHES

Primeramente, se lleva a cabo el estudio implementando *switches* en vez de cargas en los gaps. El *switch* utilizado es igualmente el HMC197, con lo que el proceso de obtención del circuito equivalente y empleo del conmutador es el mismo que el descrito en el apartado 3.2.2.3.

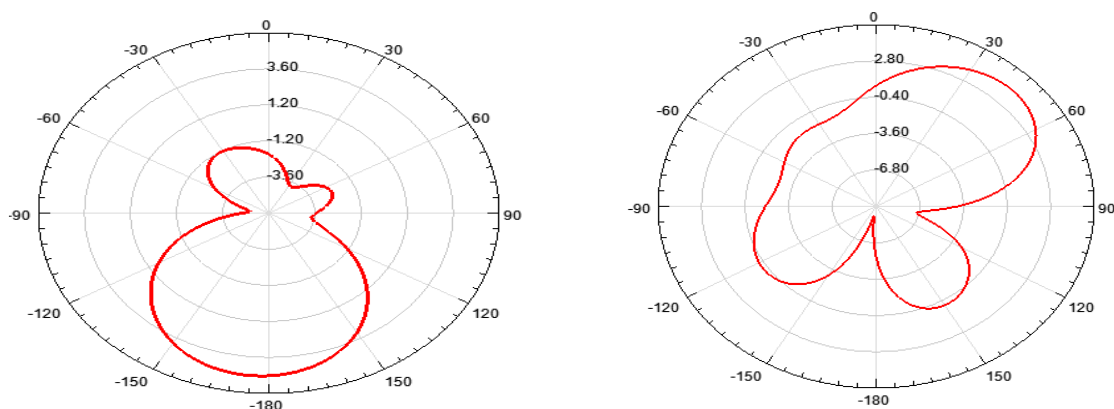
Las pérdidas de retorno de la antena utilizando conmutadores son las siguientes:



**Figura.3.23-** Pérdidas de retorno utilizando *switches* en la antena compacta

Al igual que ocurría con el anterior diseño, la antena no presenta buena adaptación si se emplean *switches*. Surge la necesidad de implementar cargas reactivas que permitirán mejorar este apartado, adecuando el valor de las mismas.

A pesar del inconveniente de las pérdidas de retorno, la estructura tiene igualmente un comportamiento de antena reconfigurable [Fig.3.24]. Se representa el corte del plano X-Y del diagrama de radiación para dos configuraciones diferentes:



**Figura.3.24-** Comparativa entre dos configuraciones distintas de la antena compacta

### 3.3.2.4 RESULTADO DE LAS SIMULACIONES: CONDENSADORES Y BOBINAS

En esta solución que se acaba de presentar, las diferentes configuraciones posibles que presentarán una solución válida diferente al resto serán cuatro:

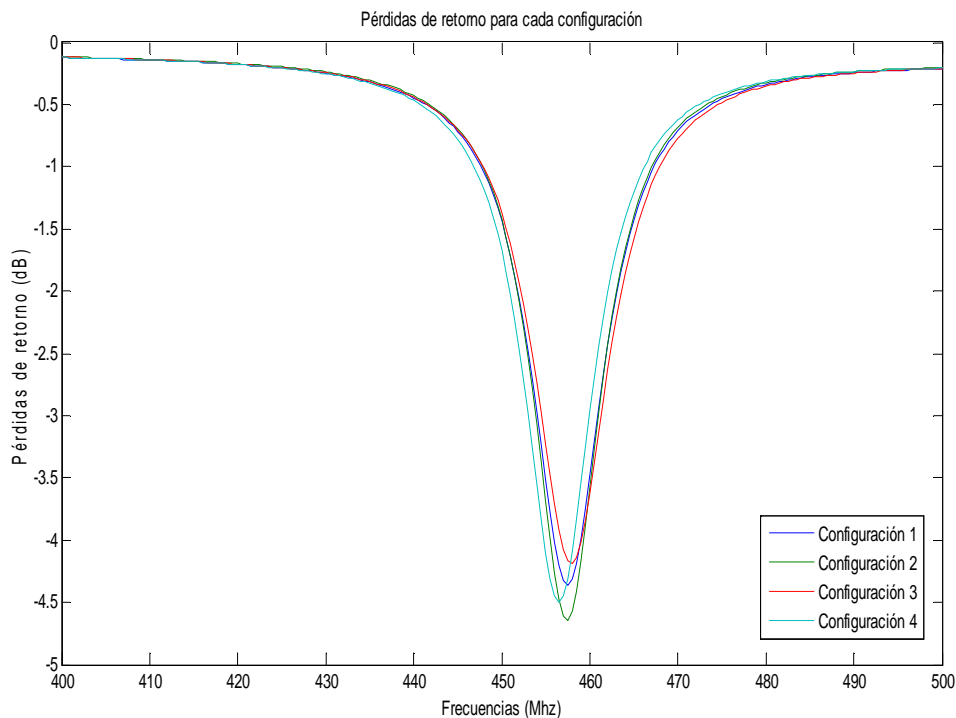
**Tabla.3.7**-Diferentes configuraciones de las cargas en la antena compacta

	CARGA 1	CARGA 2	CARGA 3	CARGA 4
CONFIGURACION 1	100 nH	5 pF	5 pF	5 pF
CONFIGURACION 2	5 pF	100 nH	5 pF	5 pF
CONFIGURACION 3	5 pF	5 pF	100 nH	5 pF
CONFIGURACION 4	5 pF	5 pF	5 pF	100 nH

Además, en cada uno de los hexágonos que conforman la antena se coloca una bobina de 100 nH para mejorar la adaptación de impedancias a la frecuencia objetivo.

Otras configuraciones posibles, o bien presentarán los mismos resultados posibles debido a la simetría o no servirán para la banda de funcionamiento. Esto es lo que ocurriría al desconectar dos de las espiras, ya que la longitud efectiva de la antena se reduciría y ya no resonaría a la frecuencia de interés.

A continuación, se representan las pérdidas de retorno  $|S_{11}|_{dB}$ :



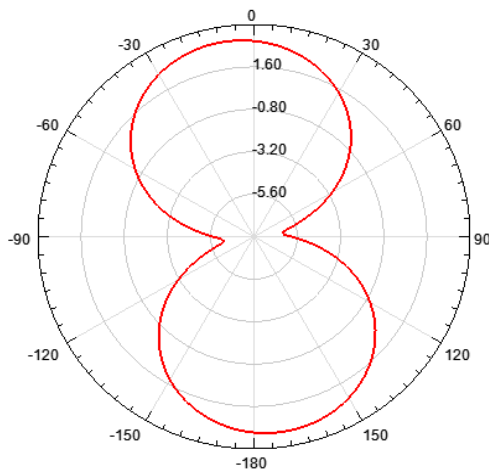
**Figura.3.25** - Pérdidas de retorno en la antena reconfigurable compacta

Las pérdidas de retorno de la antena no son lo suficientes como para considerar su funcionamiento como sistema real [Fig.3.25]. Por ello, en esta solución será necesario plantearse la mejora de la adaptación de la antena. Este proceso se podrá hacer, bien mediante *stubs* o bien mediante un sintetizador de impedancias.

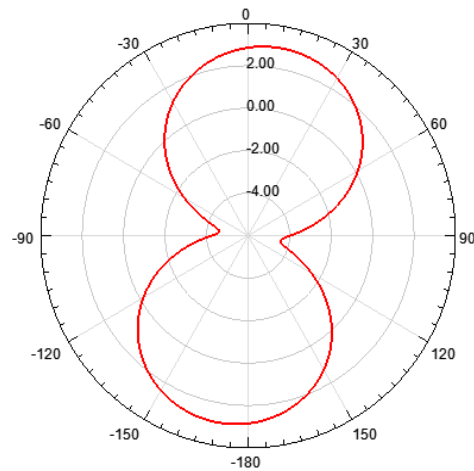
Se observa que en el diseño no se produce un desplazamiento frecuencial de la frecuencia de resonancia al cambiar de configuración. Por lo tanto, será muy útil si se quiere trabajar en una banda de frecuencia determinada, al no desplazarse de la misma al reconfigurar la antenna.

A continuación, se representa el diagrama de radiación de la antenna. Se consigue modificar el mismo al cambiar entre las diferentes configuraciones, cumpliendo con el propósito del proyecto. Lo primero que se destacará en este caso, es que se produce modificaciones en el diagrama de radiación en los cortes con los tres ejes, a diferencia del diseño anterior, manteniéndose la forma del mismo y cambiando la orientación del máximo:

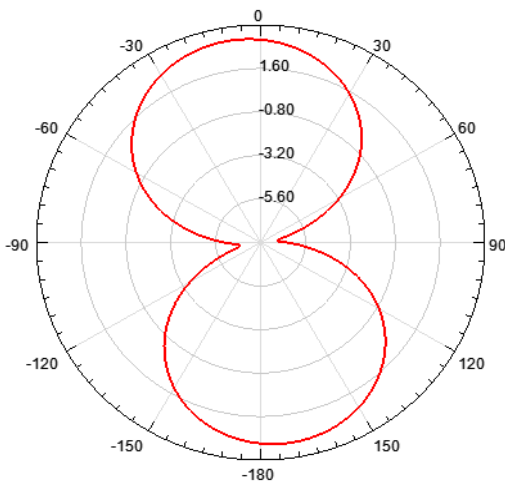
### **DIAGRAMAS CORTE PLANO X-Z**



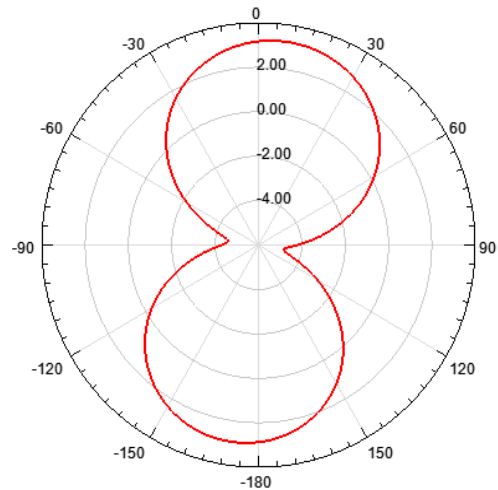
**Figura.3.26-** Configuración 1



**Figura.3.27-** Configuración 2



**Figura.3.28-** Configuración 3



**Figura.3.29-** Configuración 4



**Tabla.3.8-** Directividad plano X-Z

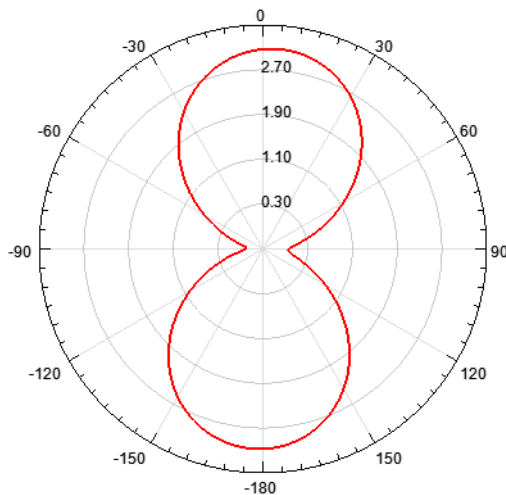
	$\theta$	Directividad (dB)
CONFIGURACIÓN 1	-10	3.14
CONFIGURACIÓN 2	14	2.95
CONFIGURACIÓN 3	-10	3.24
CONFIGURACIÓN 4	14	3.20

En el corte con el plano X-Z [Anexo III pág.12], en la configuración 1 [Fig.3.26], el máximo se presenta en  $\theta=-10^\circ$  con un valor en la directividad de 3.14 dB. Este coincide en dirección con el máximo obtenido en la configuración 3 [Fig.3.28], que presenta un máximo de 3.24 dB, muy similar al obtenido anteriormente.

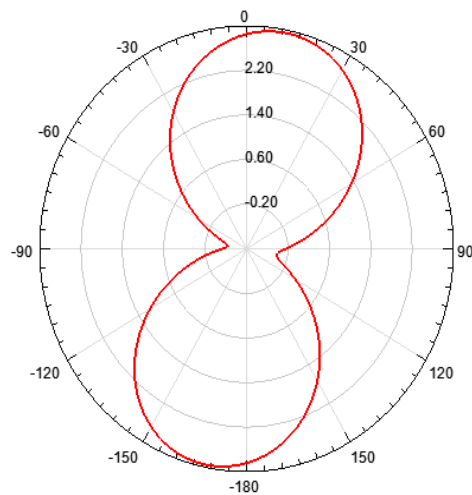
Sin embargo, la dirección del máximo cambia en las configuraciones 2 [Fig.3.27] y 4 [Fig.3.29]. En la configuración 2, el máximo se presenta en  $\theta=14^\circ$  con una amplitud de 2.95 dB. En la configuración 4, el máximo coincide en la dirección de la configuración 2, presentando un máximo de 3.2 dB.

Así, se tiene un desplazamiento en la dirección del máximo de radiación de la antena de  $\Delta\theta=24^\circ$  entre las diferentes configuraciones para el corte con el plano X-Z. Para este plano, el comportamiento coincide para la configuración 1 y 3 y para la configuración 2 y 4.

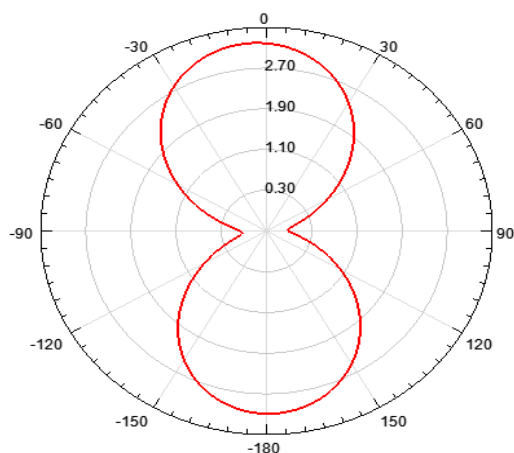
### DIAGRAMAS CORTE PLANO Y-Z



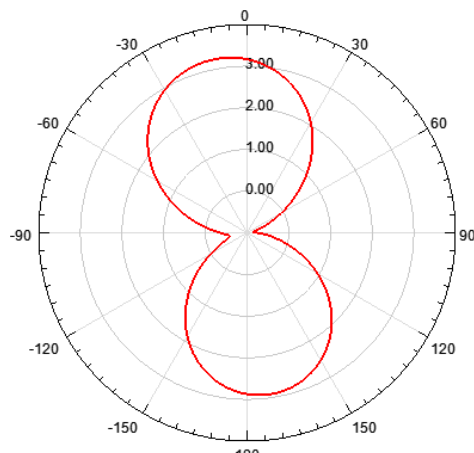
**Figura.3.30-** Configuración 1



**Figura.3.31-** Configuración 2



**Figura.3.32-** Configuración 3



**Figura.3.33-** Configuración 4

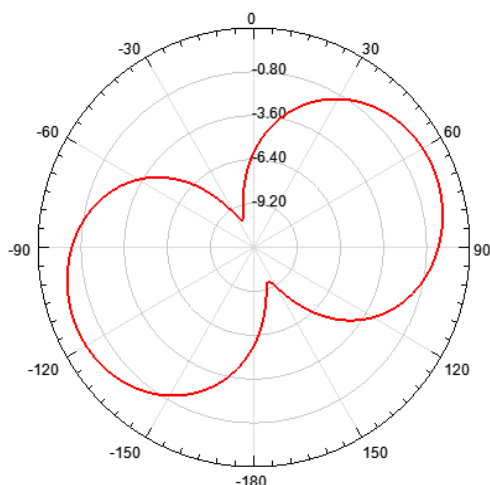
**Tabla.3.9** – Directividad plano Y-Z

	$\theta$	Directividad (dB)
CONFIGURACIÓN 1	6	3.07
CONFIGURACIÓN 2	-6	3.20
CONFIGURACIÓN 3	12	2.95
CONFIGURACIÓN 4	-12	3.23

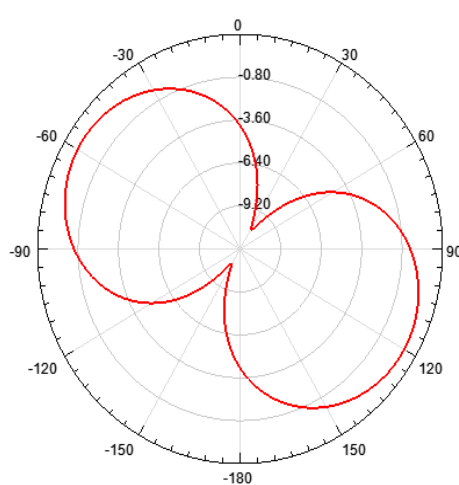
En el corte con el plano Y-Z [Anexo III pág.12], en la configuración 1 [Fig.3.30], el máximo se presenta en  $\theta=6^\circ$  con una amplitud de 3.07 dB. En la configuración 2 [Fig.3.31] cambia, siendo el máximo  $\theta=-6^\circ$  con una amplitud de 3.2 dB. En la configuración 3 [Fig.3.32], el máximo se presenta en  $\theta=12^\circ$  con una amplitud de 2.95 dB y en la configuración 4 [Fig.3.33], el máximo está en  $\theta=-12^\circ$  con un valor de 3.23 dB.

En este plano, el comportamiento en cuanto al desplazamiento del diagrama de radiación cambia de una configuración a otra. Cabe indicar que el máximo desplazamiento, se obtiene entre las configuraciones 3 y 4 con un valor de  $\Delta\theta=24^\circ$ . El máximo del diagrama de radiación entre las diferentes configuraciones permanece en torno a los 3 dB.

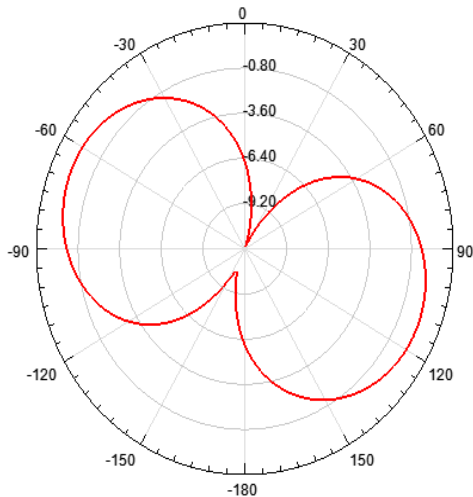
### DIAGRAMAS CORTE PLANO X-Y



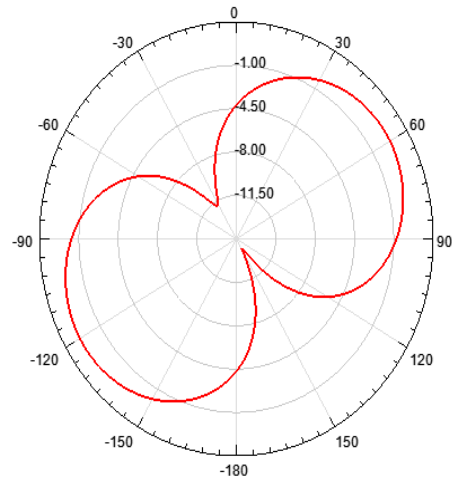
**Figura.3.34-** Configuración 1



**Figura.3.35-** Configuración 2



**Figura.3.36-** Configuración 3



**Figura.3.37-** Configuración 4

**Tabla 3.10 - Directividad plan X-Y**

	$\Phi$	Directividad (dB)
CONFIGURACIÓN 1	60	0.64
CONFIGURACIÓN 2	120	1.10
CONFIGURACIÓN 3	114	0.56
CONFIGURACIÓN 4	54	0.78

En el corte con el plano X-Y [Anexo III pág.12], en la configuración 1 [Fig.3.34], el máximo está presente en  $\Phi=60^\circ$ , con una amplitud de 0.64 dB. Este diagrama es similar al que se obtiene con la configuración 4 [Fig.3.37], donde el máximo se encuentra en  $\Phi=54^\circ$  con un valor de 0.78 dB. Para las configuraciones 2 [Fig.3.35] y 3 [Fig.3.36], se tiene un desplazamiento en  $\Phi$  de  $60^\circ$  con lo que el máximo para la configuración 2 está en  $\Phi=120^\circ$ , siendo en la configuración 3  $\Phi=114^\circ$ . Sus valores respectivamente son 1.1 dB y 0.56 dB.

La simetría en cuanto a comportamiento para este caso estaría entre las configuraciones 1 – 4 y entre las configuraciones 2-3.

### 3.3.2.5 EVALUACIÓN DE RESULTADOS Y NECESIDADES

De los resultados que se obtienen de las simulaciones, efectivamente el diseño se trata de una antena reconfigurable. Esto es evidente al observar cómo cambia el diagrama de radiación sin cambiar físicamente la antena, simplemente variando las cargas que interconectan la misma. Además, en comparación con el diseño que se había obtenido anteriormente, se produce variación en el diagrama de la antena en los tres planos, mientras que en el caso anterior, básicamente donde se obtenía reconfiguración del diagrama de radiación era en el eje X-Y. La forma del mismo permanece estable, presentando rotación en  $\theta$  y  $\Phi$ , con pequeñas variaciones en su valor.

Otra característica muy interesante es que se logra que sea reconfigurable manteniendo la frecuencia de resonancia. Esto resulta muy útil, ya que se fija la banda en la que se puede trabajar con ella y asegura que ninguna de las configuraciones utilizadas saldrá de esa banda. Evitará interferencias en otros sistemas trabajando a una frecuencia próxima.

El tamaño compactado de la antena hace que pueda ser implementada en sistemas móviles a pesar de trabajar en una frecuencia baja para este tipo de terminales.

Como principal inconveniente o necesidad de la antena sería el hecho de mejorar la adaptación de la misma, ya que -4 dB en pérdidas de retorno resulta insuficiente. Para ello será necesario el uso del sintetizador de impedancias que mejorará este apartado. La implementación del mismo supone un inconveniente debido a que se producirán pérdidas en ganancia en esta red, debido a las cargas parásitas que los condensadores y bobinas presentan a frecuencias elevadas de Mhz.[Anexo III pág.13]

## CAPÍTULO 4

# IMPLEMENTACIÓN DEL SINTETIZADOR DE IMPEDANCIAS

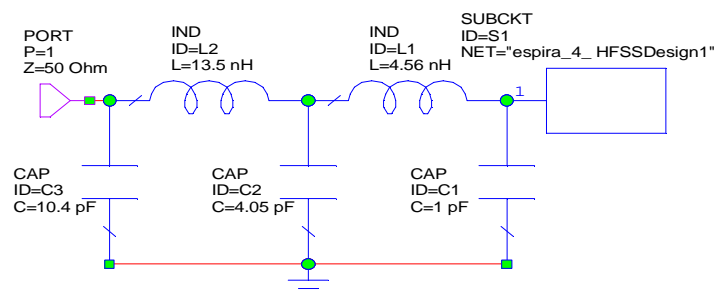
Las soluciones desarrolladas no podrían considerarse como soluciones reales para un sistema TETRA al resonar, bien fuera de la banda de trabajo, o bien no presentar la adaptación adecuada. Es por ello, que se hace necesario implementar una etapa de adaptación que permitirá mejorar las pérdidas de retorno y sintonizar la antenna a la frecuencia deseada. El programa que se emplea para simular dicha red de adaptación es el *Microwave Office 9.0*. [Anexo II]

### 4.1 PROCESO DE DISEÑO DEL SINTETIZADOR: ESPIRA RECTANGULAR

De los resultados obtenidos de las simulaciones, se observa que para esta antenna era necesario desplazar la frecuencia de resonancia a la banda de 460-470 Mhz. para cada una de las configuraciones que se establecían. Igualmente, hacía falta mejorar la adaptación de impedancias de las configuraciones 1 y 2.

#### 4.1.1 ADAPTADORES DE IMPEDANCIA

El adaptador de impedancias está basado en una red en 'pi' como se explica en el capítulo 2.4, permitiendo adaptar el conjunto de la antenna. El esquema básico de la red que se ha implementado se puede observar en esta figura, que representa el obtenido para la configuración 3:



**Figura 4.1-** Red de adaptación ideal de la antenna no compacta

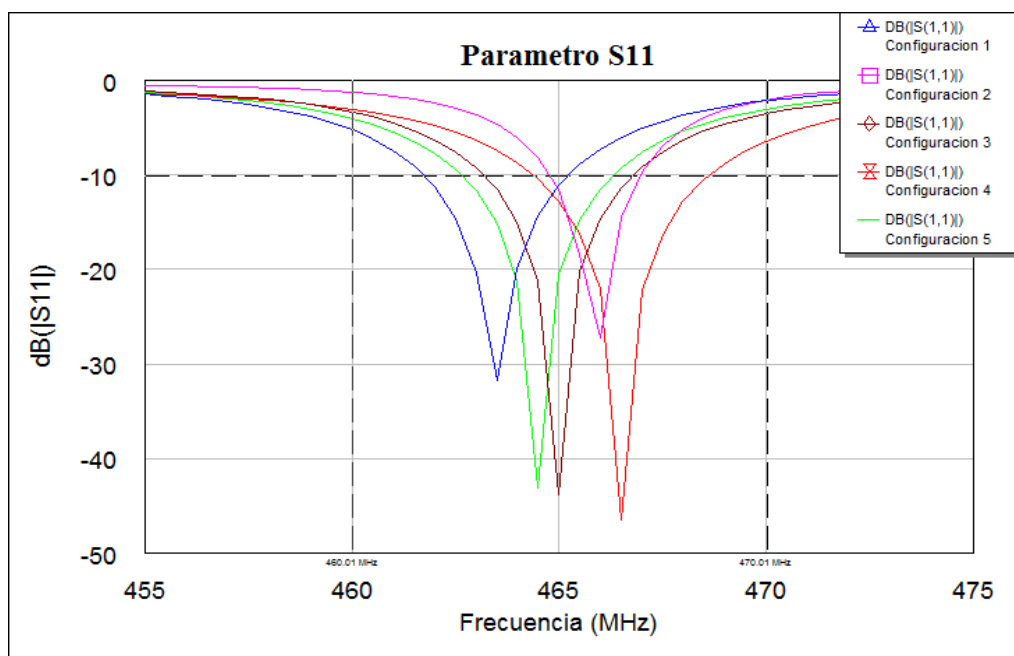
El esquema básico se mantendrá para las distintas configuraciones variando los valores de las cargas. En esta tabla aparecen los distintos valores para cada una de las configuraciones:

**Tabla.4.1** –Valores ideales de las cargas de adaptación

	C2	L2	C3
CONFIGURACIÓN 1	83.2 pF	-	-
CONFIGURACIÓN 2	31.3 pF	11.2 nH	40.6 pF
CONFIGURACIÓN 3	18.6 pF	22.7 nH	-
CONFIGURACIÓN 4	6.7 pF	13.7 nH	4.3 pF
CONFIGURACIÓN 5	16.2 pF	6.9 nH	25.6 pF

El valor de  $L_1$  y  $C_1$  permanecen constantes para todas las configuraciones y valen respectivamente 4.56 nH y 1 pF.

Con esta red de impedancias, se adapta la antena para la banda de interés en cada configuración [Fig.4.2]:



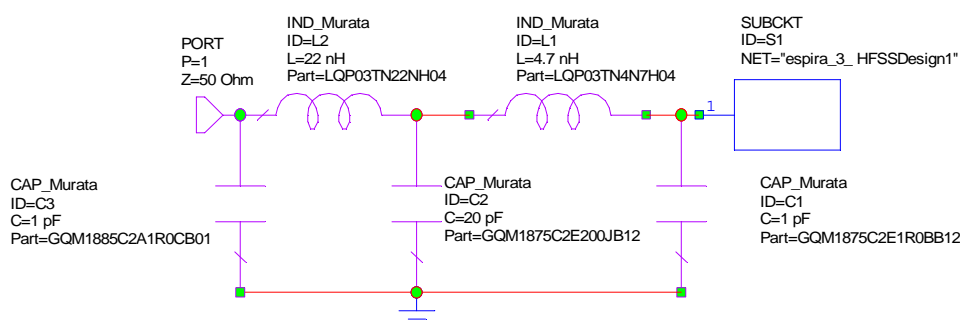
**Figura.4.2** –Pérdidas de retorno con la red de adaptación ideal

Además, si se varía el valor de  $L_2$  y  $C_2$  se consigue desplazar a la frecuencia de resonancia dentro de la banda de interés marcada en [Fig.4.2].

#### **4.1.2 DISEÑO CON CARGAS REALES: SINTETIZADOR AUTOMÁTICO**

El adaptador que se ha implementado en el apartado anterior no tenían en cuenta los parásitos que presentan las cargas en un montaje real. Es por ello que será necesario realizar las simulaciones con cargas reales debido a las no idealidades, haciendo variar el valor de las cargas con respecto al caso ideal.

El esquema del adaptador seguirá siendo el mismo, aunque debido a los parásitos y al número discreto de cargas reales, cambiará las impedancias utilizadas. Se puede ver una representación de la red del ejemplo anterior con cargas reales:



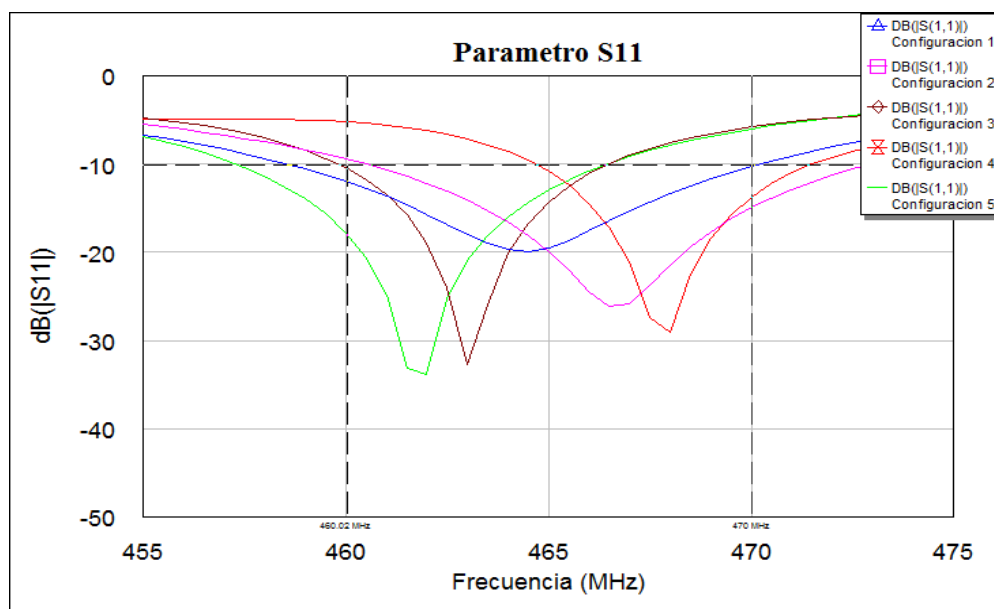
**Figura.4.3-** Red de adaptación con cargas reales

Los valores de las cargas reales que habrá que utilizar para cada configuración son los siguientes:

**Tabla.4.2-** Valores de las cargas reales de adaptación

	C2	L2	C3
CONFIGURACIÓN 1	30 pF	2.2 nH	18 pF
CONFIGURACIÓN 2	43 pF	8.2 nH	22 pF
CONFIGURACIÓN 3	20 pF	22 nH	1 pF
CONFIGURACIÓN 4	10 pF	15 nH	8.2 pF
CONFIGURACIÓN 5	24 pF	8.2 nH	18 pF

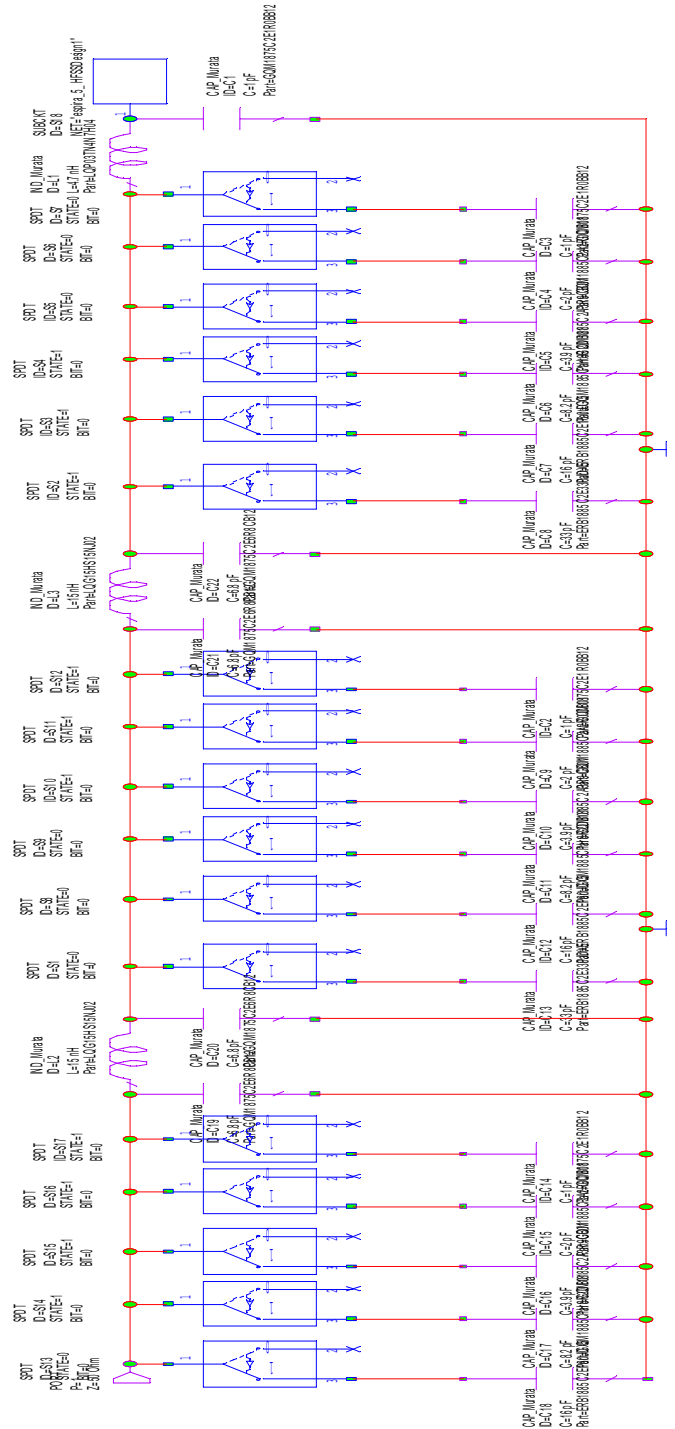
Las pérdidas de retorno con estos valores quedan del siguiente modo:



**Figura.4.4** – Pérdidas de retorno con la red de adaptación real

Con valores reales el valor máximo de adaptación disminuye con respecto al caso ideal, aunque el ancho de banda aumenta, llegando a cubrir toda la banda de trabajo en algún caso [Fig.4.4].

Una vez que se han utilizado cargas reales, se diseñaría una red única que permitiera sintetizar automáticamente la carga necesaria para adaptar cada configuración. Como se comentó en el capítulo 2.4.1, la bobina variable  $L_2$  se implementará con condensadores discretos e inversores J. El diseño del sintetizador automático que se obtiene para esta antena es:



**Figura 4.5.-** Sintetizador automático de impedancias



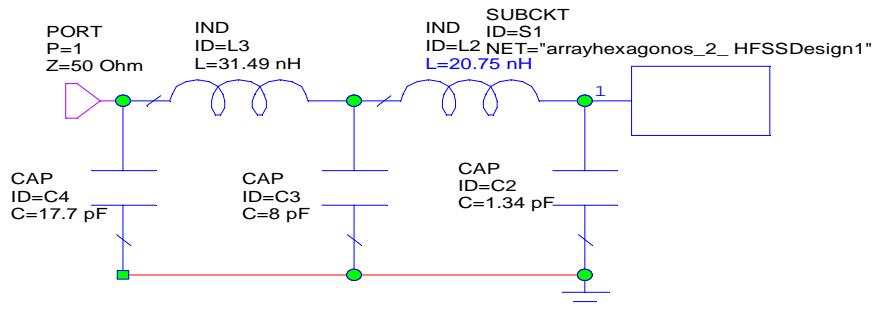
El modo de funcionamiento consiste básicamente en seleccionar mediante el conmutador adecuado el condensador que se desea para sintetizar la carga adecuada, permitiendo el conjunto entero adaptar la antena. Los condensadores se han elegido en potencias de 2 (1 pF, 2 pF, 4 pF,...) hasta 32 pF, lo que permitirá sintetizar el mayor número posibles de valores de cargas, teniendo en cuenta que un número de estados excesivo repercutiría en las pérdidas que se tienen en la red de adaptación.

## **4.2 PROCESO DE DISEÑO DEL SINTETIZADOR: ARRAY DE HEXÁGONOS**

En este caso, las diferentes configuraciones de la antena presentaban unas pérdidas de retorno muy similares, aunque no lo suficientes como para montar dicha antena. Es por ello, que en este caso con el sintetizador se busca mejorar la adaptación de la antena. Igualmente, se podrá desplazar la frecuencia de resonancia de la antena cubriendo toda la banda de trabajo de TETRA.

### **4.2.1 ADAPTADORES DE IMPEDANCIA**

Al igual que en el caso de anterior, el adaptador de impedancias se basa en una red en 'pi' que adaptará la antena. Ahora se tendrá que para conseguir adaptar todas las diferentes configuraciones solo se necesitará que varíe una de las cargas de la red. El esquema básico será:



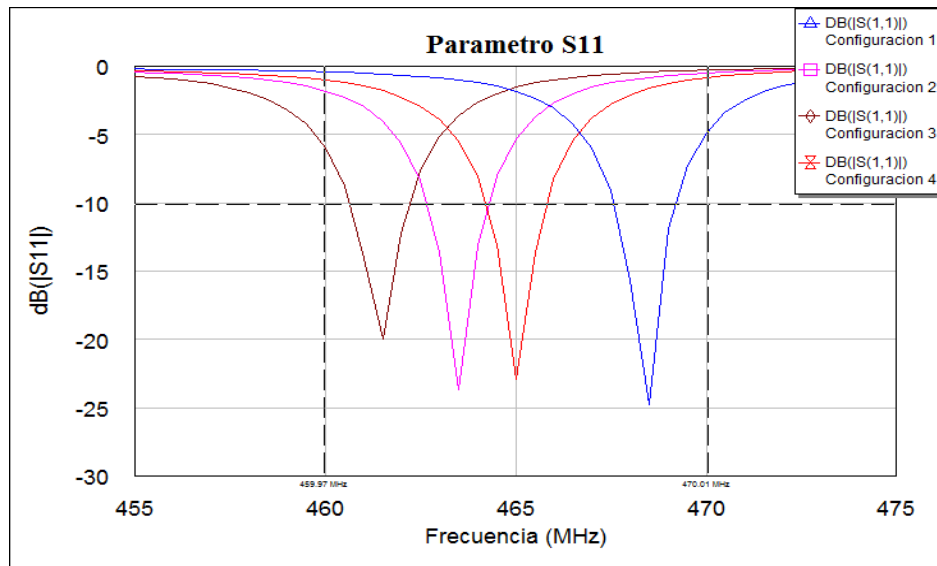
**Figura.4.6-** Red de adaptación ideal de la antena compacta

Haciendo variar el valor de la bobina  $L_2$ , se consigue adaptar la antena y que su frecuencia de resonancia varíe a lo largo de la banda de trabajo. Entre una configuración y otra sólo varía la bobina, como se puede ver en Tabla.4.3:

**Tabla.4.3-** Valores ideales de la bobina variable

	L2
CONFIGURACIÓN 1	7.6 nH
CONFIGURACIÓN 2	20.7 nH
CONFIGURACIÓN 3	29.7 nH
CONFIGURACIÓN 4	14 nH

Si se representa la adaptación de la antena en la banda de trabajo de interés, se verá cómo se consigue mejorar las pérdidas de retorno haciendo que sea posible su realización física [Fig.4.7]:



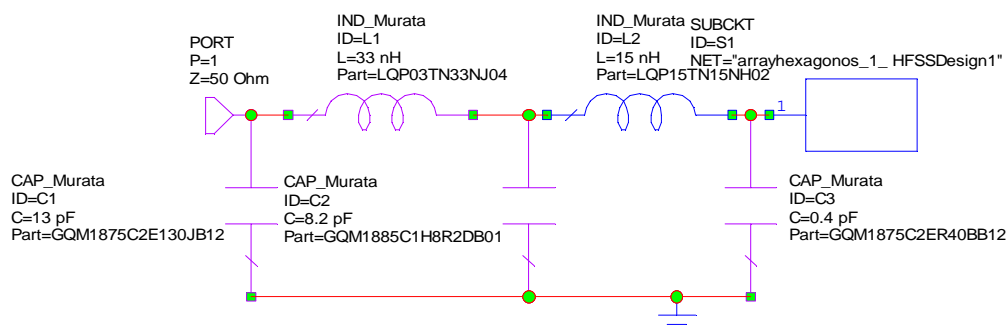
**Figura.4.7-** Pérdidas de adaptación con la red ideal

De cara a un montaje posterior, habrá que tener en cuenta los parásitos que presentan las cargas en su montaje real.

#### **4.2.2 DISEÑO CON CARGAS REALES: SINTETIZADOR DE IMPEDANCIAS**

Para poder llevar a cabo el montaje, se simula la red utilizando cargas reales que tengan en cuenta los parásitos de los condensadores y bobinas físicos. Al igual que con el adaptador diseñado para la espira rectangular, los valores reales de las cargas diferirán de los valores ideales. Sin embargo, al tener como elemento variable sólo una carga, el número de elementos de la red disminuye, con lo que disminuirán los parásitos y la pérdida de ganancia que suponga el conjunto del sintetizador.

El adaptador con cargas reales presenta la misma estructura que en el caso ideal variando el valor de la cargas. El esquema obtenido es el siguiente:



**Figura.4.8** – Red de adaptación con cargas reales de la antena compacta

Los valores que permanecerán fijos para todas las configuraciones presentan los siguientes valores:

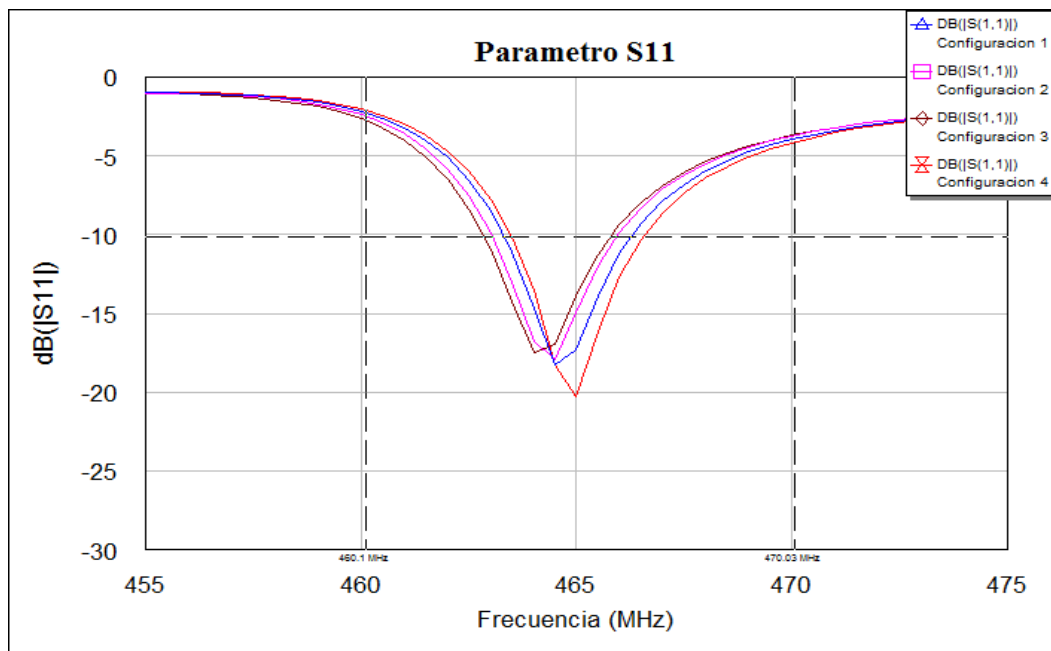
$$C1= 13 \text{ pF} \quad L1=33 \text{ nH} \quad C2= 8.2 \text{ pF} \quad C3= 0.4 \text{ pF}$$

Con respecto a la bobina L2 que variará entre cada configuración, los valores obtenidos son:

**Tabla.4.4-** Valores de la bobina variable real

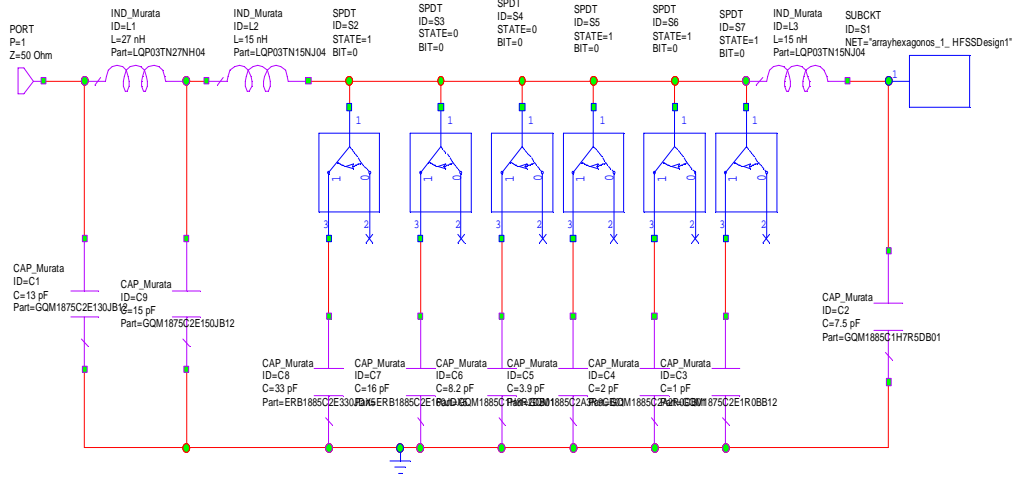
	L2
CONFIGURACIÓN 1	15 nH
CONFIGURACIÓN 2	15 nH
CONFIGURACIÓN 3	18 nH
CONFIGURACIÓN 4	12 nH

En [Fig.4.9], se representa la adaptación que se consigue de la antenna al incluir el sintetizador:



**Figura.4.9-** Pérdidas de adaptación con cargas reales

Con estos valores, se podría plantear el montaje físico del conjunto sintetizador más antenna reconfigurable. Al igual que en el caso anterior, la bobina variable se realizará mediante un conjunto de condensadores discretos seleccionados mediante *switches*. Con ello se conseguirá implementar un sintetizador automático de impedancias con la estructura siguiente:



**Figura. 4.10** – Sintetizador automático de impedancias para la antena compacta

Este sintetizador tiene un número de elementos variables más reducido que en el caso anterior, presentando ventajas a la hora de su montaje y su funcionamiento. El valor de los condensadores aumenta en potencias de 2 hasta los 32 pF. para permitir un rango discreto de selección de cargas.

### 4.3 EVALUACIÓN DE LA ETAPA DE SÍNTESIS DE IMPEDANCIAS

A partir de los resultados de las simulaciones, se puede concluir que el principal interés de la implementación del sintetizador de impedancias es mejorar la adaptación de la antena haciendo viable su uso.

Es evidente la mejora que representa en el caso de la antena compacta propuesta, ya que en las simulaciones de la antena por separado solo se habían conseguido unas pérdidas de retorno de -4 dB. Con el sintetizador, estas pérdidas de retorno llegan hasta los -20 dB y además se consigue desplazar la frecuencia de resonancia para toda la banda de trabajo.

Igualmente, en la antena no compacta se consigue que todas las posibles configuraciones se encuentren dentro de la banda de interés. Con ello se corrige la variabilidad en la frecuencia de resonancia que se tiene al reconfigurar la misma, con lo que se mitiga el efecto del entorno presente en un montaje físico.

Como contrapartida, está el hecho de que la red presentará unas pérdidas que supondrán una disminución en la ganancia final del conjunto, suponiendo ello un efecto negativo en la calidad de las comunicaciones:

$$G_{conjunto}(dB) = G_{antena}(dB) - P_{L_{adaptador}}(dB) \quad (4.11)$$

$G_{conjunto}(dB)$  es la ganancia que se obtiene con la antena y el sintetizador combinados,  $G_{antena}(dB)$  es la ganancia de la antena únicamente [Anexo III] y  $P_{L_{adaptador}}(dB)$  son las pérdidas que introducen el sintetizador automático de impedancias.

## CAPÍTULO 5

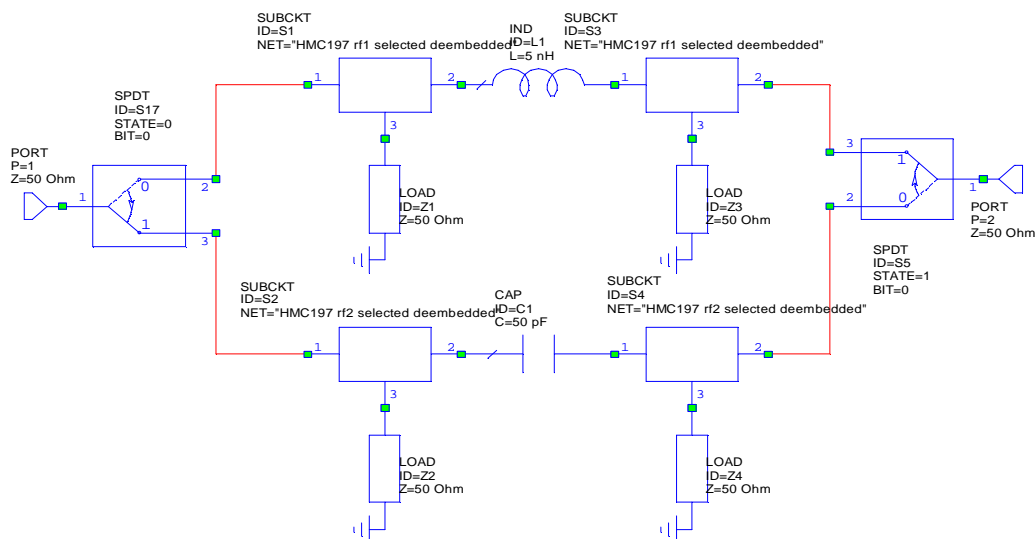
### RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este apartado, se presenta los distintos montajes físicos que se llevan a cabo para poder validar los resultados que se habían obtenido mediante simulación. Se realiza igualmente, una aclaración sobre la topología final de los elementos conmutables de la antena, en este caso la variación de las cargas en los gaps.

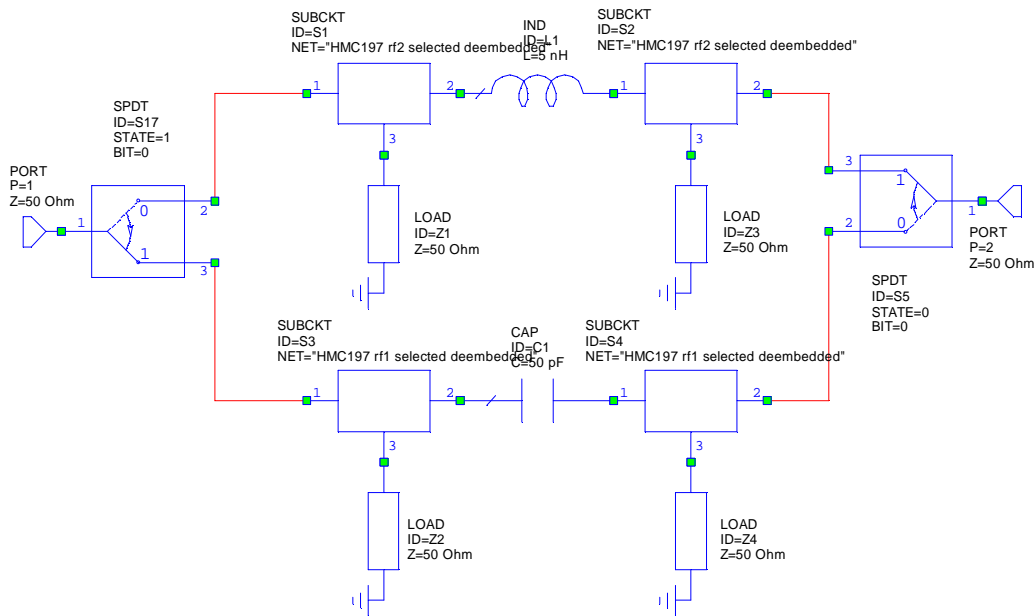
#### 5.1 TOPOLOGÍA FINAL

En los esquemáticos de las simulaciones no se ha contemplado el método necesario para conmutar las cargas de los gaps. Esto sería necesario de cara a realizar el montaje de la antena, ya que no sería viable modificar manualmente las cargas para poder cambiar el diagrama de radiación.

Teniendo en cuenta la necesidad de automatizar el proceso de selección de cargas, los circuitos de conmutación con valores reales de los *switches* son los siguientes:



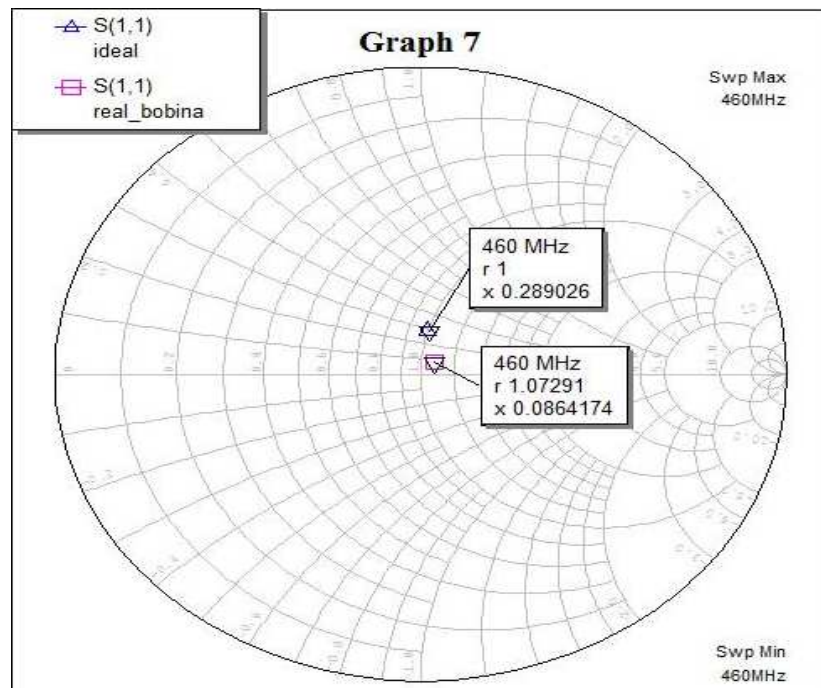
**Figura.5.1-** Circuito conmutable de cargas con *switches* reales, bobina seleccionada



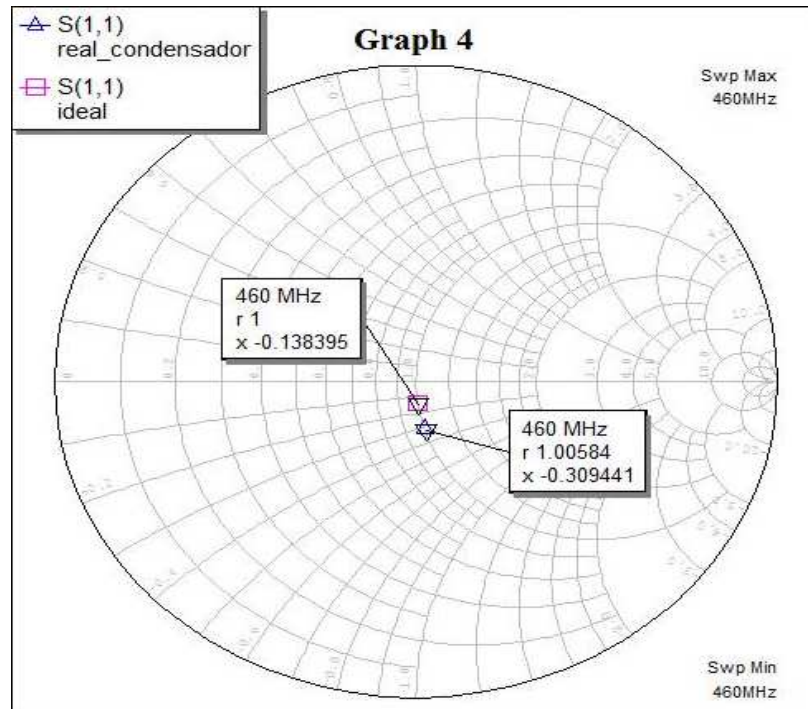
**Figura.5.2-** Circuito conmutable de cargas con *switches* reales, condensador seleccionado

El circuito diseñado se montaría en lugar de las bobinas y condensadores, añadiendo al diseño final las señales necesarias de conmutación de los *switches*, controladas mediante un procesador de señal (DSP, FPGA).

Este circuito conmutable implicará una mayor complejidad en el conjunto de la antena, igual que el valor de las cargas implementadas difiere ligeramente del establecido en las simulaciones. En [Fig.5.3] y [Fig.5.4], se pueden observar los cambios que el circuito conmutable introduce sobre los valores ideales de las cargas:



**Figura.5.3-** Comparativa bobina ideal y bobina real con *switches*



**Figura.5.4-** Comparativa entre condensador ideal y condensador con *switches*

El efecto de los conmutadores se traduce en el caso de la bobina [Fig.5.3] en incrementar las pérdidas, debido a la resistencia serie, y en una disminución de la admitancia del bobinado, lo que supondría un valor diferente al calculado. Para el caso del condensador [Fig.5.4], las pérdidas serían menores y disminuiría igualmente la admitancia debida a la parte capacitiva. Por lo tanto, los *switches* introducen pérdidas y modifican sustancialmente el valor de las admitancias que tenga el circuito.

Para compensar el cambio con respecto al caso ideal que suponen los *switches*, se recalcula el valor de bobinado adecuado para las simulaciones. En la tabla contigua [Tabla.5.1], se muestra el valor del circuito equivalente en el caso real y la carga modificada que se utiliza para conseguir la antena reconfigurable:

**Tabla. 5.1-** Valores de las cargas en las antenas reconfigurables

	IDEAL	REAL/ RESISTENCIA SERIE	MODIFICADA
BOBINA A IMPLEMENTAR	5 nH	15 nH / 3.64 $\Omega$	8.6 nH
CONDENSADOR A IMPLEMENTAR	50 pF	22,3 pF / 0.29 $\Omega$	10 nF

La resistencia de pérdidas no se podrá compensar en ningún caso. Si se usa el valor de carga modificada para cada caso, se podría reproducir los resultados obtenidos en las simulaciones al obtener el mismo valor de impedancia en su conjunto.



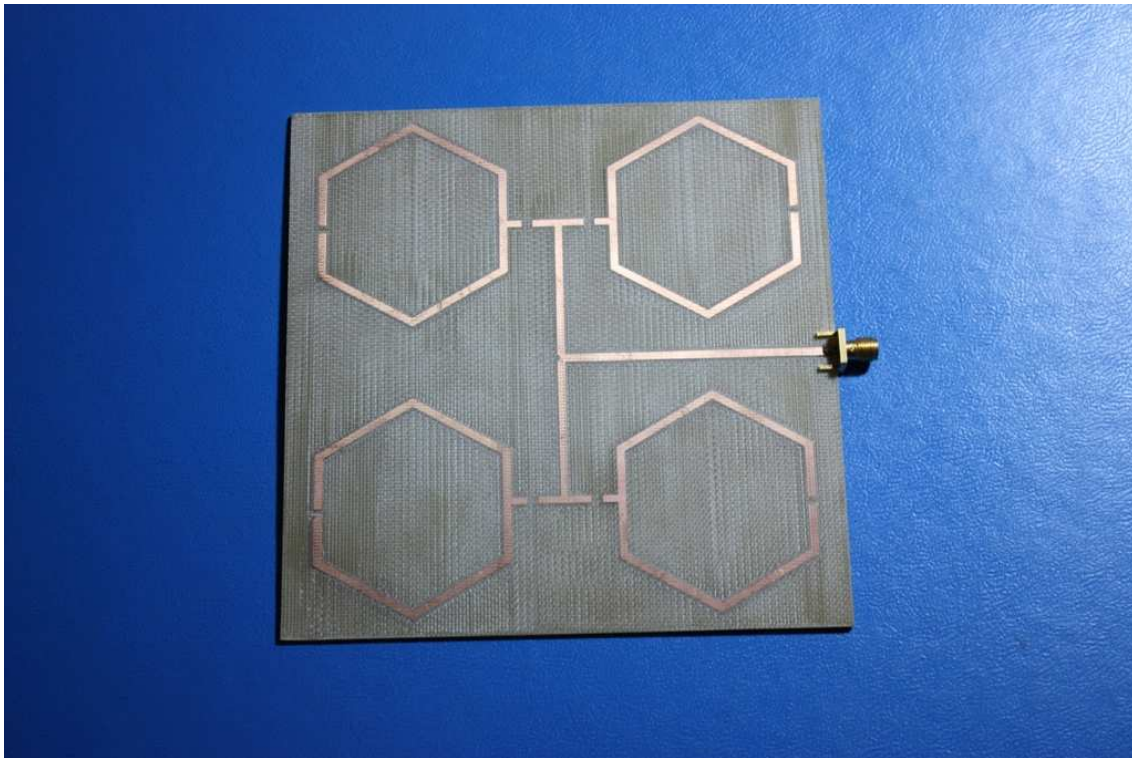
## 5.2 VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

De cara al montaje físico, hay que destacar que realizar las estructuras necesarias de las simulaciones con condensadores y bobinas, sobre todo implementado el circuito de conmutación, resultaría demasiado complejo y costoso; tanto en tiempo como en material. Debido a los elementos conmutables de la antena, la medición final resultaría muy laboriosa y no muy fiable, salvo en un entorno adecuado y con un proceso de montaje exhaustivo.

Por estas razones, para dar validez a las simulaciones que se han presentado, se va llevar a cabo el montaje físico de una estructura que resulte más fácil de implementar y medir.

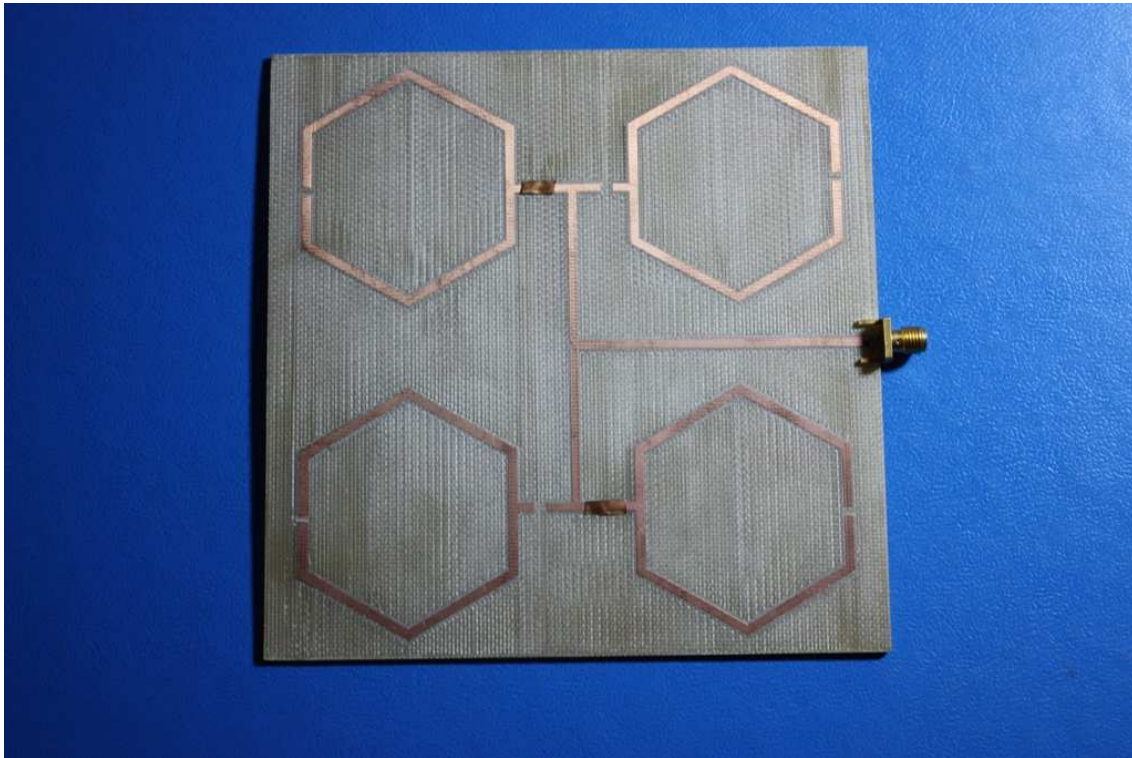
Teniendo en cuenta esto, se ha decidido montar el diseño de la antena compacta, debido a que su proceso de fabricación resulta más sencillo. La antena compacta, presenta un sistema de alimentación más simple, no perjudicando a la dificultad final del proceso el hecho de tener que montar hexágonos físicamente.

El montaje final realizado será el de la antena compacta:



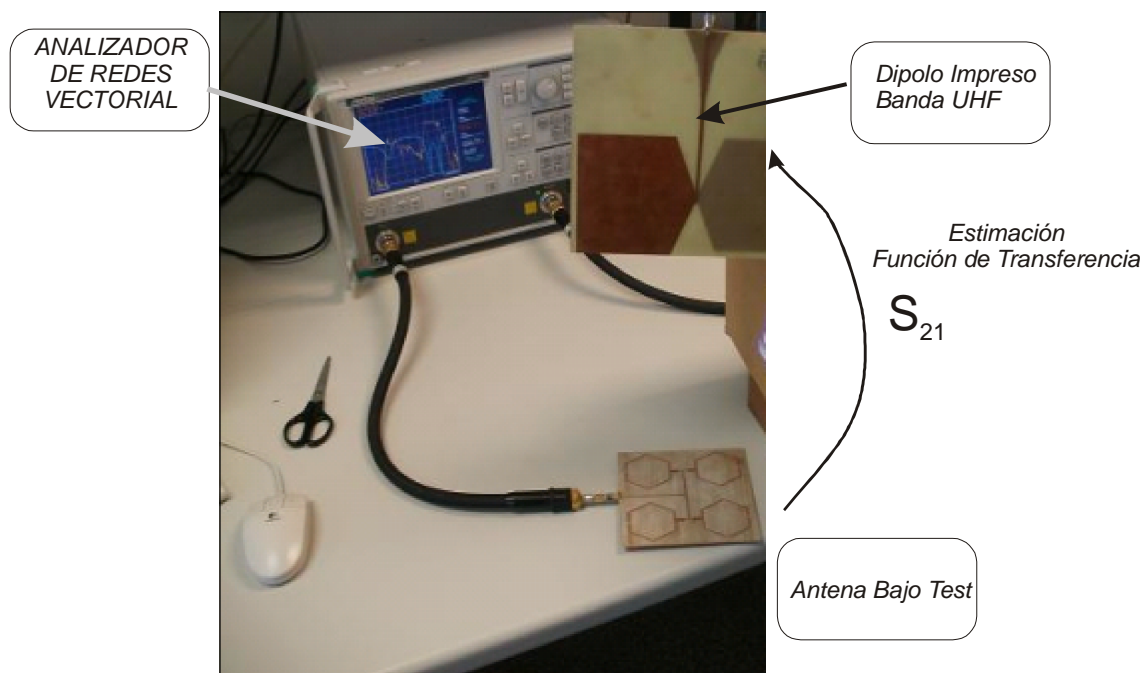
**Figura.5.5-** Montaje físico de la antena compacta sin stubs.





**Figura.5.6-** Montaje físico de la antena compacta con stubs.

Con el montaje físico hecho, hará falta montar un sistema de medida adecuado para caracterizar la antena. Para ello, se usa una antena de tipo *bow-tie* como receptora adecuada para funcionar a la frecuencia de 460 Mhz y se utiliza un analizador de redes vectorial para poder obtener los resultados. El montaje físico final para medir la antena será [Fig.5.7]:



**Figura.5.7-** Montaje físico del sistema de medida de la antena

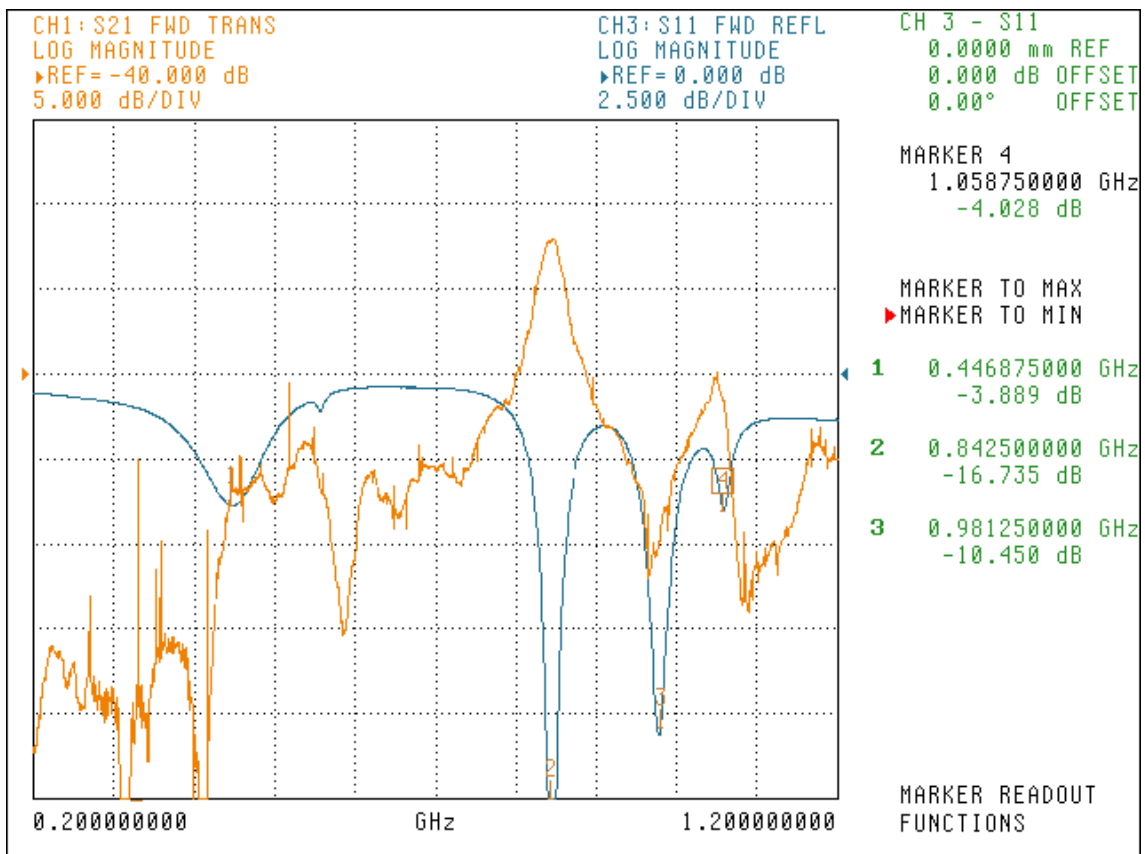
Con el montaje realizado, se analiza las características que proporciona la antena. Las medidas que se han realizado corresponden con la medida del parámetro  $S_{11}$  lo cual indicará las pérdidas de retorno de la antena, y del parámetro  $S_{21}$ , lo que indicará si radia la antena en la frecuencia de resonancia y permite observar si se producen cambios en el diagrama de radiación en la antena.

La forma específica del diagrama de radiación de la antena no se podrá calcular con los medios disponibles. Para poder realizar la medida correctamente se debe realizar en una cámara anecoica de dimensiones adecuadas para evitar reflexiones. Al tratarse de una antena de  $f_0 = 460$  Mhz, haría falta una cámara de unas dimensiones mayores a  $5\lambda_0$  y en este caso  $\lambda_0 = 0,65$  m. de la que no se dispone. Por eso se realiza la medida del parámetro  $S_{21}$ , que indicará cambios en el diagrama de radiación aunque no se pueda estimar como se producen.

Las medidas se realizan conforme a lo establecido en el proyecto, con lo que se medirá la antena interconectando las espiras para formar las configuraciones que ya se han establecido en el proyecto. Esto supone medir conectando tres espiras y dejando una sin conexión. Se utilizarán stubs de cobre que realizarán la labor de los *switches* o las cargas de las simulaciones.

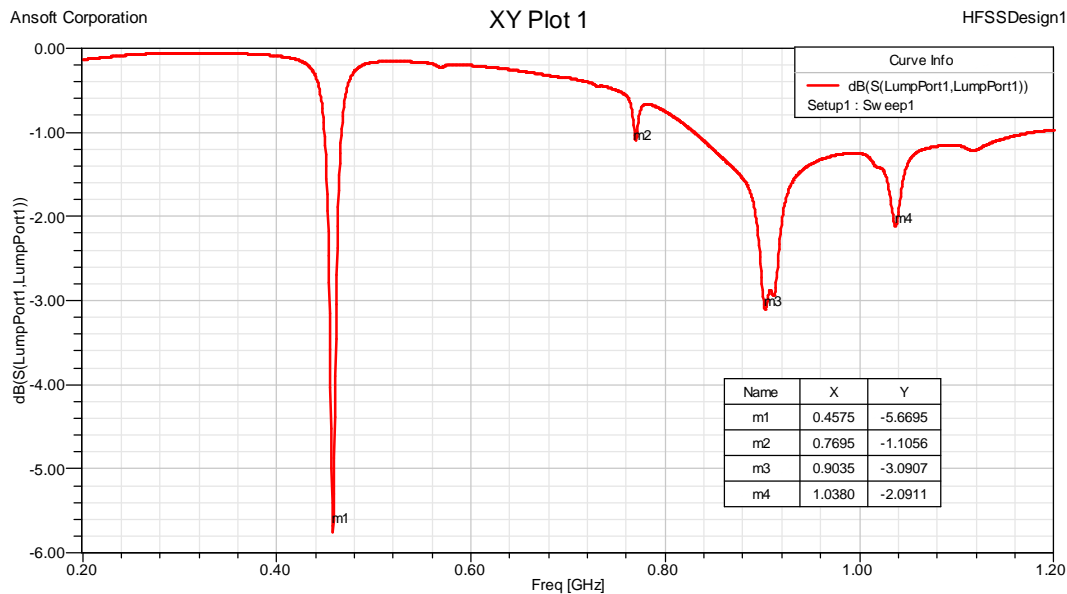
Entre cada configuración pueda existir un error en la medida, al no saber la carga exacta que se utiliza como conexión. Esto se analizará en [Fig.5.10] y [Fig.5.11].

Una vez tenido en cuenta todos estos aspectos, se realizan las medidas. Los resultados que se obtienen, para la configuración establecida, son los siguientes:



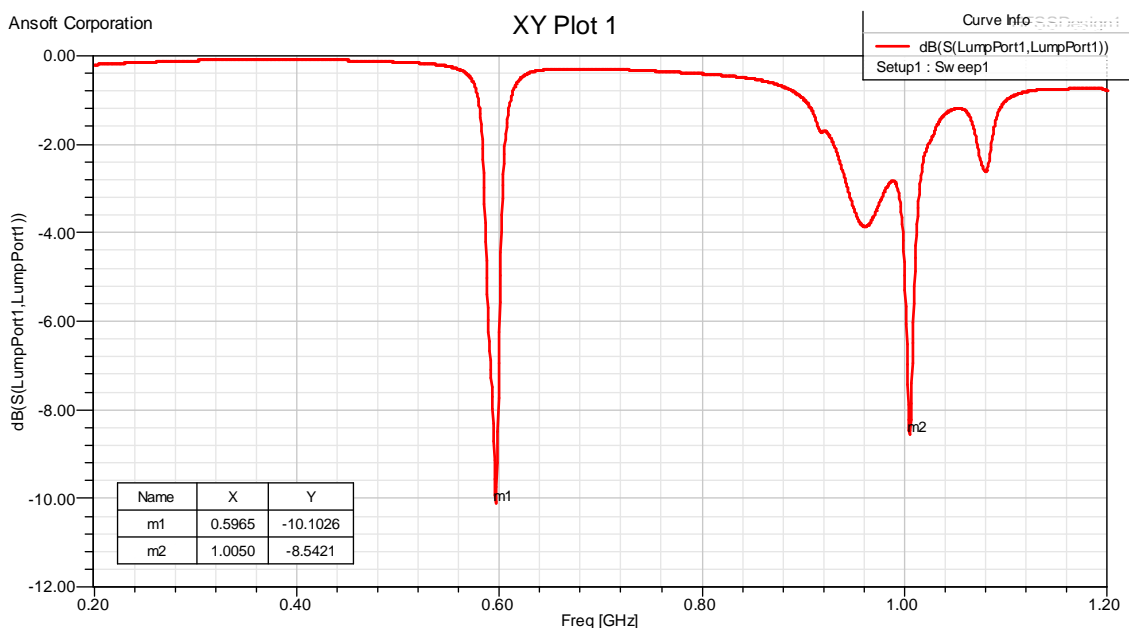
**Figura.5.8-** Resultados del montaje físico de la configuración 4 de la antena compacta

En [Fig.5.8], El parámetro  $S_{11}$  lo representa la línea azul y el parámetro  $S_{21}$  la línea naranja. Las simulaciones de la misma configuración y con el mismo margen frecuencial de representación eran:

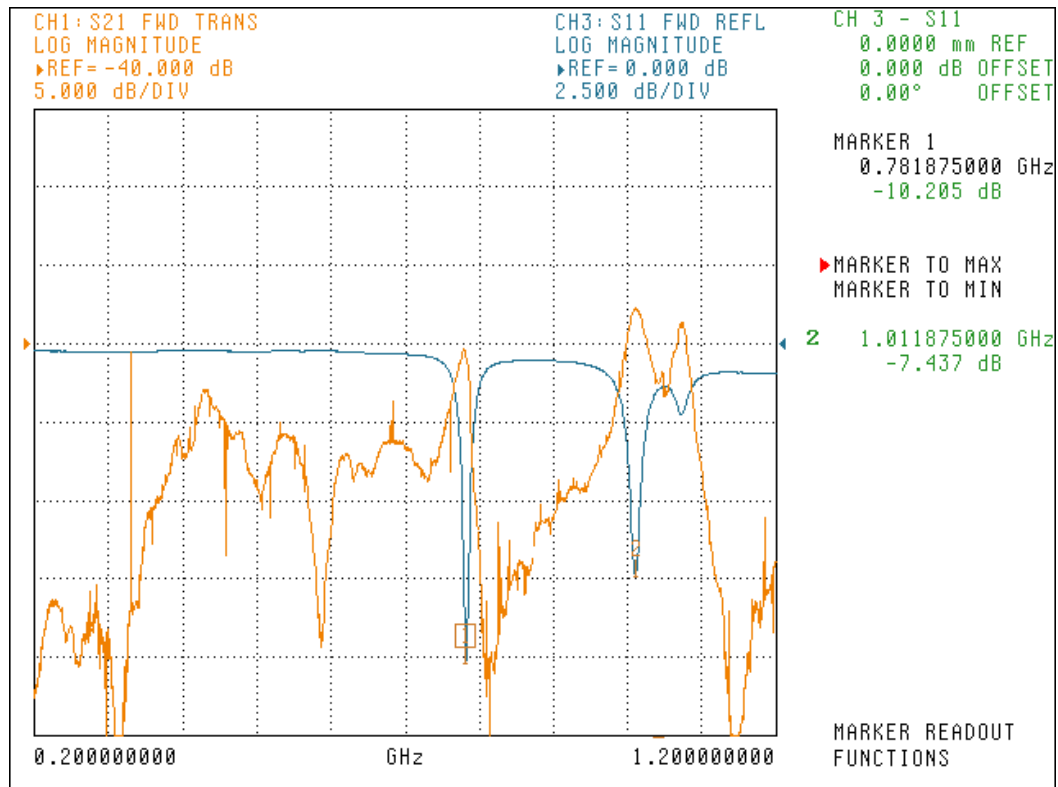


**Figura.5.9-** Resultado de la simulación en la configuración 4 de la antena compacta

Como se observa en [Fig.5.8], los picos en los que la antena presenta resonancia corresponden aproximadamente con los obtenidos en la simulación [Fig.5.9]. Esto indica que los resultados de las simulaciones realizadas serían válidos para las pérdidas de retorno. Los valores de los mismos difieren, pero esto se debe a la aleatoriedad que se introduce en la medida física, ya que no se conoce el valor de carga del sustrato que se coloca para interconectar. Para justificar este hecho, se debe recalcar un cambio en la carga en los gaps provocaría un comportamiento diferente al deseado en la antena. Se presenta a continuación una simulación en la que se observa el efecto de cambiar los condensadores de 5 pF. por unos de 2 pF [Fig.5.10] y [Fig.5.11]:

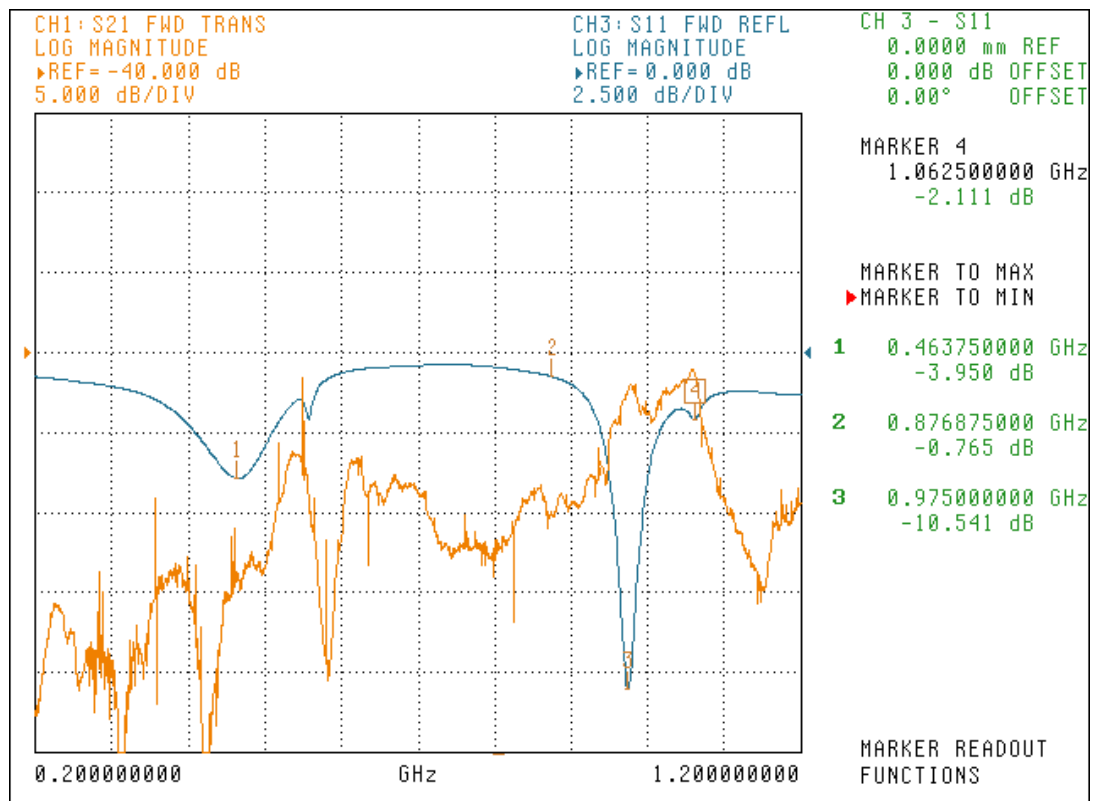


**Figura.5.10-** Simulación de la configuración 1 de la antena con condensadores de 2 pF

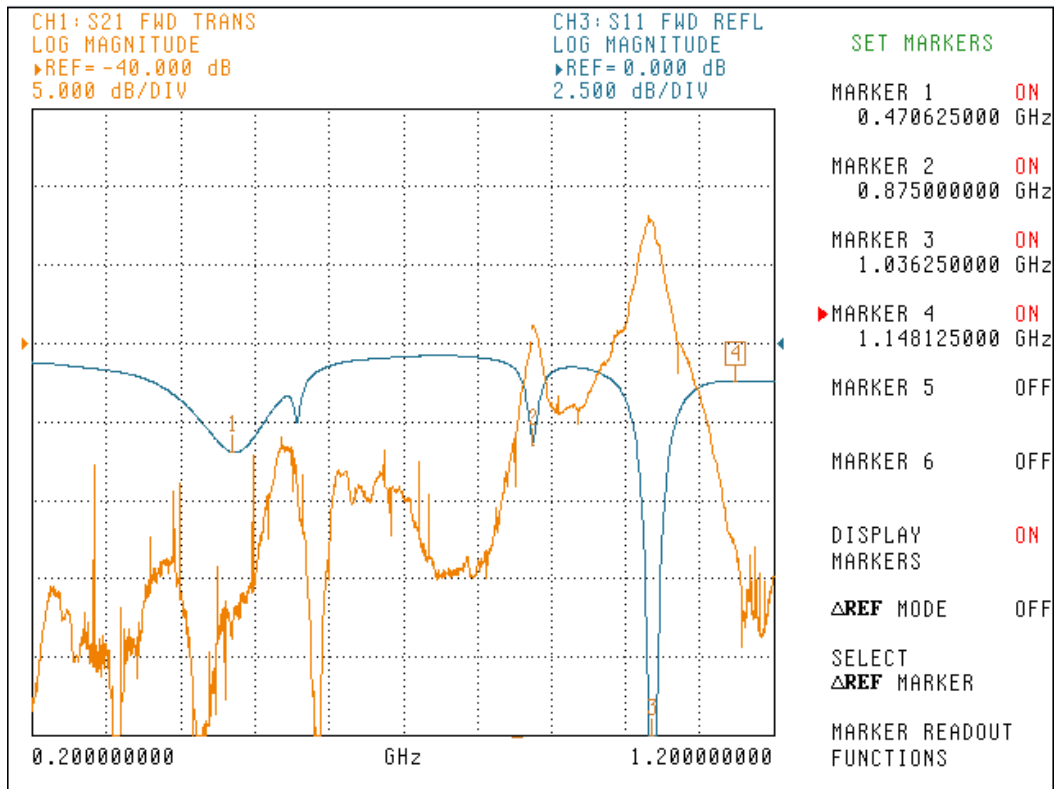


**Figura.5.11-** Resultado experimental al cambiar la conexión de los gaps

Al cambiar la conexión que se hacía en el montaje físico entre las espiras, podía haber una variación con respecto a lo simulado al no poder concretar el valor de la carga que realmente se introducía en los gaps. A pesar de ello, se pudieron hacer más medidas de otras configuraciones que confirmaron las simulaciones llevadas a cabo:



**Figura 5.12.-** Resultado experimental de la configuración 2 de la antena compacta



**Figura.5.13.-** Resultados experimentales de la configuración 3 en la antena compacta

En ambos casos, se observa la resonancia en la frecuencia de la banda de TETRA que se obtenía en las simulaciones. Para ver si varía el diagrama de radiación, hace falta centrarse en el parámetro  $S_{21}$  y observar los niveles obtenidos. Los cálculos necesarios se explican detalladamente a continuación:

- Se comparan los resultados de la configuración 2 [Fig.5.12] y 4 [Fig.5.8]. Se hará en la frecuencia de 460 Mhz.

$$|S_{11}|_{\text{dB configuración 2}} = -3.9 \text{ dB}$$

$$|S_{11}|_{\text{dB configuración 4}} = -3.5 \text{ dB}$$

- La diferencia en adaptación es de sólo 0,4 dB. Sin embargo, entre los parámetros  $S_{21}$  de ambas antenas:

$$|S_{21}|_{\text{dB configuración 2}} = -54 \text{ dB}$$

$$|S_{21}|_{\text{dB configuración 4}} = -46 \text{ dB}$$

Como se observa existe una diferencia de 8 dB entre ambas medidas, que no se explican sólo por la adaptación de la antena. Tampoco se producen por un cambio en las pérdidas de transmisión en el aire, ya que las antenas están fijas en distancia entre las diferentes medidas.

La explicación se debe, a que entre una configuración y otra, se produce un cambio en la directividad de la antena, debido al cambio en el diagrama de radiación producido por el desplazamiento del haz principal de la antena. No se puede estimar correctamente como es ese cambio, pero sí que efectivamente se produce, con lo que el diseño se trataría efectivamente de una antena reconfigurable en el diagrama de radiación.

### **5.3 COMPARATIVA ENTRE RESULTADOS EXPERIMENTALES Y SIMULADOS. CONCLUSIONES**

Los resultados que se han obtenido del montaje físico de la antena compacta confirman que existe una frecuencia de resonancia entorno a los 460 Mhz. Su valor igualmente suele rondar los -4 dB en pérdidas de adaptación. Concuerda pues con lo que se había simulado, si bien existen diferencias debidas a la imposibilidad de precisar la carga que se introduce en el montaje físico. Por ello, lo más importante para determinar si se ha simulado correctamente es observar si se produce resonancia a la frecuencia que se había establecido en la simulación.

El diagrama de radiación no se ha podido determinar debido a la necesidad y limitación de una sala anecoica adecuada para su medida. Sin embargo, si se ha podido comprobar que el diseño de antena que se ha planteado es efectivamente de una antena reconfigurable.

Se puede establecer que las medidas realizadas físicamente confirman la validez de las simulaciones realizadas. Desde el punto de vista de la antena, quedaría hacer un estudio más detallado del rango de frecuencias entre los 800-1100 Mhz. donde también se observa resonancia en la antena y donde podría funcionar como antena reconfigurable, dando lugar a una antena dual en frecuencia.

## ***CAPÍTULO 6***

### **CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS**

En el documento se ha recogido un resumen del proceso de simulación y medida de una antena reconfigurable para banda TETRA usando sintetizadores de impedancias automáticos. En los diferentes capítulos, se muestra el proceso que se ha llevado a cabo para la consecución del proyecto.

En primer lugar, se muestran las características básicas que debe cumplir el diseño para funcionar bajo el estándar de TETRA. Igualmente, se hace un estudio de las características a cumplir en una antena reconfigurable y el concepto básico de un sintetizador de impedancias. De este proceso de documentación, se desarrolla el diseño teórico de la antena reconfigurable y del sintetizador de impedancias automático. Posteriormente, se ha realizado montajes físicos que han permitido dar validez a las simulaciones.

De todo el proceso descrito, se puede concluir que el método utilizado para el diseño de antenas reconfigurables es válido, habiendo conseguido cumplir los objetivos establecidos. Se ha conseguido una antena funcionando a la frecuencia de 460 Mhz. que presenta diagramas de radiación variables. Mediante las pruebas realizadas, se ha podido comprobar cómo la antena efectivamente radia de modo diferente según la configuración utilizada. Las desventajas que pudiera ofrecer el diseño original se corregían mediante el sintetizador de impedancias. De este modo, el desplazamiento de la frecuencia de resonancia y la adaptación baja que se observaba en las simulaciones es corregida adecuadamente, mejorando su posible uso en una aplicación real.

El principal inconveniente observado es la reducción de la ganancia debida a la necesidad de implementar una etapa extra de adaptación. También se puede estudiar una mejora de la reconfigurabilidad que se logra del diagrama de radiación de la antena.

Como líneas futuras quedaría la verificación experimental rigurosa de los apartados que no se han podido llevar a cabo en el proyecto. Haría falta poder determinar los diagramas de radiación de las antenas de un modo preciso, solventando las dificultades técnicas de las medidas. Igualmente, se podría medir el efecto de implementar conmutadores en los montajes físicos, apartado que solamente se ha podido simular.

Otro aspecto importante para continuar con el proyecto sería el desarrollo de algoritmos de control de estados y de selección los diagramas de radiación para la arquitectura de la Fig.2.6. Precisaría del uso de un procesador digital de señal como controlador, siendo los más habituales un DSP o una FPGA. Habría que establecer los circuitos necesarios de control de la antena, así como aquellos algoritmos que informaran de la configuración aplicada a la antena reconfigurable y al sintetizador de impedancias. Todos estos aspectos deberían ser implementados físicamente, con lo que sería necesario desarrollar los circuitos de medida que serían necesarios.

Como desarrollo futuro, queda pendiente estimar la Ganancia Media Efectiva (MEG) para cada uno de los diagramas reconfigurables de la antena en entornos móviles. Simplemente se ha dado una idea sobre en qué consistiría esta medida, pero sería necesario observar la mejora que las antenas reconfigurables supondrían en este parámetro. Este aspecto resulta muy interesante teniendo en cuenta la aplicación en entornos móviles donde surge propagación multitrayecto, como entornos *wireless*.

Todos estos aspectos podrían ser tenidos en cuenta como posible continuación al trabajo realizado en este proyecto.



## REFERENCIAS

- [1] – Datasheet HMC197 GaAs MMIC SOT26 SPDT SWITCH, Hittite Microwave Corporation.
- [2] – George D. Vendellin, Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rohde. *Microwave Circuit Design Using Linear and Non Linear Techniques* Ed. Wiley-Interscience. George D. Vendellin, Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rohde.
- [3] – Alfred Grau, Jordi Romeu, Ming-Jer Lee, Sebastián Blanch, Lluís Jofre y Franco de Flaviis. *A Dual-Linearly-Polarized MEMS-Reconfigurable Antenna for Narrowband MIMO Communication Systems*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation.
- [4] – P. Stavroulakis. *Terrestrial Trunked Radio- TETRA* Ed. Springer.
- [5] – José María Hernando Rábanos, Manuel Montero del Pino, Fernando Pérez Fontán. *Ingeniería de Sistemas Trunking*, Editorial Sintesis.
- [6] - Pedro Luis Carro, Jesús de Mingo, Paloma García-Ducar. *Characterization of Impedance Variations in antennas for TETRA terminals*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2010.
- [7] – Lucía Sáenz Fernández. PFC *Estudio. Diseño y Evaluación de una Red Sintetizadora de Impedancias para aplicaciones de mejora energética en Sistemas de Comunicaciones Móviles*, Universidad de Zaragoza.
- [8] – José Ramón Gállego, *QoS en redes de nueva generación*, Apuntes Teoría. Universidad de Zaragoza
- [9] – Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. Third Edition, Editorial Wiley-Interscience.
- [10] - Shashank D. Kulkarni y Sergey N. Makarov, *A Compact Dual Band Foam-Based UHF PIFA*. ECE Dept., Worcester Polytechnic Institute.
- [11] – ‘Product Features’ en <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>
- [12] – ‘Microwave Office Overview’ en <http://web.awrcorp.com/>
- [13] – Jesús de Mingo Sanz, *Antenas y Propagación, Consideraciones Generales sobre Antenas*. Notas de Clase. Universidad de Zaragoza.
- [14] – Pedro Luis Carro, Jesus de Mingo, Paloma Garcia Ducar, *Analysis of the Antenna Stochastic Effective Gain in Mobile Environment*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall 2009.

[15] – ‘Tecnologías>TETRA’ en <http://www.willtek.com>

[16] – ‘Sistema TETRAPOL’ en <http://www.ea1uro.com/digital2.html>

[17] – Eduardo Frías Valero, *Aportaciones al estudio de las máquinas eléctricas de flujo axial mediante la aplicación del método de los elementos finitos*. Departamento de Ingeniería Eléctrica. UPC.

[18] – Antonio Miguel Artiaga, Alfonso Ortega Giménez, *Comunicaciones Digitales Avanzadas*, Apuntes Teoría. Universidad de Zaragoza.

