

**PROYECTO FIN DE CARRERA**

**DISEÑO DE ANTENAS  
INTELIGENTES BASADO EN  
LA APLICACIÓN DE UN  
SINTETIZADOR DE  
IMPEDANCIAS**

**ANEXOS**

**AUTOR: José Ángel Pérez Arqued**

**Ingeniería de Telecomunicaciones**

**Especialidad en Comunicaciones**

**ZARAGOZA, Julio 2010**

## **ANEXO I**

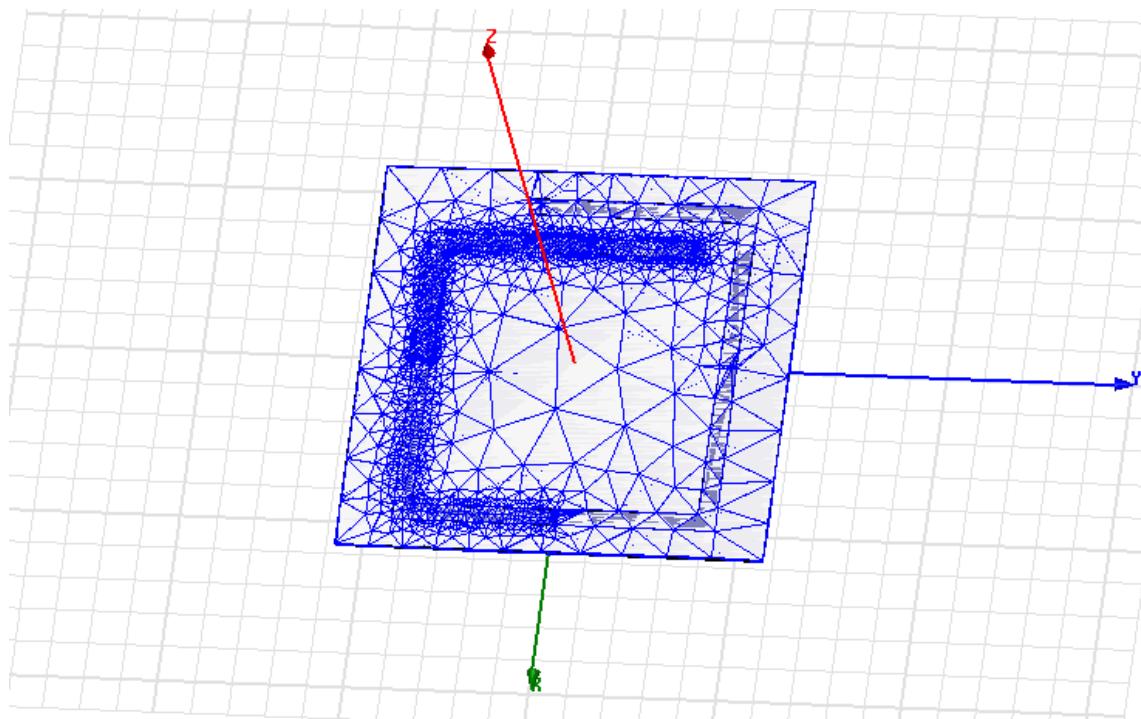
### **DESCRIPCIÓN DEL SIMULADOR HFSS 11**

En este anexo, se muestra una visión del simulador HFSS 11, obteniendo los datos a través del fabricante y de la experiencia de uso [Ref. 11]. HFSS es un programa de simulación de campos electromagnéticos. Ello lo hace muy útil para simular antenas, guías de ondas o los campos presentes en una estructura de interés.

HFSS permite calcular campos eléctricos y magnéticos, corrientes, parámetros S o campos radiados tanto lejanos como cercanos [Ref. 11]. El modo de simulación empleado se basa en el método de los elementos finitos. Se trata de un método de aproximación [Ref. 17], que se constituye de los siguientes pasos:

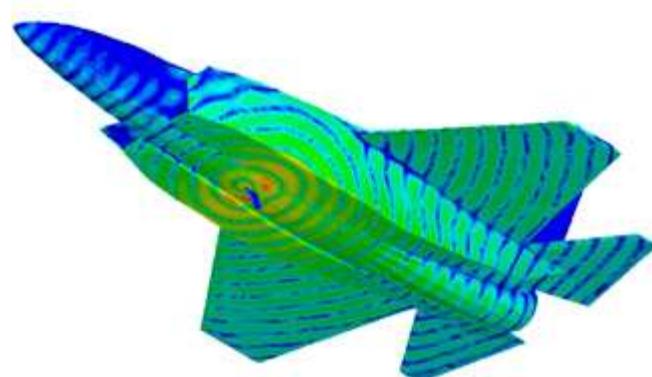
- 1) El continuo se divide en un número finito de partes, *elementos*, cuyo comportamiento se especifica mediante un número finito de parámetros asociados a ciertos puntos característicos, denominados *nodos*. Estos nodos son los puntos de unión de cada elemento con sus adyacentes.
- 2) La solución del sistema completo sigue las reglas de los problemas discretos. El sistema completo se forma por ensamblaje de los elementos.
- 3) Las incógnitas del problema dejan de ser funciones matemáticas y pasan a ser valor de estas funciones en los nodos.
- 4) El comportamiento en el interior de cada elemento queda definido a partir del comportamiento de los nodos mediante las adecuadas funciones de interpolación o de forma.

Se basa por lo tanto en transformar un cuerpo de naturaleza continua en un modelo discreto aproximado. Por lo tanto, el usuario crea la estructura a simular mediante las herramientas de dibujo del programa, y este se ocupa de generar el mallaado adecuado para obtener la solución. Esto se puede observar en [Fig.A.1]:



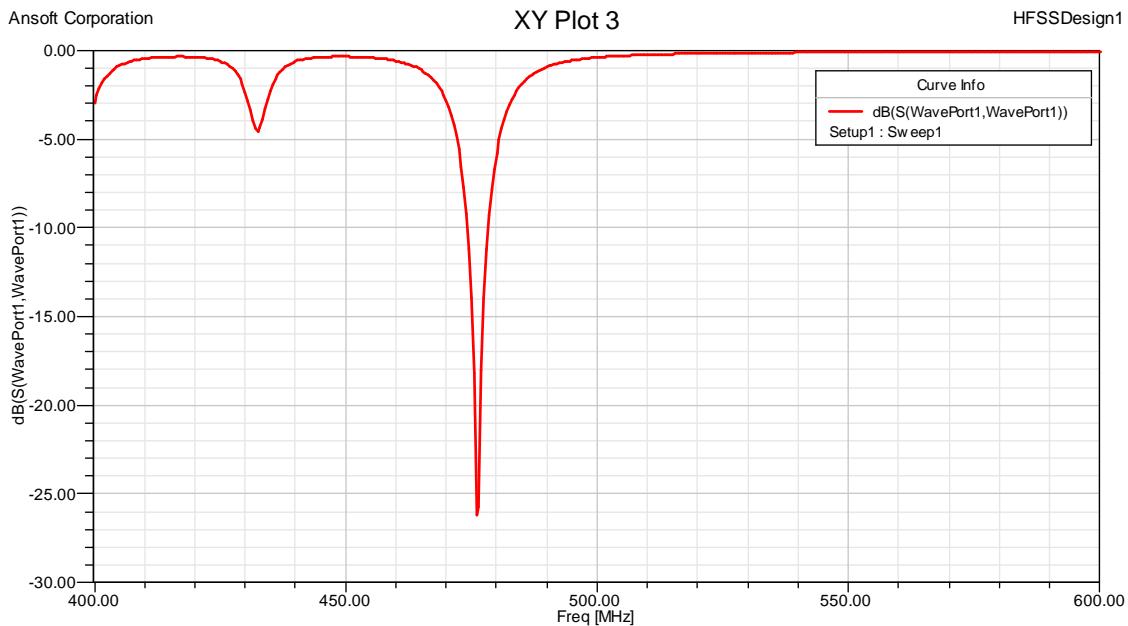
**Figura A.1.-** Mallado de una estructura simulada

El mallado se hará más fino cuanto menor sea el error que se quiera cometer con respecto al cálculo de campos continuos. Una vez que se ha llevado a cabo este mallado, el simulador HFSS 11, permite obtener y representar las soluciones que se han obtenido. Así, se puede representar la corriente superficial o los campos eléctricos o magnéticos en una estructura de 3D [Fig.A.2]:

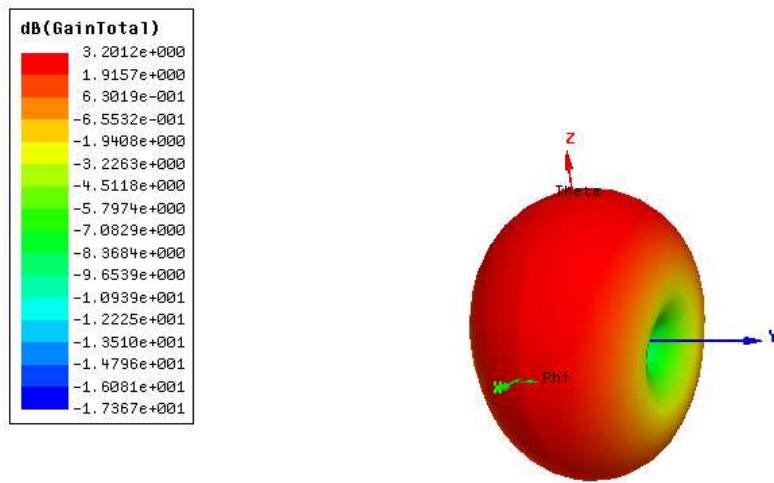


**Figura A.2.-** Representación de los campos electromagnéticos en la superficie de un avión

Para el desarrollo de antenas, el programa permite representar parámetros importantes de la misma como la ganancia o la eficiencia de radiación. Estas soluciones se pueden igualmente representar en 2D o 3D y permitirán cuantificar las características de las antenas.

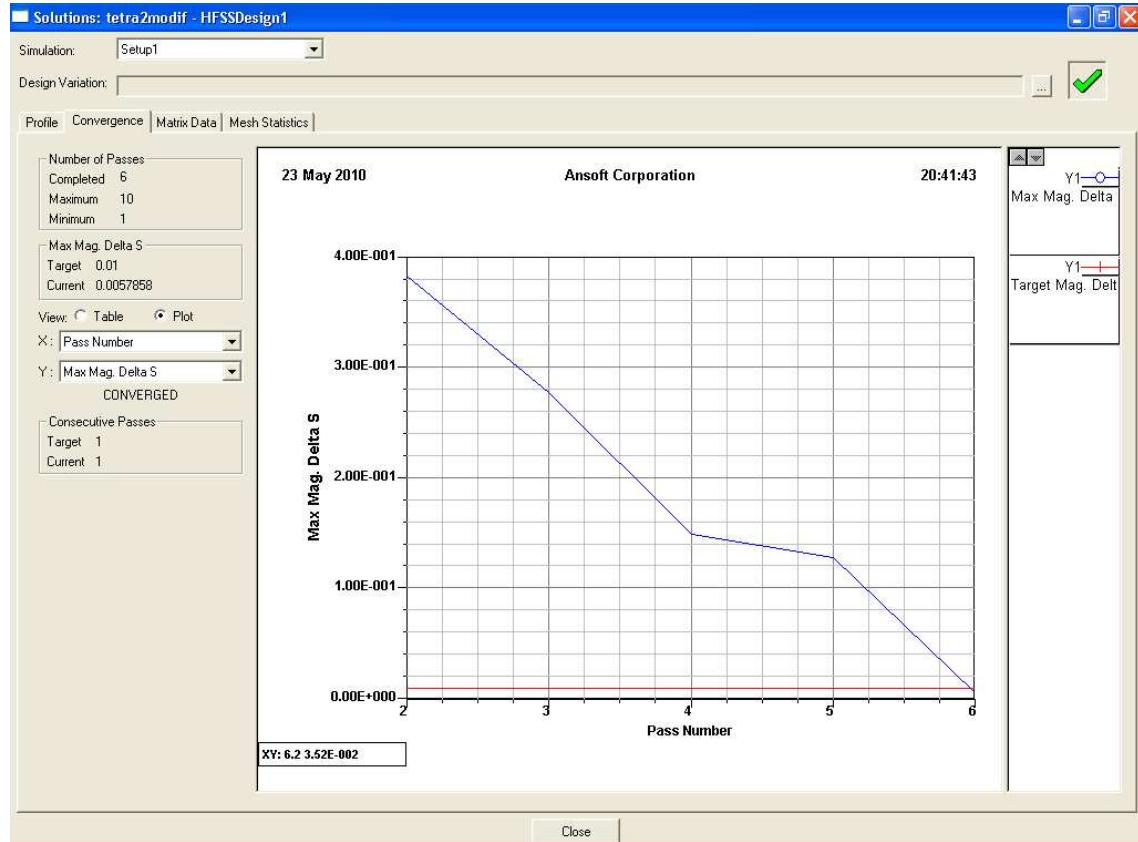


**Figura A.3.-** Representación en Cartesianas, Pérdidas de Retorno de una antena diseñada



**Figura. A.4.-** Representación 3D de la ganancia de una antena

Además de este tipo de soluciones, el simulador HFSS 11 permite observar el error cometido en las aproximaciones de la simulación, así como exportar la matriz de parámetros S de la estructura, lo que facilitará el montaje físico posterior.



**Figura. A.5.-** Representación del error en la simulación en HFSS

## **ANEXO II**

### **DESCRIPCIÓN DEL SIMULADOR MICROWAVE OFFICE 9.0**

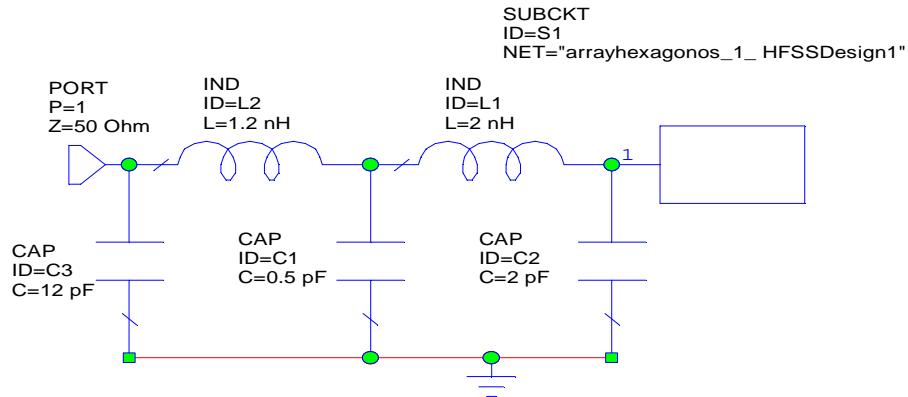
En este anexo, se muestra visión del simulador Microwave Office 9.0 obteniendo los datos a través del fabricante y de la experiencia de uso [Ref. 12]. El simulador Microwave Office 9.0 se utiliza para simular circuitos integrados y diseños de RF, así como diferentes sistemas de comunicación. Se basa en técnicas lineales de simulación que utilizan el análisis de nodos.

El análisis de nodos es un método sistemático para desarrollar análisis de circuitos. El procedimiento del análisis de nodos se divide en tres pasos:

- Etiquetar los voltajes de los nodos con respecto a tierra.
- Aplicar las leyes de corrientes de Kirchoff para cada uno de los nodos del circuito. Este método es el habitual de resolución de circuitos empleado en Teoría de Circuitos.
- Resolver las ecuaciones establecidas para obtener las tensiones de los nodos desconocidas. Con ello resolveríamos el circuito planteado

El simulador de Microwave Office usa técnicas orientadas a objetos para resolver los circuitos. Permite obtener soluciones en tiempo real, como la sintonización de elementos circuitales. Además, consta de una herramienta de optimización y análisis de campos.

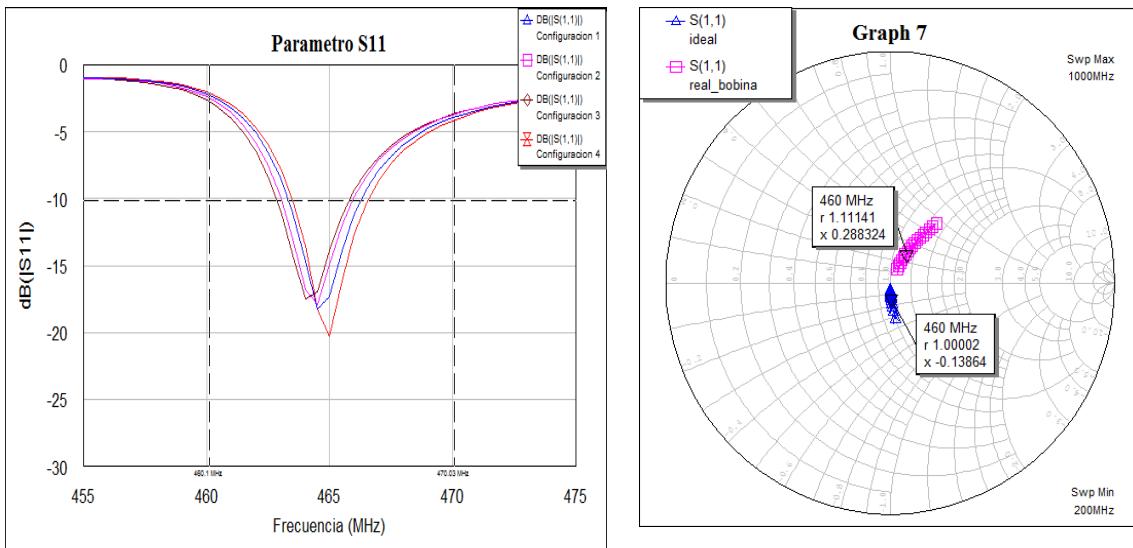
Para desarrollar una simulación Microwave Office, primeramente, se debe crear un proyecto nuevo *File>New Project* al que se le añadirán los diferentes esquemáticos de los circuitos a resolver *Project>Add Schematic*.



**Figura. A.6.-** Ejemplo Circuito esquemático en Microwave Office 9.0

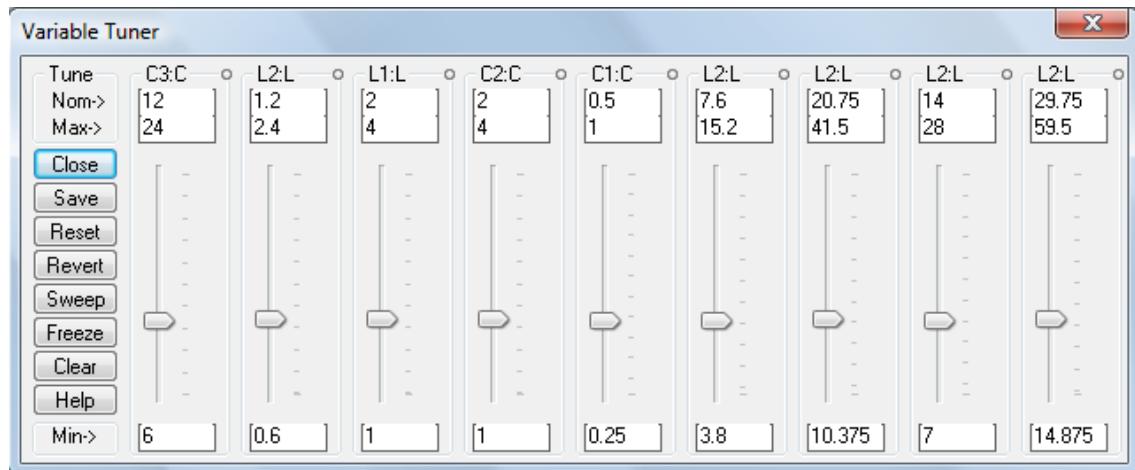
Las unidades de los elementos del circuito deberán ser fijadas a la hora de diseñarlo. Ello se realiza a través del menú de opciones del simulador *Options>Project Options*. Para poder representar las soluciones que se obtienen será necesario desplegar gráficas. Este apartado resulta muy importante, debido a la gran cantidad de medidas que se permiten representar.

Las gráficas las establecemos a través de la ruta *Project>Add Graph* y se añade la medida a representar a través de *Project>Add Measurement*. En la figura siguiente, se observa un ejemplo de los distintos gráficos que se pueden obtener:



**Figura. A.7.-** Ejemplo gráficos en MicroWave Office

Entre las herramientas más útiles del simulador se encuentra la que permite sintonizar un elemento circuitual. Esta opción se obtiene a través del menú *Simulate>Tune*, seleccionando el elemento a sintonizar. A través de la opción *Simulate>Tune Pool*, se puede variar el valor del elemento deseado. Gracias a la posibilidad que ofrece el simulador, se pueden obtener resultados en tiempo real a la vez que varía el valor del elemento circuitual deseado.



**Figura. A.8.-** Menú con elementos sintonizados

Otra herramienta muy útil para los diseños es el optimizador de Microwave Office, que permite ajustar los valores de los elementos de un circuito para obtener una solución deseada. La herramienta del optimizador se despliega a través del menú *Simulate>Optimize*. En ella se deben de especificar los elementos que se quieren optimizar para obtener la solución deseada. El objetivo de optimización se fijará en la opción *Project>Add Opt Goal*.



**Figura. A.9.-** Menú del optimizador de elementos circuitales

El error y el ajuste de los resultados obtenidos de la optimización se pueden obtener a través de la siguiente pantalla y de los gráficos de solución [Fig.A.9].

## **ANEXO III**

### **PARÁMETROS BÁSICOS DE ANTENAS**

En este anexo se estudiarán los conceptos básicos sobre antenas que se han visto a lo largo del proyecto. La definición de antena según el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas.

La principal función de una antena es la radiación de una potencia suministrada con las características de directividad deseadas. A continuación, se explican los principales parámetros de las mismas.

#### **ANEXO III.1. IMPEDANCIA, RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA Y ADAPTACIÓN DE LA ENTRADA**

La impedancia de entrada de la antena se define como la relación entre corriente y tensión entre terminales [Ref 13 pág.19]. Normalmente, la impedancia de una antena presenta una parte real e imaginaria, que dependen de la frecuencia:

$$Z_A = R_A(\omega) + jX_A(\omega) \quad (3.1)$$

$Z_A$  representa la impedancia de la antena,  $R_A$  es la parte real de la impedancia de la antena dependiente de la frecuencia y  $X_A$  representa la admitancia de la impedancia de la antena dependiente de la frecuencia. De esta definición, se puede descomponer la parte real en dos, una que representa la resistencia de radiación de la antena y otra que representa las pérdidas óhmicas de las mismas.

$$R_A = R_r + R_\Omega \quad (3.2)$$

$R_A$  es la resistencia de la antena,  $R_r$  representa la resistencia de radiación y  $R_\Omega$  las pérdidas óhmicas en la antena. Esta definición permite establecer la potencia que radia la antena y la que se pierde disipada como calor en la antena. Ambas se definen como [Ref 13 pág.20]:

$$P_r = |I_e|^2 R_r \quad (3.3) \qquad P_\Omega = |I_e|^2 R_\Omega \quad (3.4)$$

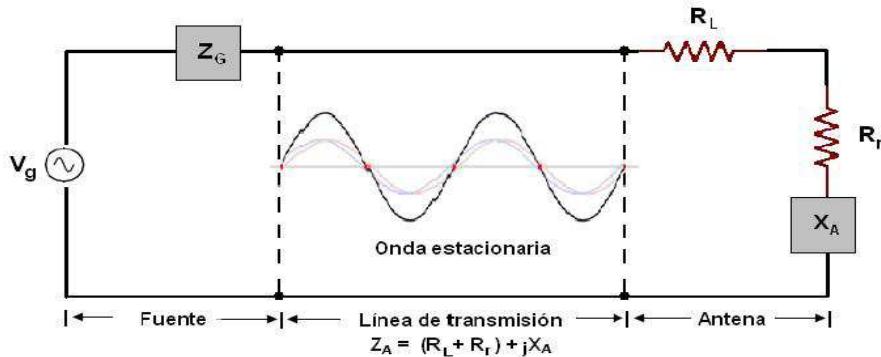
$P_r$  es la potencia radiada por la antena,  $P_\Omega$  es la potencia que se pierde disipada como calor,  $I_e$  es la intensidad equivalente suministrada por la fuente,  $R_r$  es la resistencia de radiación de la antena y  $R_\Omega$  es la resistencia óhmica de la misma [Ref. 13 pág.20]. Un parámetro importante de la antena será su eficiencia o rendimiento. Se define mediante la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia que entrega el generador a la misma:

$$\eta_t = \frac{P_r}{P_{entregada}} = \frac{|I_e|^2 R_r}{|I_e|^2 (R_r + R_\Omega)} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} = \frac{R_r}{R_A} \quad (3.5)$$

$\eta_t$  representa la eficiencia de la antena,  $P_r$  es la potencia radiada de la antena y  $P_{entregada}$  es la potencia que entrega el generador, que se compondrá la potencia radiada y de las pérdidas por calor.

Además de la eficiencia de la antena, también habrá que tener en cuenta la adaptación entre el generador y la antena. En caso de no conseguir una adaptación adecuada entre ambas, se producirían pérdidas en la red que disminuirían considerablemente la potencia que se puede transmitir.

La máxima transferencia de potencia entre generador y antena se dan cuando se cumplen las condiciones de adaptación conjugada:



**Figura. A.10.- Ejemplo línea de transmisión**

$$Z_A = Z_g \Rightarrow \begin{cases} R_A = R_g \\ X_A = -X_g \end{cases} \quad (3.6)$$

En el caso de adaptación conjugada la potencia entregada la antena coincidiría con la potencia disponible por el generador:

$$P_{entregada} = |I_g|^2 \cdot R_A = \frac{|V_g|^2}{(2 \cdot R_A)^2} \cdot R_A = \frac{|V_g|^2}{4 \cdot R_A} = \frac{|V_g|^2}{4 \cdot R_g} = P_{disponible} \quad (3.7)$$

$P_{entregada}$  y  $P_{disponible}$  son la potencia entregada a la antena y la potencia disponible en la red y  $R_A$  y  $R_g$  las resistencias de radiación de la antena y la del generador [Ref 13 págs.21-22]. Si no se cumpliera el criterio de adaptación conjugada ambas potencias ya no coincidirían. En este caso la potencia entregada sería:

$$P_{entregada} = \frac{|V_g|^2}{(R_g + R_A)^2 + (X_g + X_A)^2} \cdot R_g = \frac{|V_g|^2}{4 \cdot R_g} \cdot C_{aT} \quad (3.8)$$

$C_{aT}$  es el coeficiente de desadaptación de la antena. Su relación con la potencia disponible es:

$$P_{entregada} = P_{disponible} \cdot (1 - |\rho_A|^2) \quad (3.9)$$

Ambas potencias estarían relacionadas a través del coeficiente de reflexión, cuya definición es:

$$C_{aT} = 1 - |\rho_A|^2 \quad (3.10)$$

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g} \quad (3.11)$$

$C_{aT}$  es el coeficiente de desadaptación de la antena,  $\rho_A$  es el coeficiente de reflexión de la antena,  $Z_A$  es la impedancia de entrada de la antena y  $Z_g$  es la impedancia del generador. Este parámetro da una idea de la transferencia de potencia a la antena. El coeficiente de reflexión de entrada en un cuadripolo coincide con el parámetro  $S_{11}$  bajo la condición de que  $Z_L=Z_0$ , siendo  $Z_L$  la impedancia de la carga del cuadripolo en cuestión.

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.12) \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.13)$$

$\Gamma_{IN}$  es el coeficiente de reflexión a la entrada,  $\Gamma_L$  el coeficiente de reflexión de la carga y  $S_{ab}$  los parámetros  $S$  del cuadripolo, siendo a y b los puertos en cuestión. La relación de onda estacionaria SWR se define como la relación entre el mínimo y el máximo de la onda estacionaria de tensión o corriente que se forma a la salida del generador. En el caso de la onda de tensión, se utilizan las siglas VSWR y está relacionado con la adaptación de la antena:

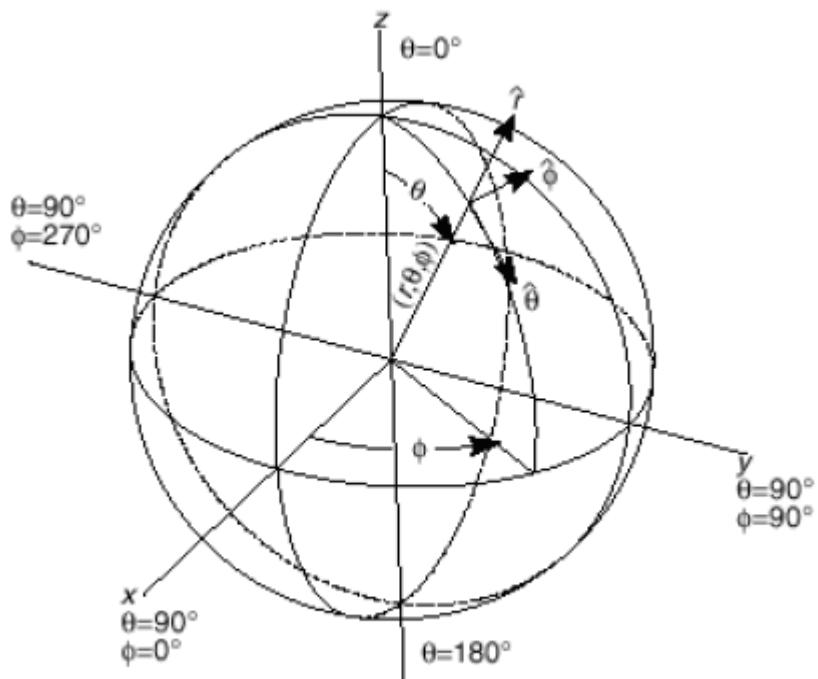
$$SWR(f) = \frac{1 + |\rho_A(f)|}{1 - |\rho_A(f)|} \quad (3.14)$$

SWR, es la relación de onda estacionaria y  $\rho_A$  es el coeficiente de reflexión de la antena, ambas dependientes de la frecuencia. Este parámetro ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga. Será muy útil a la hora de determinar el ancho de banda de la antena.

## ANEXO III.2 DENSIDAD DE POTENCIA RADIADA, INTENSIDAD DE RADIACIÓN Y DIAGRAMA DE RADIACIÓN

Una de las principales características de una antena es la capacidad para concentrar la energía radiada en una determinada dirección. Esta medida debe cuantificarse para poder llevar a cabo una comparación entre antenas.

En primer lugar, se establece el sistema de referencia en el cual está situada la antena. El sistema utilizado habitualmente es el de coordenadas esféricas, en el que una dirección quedará definida a través de los vectores unitarios  $(\vec{r}, \vec{\theta}, \vec{\phi})$ , que forman una base ortogonal como muestra la figura.



**Figura. A.11-** Sistema de coordenadas esférico

La onda electromagnética radiada estará formada por una componente de intensidad de campo eléctrico y otra componente de intensidad de campo magnético.

$$\vec{E} = \left[ \frac{V}{m} \right] \quad (3.15)$$

$$\vec{H} = \left[ \frac{A}{m} \right] \quad (3.16)$$

Así, la densidad de potencia radiada por unidad de superficie vendrá determinada por la siguiente expresión [Ref. 3 pág.24]:

$$\bar{\rho}(\theta, \phi) = \Re(\vec{E}(\theta, \phi) \times \vec{H}^*(\theta, \phi)) \left[ \frac{W}{m^2} \right] \quad (3.17)$$

La potencia total radiada se podrá obtener integrando la densidad de potencia radiada en una superficie S que encierra a la antena:

$$P_r = \int \int_s \bar{\rho}(\theta, \phi) \cdot d\vec{S} \quad (3.18)$$

Para los campos radiados en el espacio libre a una gran distancia de la fuente, el comportamiento a nivel local es el de una onda plana sin componentes radiales, cuyos módulos vienen relacionados por la impedancia intrínseca del medio  $\eta = 120\pi \Omega$ .

La densidad de potencia radiada también se podrá definir como [Ref 13 pág. 25]:

$$\begin{aligned} \rho(\theta, \phi) &= |\bar{\rho}(\theta, \phi)| = \left| \Re(\vec{E}(\theta, \phi) \times \vec{H}^*(\theta, \phi)) \right| = \\ &= \frac{|\vec{E}(\theta, \phi)|^2}{\eta} = \frac{|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2}{\eta} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Donde  $E_\theta$  y  $E_\phi$  son las componentes tangenciales del campo eléctrico,  $\theta$  y  $\Phi$ .

La intensidad de radiación se puede definir como la densidad de potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección. Su relación con la densidad de potencia radiada es de la forma:

$$K(\theta, \phi) = \rho(\theta, \phi) \cdot r^2 \quad (3.20)$$

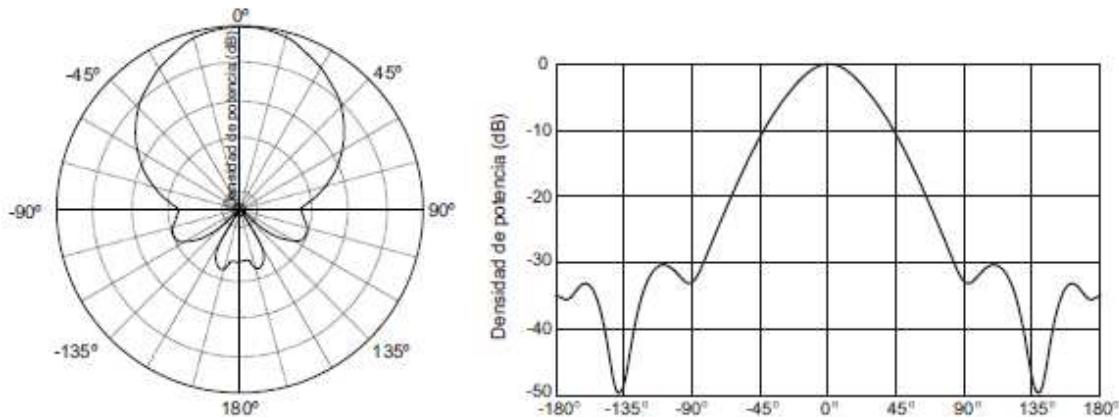
$K(\theta, \phi)$  representa la intensidad de radiación. Para grandes distancias, se elimina la dependencia de la distancia a la fuente radiante.

El Diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica de la densidad de potencia o la intensidad de radiación en las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija [Ref 13 pág. 27].

La representación se suele realizar en un sistema de coordenadas esférico en función de las variables angulares  $(\theta, \Phi)$ . Los diagramas de radiación admiten varios tipos de radiación, como gráficos de 2D [Fig.A.13] o 3D [Fig.A.12], escala lineal o logarítmica, o representación cartesiana o polar.



**Figura. A.12.-** Diagramas de radiación en 3D, isotropo, omnidireccional y directivo



**Figura. A.13.-** Diagrama de radiación en coordenadas polares y en cartesianas

Los diagramas de radiación suelen representarse normalizados respecto al valor de la dirección del máximo de radiación:

$$t(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\wp_{\max}} = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{\max}} \quad (3.21)$$

$$t(\theta, \phi) \big|_{dB} = 10 \log_{10} [t(\theta, \phi) \big|_{lineal}] \quad (3.22)$$

En ocasiones, resulta suficiente con representar los cortes con respecto a los ejes representativos. Así, los más importantes son [Ref 13 pág.30]:

$$\text{PlanoXY} \Rightarrow \theta = \frac{\pi}{2}$$

$$\text{PlanoXZ} \Rightarrow \phi = 0$$

$$\text{PlanoYZ} \Rightarrow \phi = \frac{\pi}{2}$$

También resulta interesante la representación formada por los planos fundamentales E y H. El plano E se define como el formado por la dirección de máxima radiación y el vector de campo eléctrico en dicha dirección,  $(\hat{r}_{\max}, \vec{E})$ . El plano H se define como el formado por la dirección de máxima radiación y el vector de campo magnético en dicha dirección,  $(\hat{r}_{\max}, \vec{H})$ .

### ANEXO III.3 DIRECTIVIDAD, GANANCIA DE ANTENA Y ANCHO DE BANDA

La Directividad  $D(\theta, \phi)$  se define como la relación entre la densidad de potencia radiada por una antena en una determinada dirección, a una distancia determinada, y la densidad de potencia que radiaría en esa misma dirección y a la misma distancia si la antena fuese isotrópica [Ref 13 pág. 33].

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (3.23)$$

Si no se especifica la dirección angular se interpreta que es la directividad en la dirección del máximo de radiación o directividad máxima.

$$D = D_{máx} = \frac{\wp_{máx}}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (3.24)$$

$D_{máx}$  es la directividad máxima y  $\wp_{máx}$  la densidad de potencia radiada en la dirección donde es máxima y  $r$  la distancia a la que se quiere medir. El diagrama de radiación normalizado también se podrá escribir en función de la directividad:

$$t(\theta, \phi) = \frac{D(\theta, \phi)}{D_{máx}} \quad (3.25)$$

La ganancia de la antena se define a partir de la potencia entregada por el generador. La relación entre ganancia de antena y directividad vendrá dada por la eficiencia de antena. Ambas coinciden si la eficiencia de antena es la unidad.

$$G(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi r^2}} = \eta_t \cdot D(\theta, \phi) \quad (3.26)$$

$G(\theta, \phi)$  es la ganancia de la antena en una dirección determinada y  $\eta_t$  la eficiencia de la antena.

El ancho de banda se definirá como el margen de frecuencias para el cual un determinado parámetro se mantiene dentro de unos límites determinados. El criterio más habitual y el que se utiliza en este proyecto es considerar el margen frecuencial para el cual la SWR (Relación de Onda Estacionaria), es inferior a 2, o las Pérdidas de Retorno son inferiores a -10 dB [Ref 13 pág. 39].

$$SWR(f) = \frac{1 + |\rho_A(f)|}{1 - |\rho_A(f)|} \leq 2 \quad (3.27)$$

$$20 \log_{10}(|\rho_A(f)|) \leq -10 dB \quad (3.28)$$

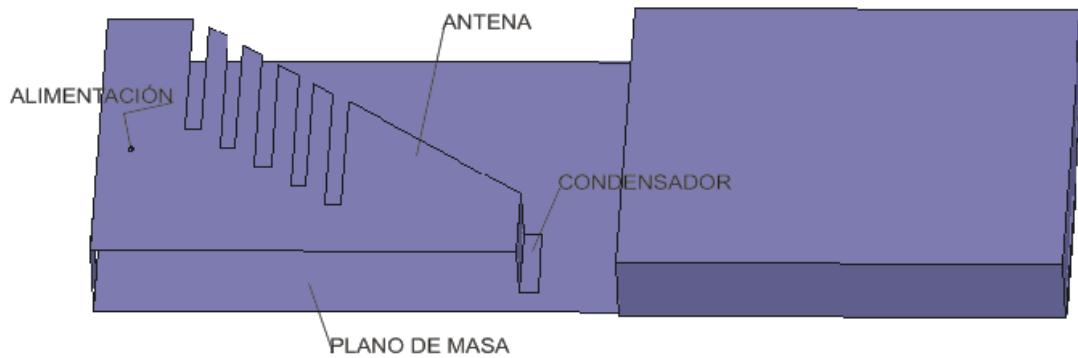
## ANEXO IV

### PRUEBA DE OBTENCIÓN DE RECONFIGURABILIDAD PARA UNA ANTENA DE TETRA

#### ANEXO IV.1 SIMULACIÓN DE LA GEOMETRÍA RADIANTE

Una de las pruebas que se realizaron para la obtención de una antena reconfigurable en banda TETRA, consistía en conseguir hacer reconfigurable una antena que ya estuviera diseñada en esa banda. La antena escogida era de tipo *microstrip*, siendo el diseño simulado lo más fiel posible el artículo en el que aparecía especificada [Ref. 10 pág. 3].

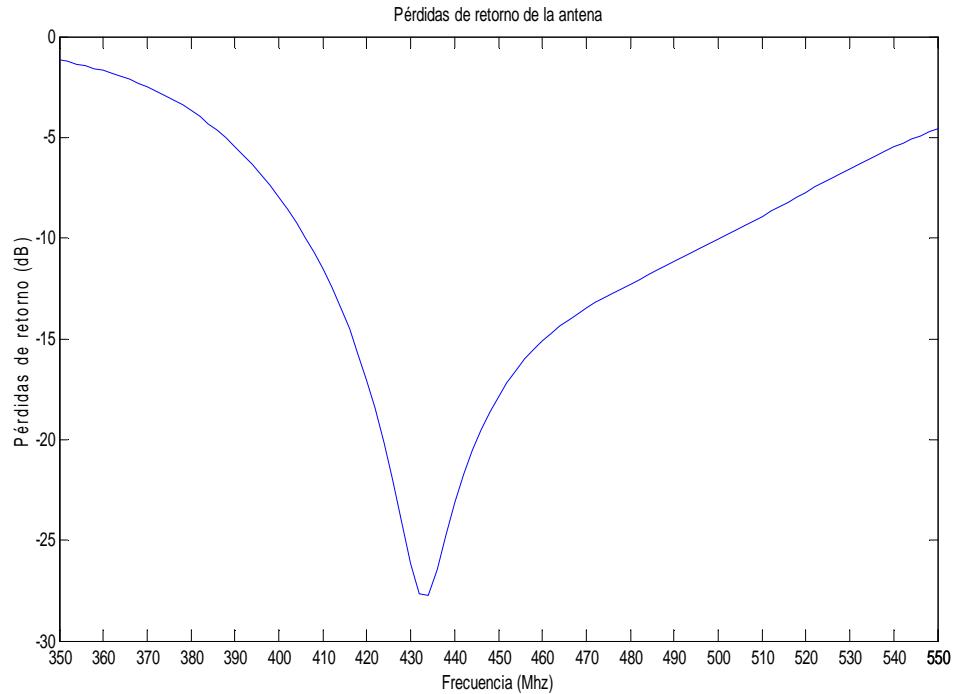
Así, la estructura que se diseño era la siguiente:



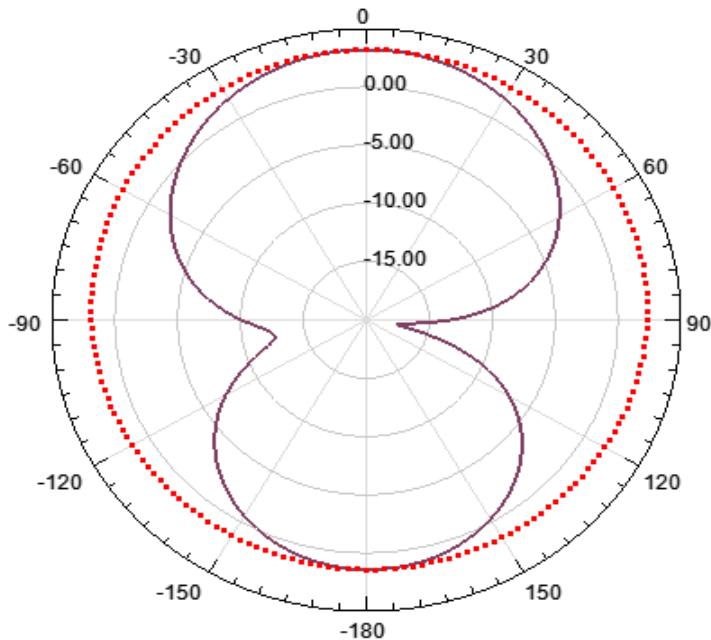
**Figura. A.14.-** Antena a simular

Las dimensiones de la antena son las mismas que las indicadas en el documento de referencia [Ref. 10 pág. 3]. El dieléctrico utilizado en este caso era aire  $\epsilon_r=1$ , siendo alimentada con cable coaxial en el punto indicado en el esquema. La antena tiene una frecuencia de resonancia de  $f_0=440$  Mhz. y con un ancho de banda suficiente para cubrir la banda de trabajo de interés en los 460-470 Mhz. Utiliza técnicas para compactarla como la carga de un condensador o la inclusión de *slots* para aumentar su longitud eléctrica. Precisamente una de las ideas para la consecución de un diagrama reconfigurable consistía en variar la carga del condensador utilizado en el diseño.

Las simulaciones se configuraron para conseguir el mallado propuesto en el artículo [Ref. 10 pág. 2] y lograr reproducir los resultados del documento de la manera más fidedigna. Los resultados que se obtuvieron de ellas coincidieron con los del artículo [Ref. 10 pág. 3-4]:



**Figura. A.15.-** Pérdidas de retorno de la antena simulada

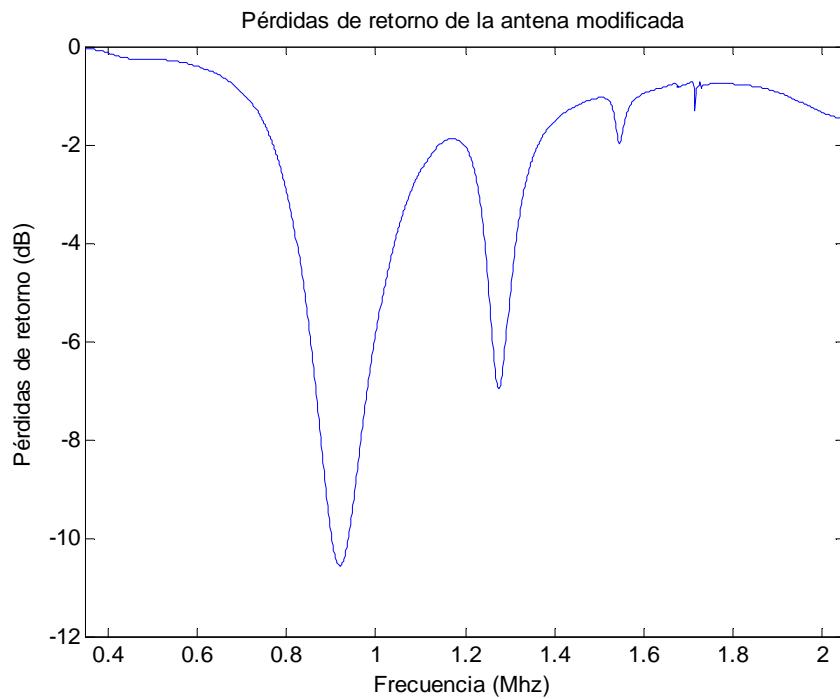


**Figura. A.16.-** Diagrama de radiación de la antena simulada. Cortes con el plano XZ (continuo) e YZ (discontinuo)

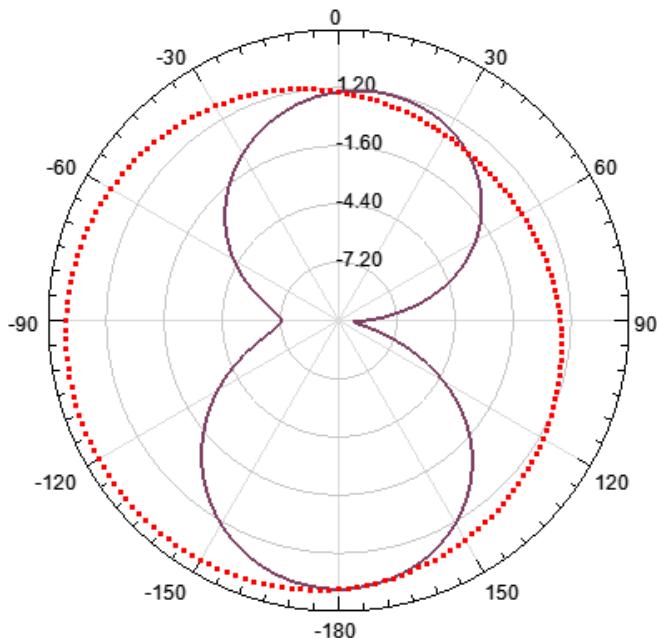
## ANEXO IV.2 MODIFICACIÓN REALIZADA

Una vez conseguido reproducir los resultados, se pasó a buscar un diseño de antena con características reconfigurables. Para ello, debido a tratarse de un diseño ya predeterminado, el método más factible era el de lograrlo modificando el condensador del extremo de la antena formado por la masa y la propia estructura de la antena. Este condensador presentaba un valor de 0,5 pF. para el diseño original. La propuesta consistía en modificar este valor para cambiar su diagrama de radiación, pudiendo también añadir nuevas cargas para mejorar su adaptación de impedancias.

De este modo, se modificó la carga con valores diferentes de condensador. Se representa a continuación los resultados obtenidos con 10 pF de carga:



**Figura. A.17.-** Pérdidas de adaptación con la antena TETRA y carga modificada



**Figura. A.18.-** Diagrama de radiación antena TETRA modificada. Corte plano XZ (continuo) e YZ (discontinuo)

Según [Fig.A.17] y [Fig.A.18], el modificar el diseño inicial de la antena supuso un cambio muy importante en cuanto a la adaptación de la misma. Las pérdidas de retorno habían aumentado y la frecuencia de resonancia se había desplazado en demasiado con respecto a la banda original ( $f_0=900$  Mhz.). Además de eso, el diagrama de radiación que se obtenía no presentaba un cambio muy considerable con respecto al diseño original, con lo que el objetivo de conseguir una antena reconfigurable no se conseguía.

### ANEXO IV.3 CONCLUSIONES OBTENIDAS

A raíz de los resultados obtenidos, se determinó que la solución propuesta no podía satisfacer las condiciones de reconfigurabilidad. Su diseño no permitía la libertad de poder modificar la densidad de corriente superficial en la antena sin cambiar en exceso su comportamiento frecuencial. Es por ello que para una solución posterior, sería necesario una estructura de antena que permitiera una mayor flexibilidad a la hora del uso de cargas para modificar sus prestaciones.

De los resultados obtenidos se concluyó que el obtener una antena reconfigurable supone un cambio, no solo en su diagrama de radiación, sino en su impedancia de entrada y, por lo tanto, en sus pérdidas de retorno. Por ello, resulta más útil realizar un diseño en el cual las diferentes configuraciones de la antena ya trabajen en la banda de interés que tratar de hacer reconfigurable una antena que no se preste para dicho comportamiento, a pesar de que ya resuene a la frecuencia objetivo.

Para poder compensar el efecto de la variación en la frecuencia de resonancia de la antena, se estableció que el uso de un sintetizador de impedancias a la entrada podría corregir los cambios derivados de las modificaciones en la antena. Con ello, se varía la impedancia de entrada de la antena a la vez que cambia su diagrama de radiación, permitiendo fijar la frecuencia de resonancia del conjunto de la antena al objetivo fijado.

## ANEXO V

### AMPLIACIÓN DEL ESTUDIO DEL ESTÁNDAR DE TETRA

#### ANEXO V.1 CODIFICACIÓN Y MODULACIÓN EN TETRA

En este anexo se ofrece una ampliación del estudio realizado en la memoria sobre el estándar TETRA, centrándose en las características de codificación y modulación, así como las aplicaciones en las que se utiliza.

La codificación de voz en TETRA se realiza a través de un códec de la familia CELP [Ref.8 Anexo 1.2] que permite obtener calidad de voz aceptable con 4,8 Kbits. Esto facilita tener hasta cuatro canales simultáneos de voz.

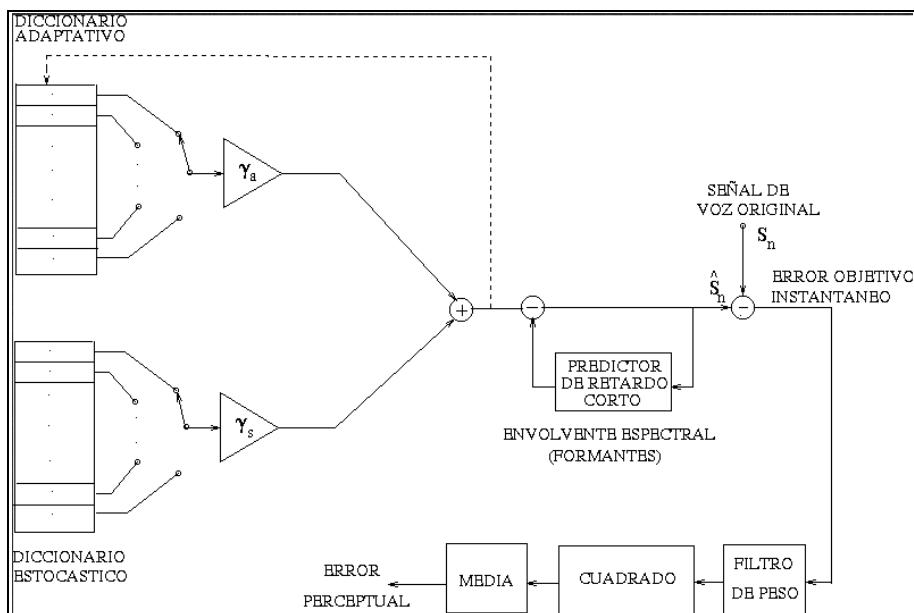


Figura. A.19- Esquema de los códec de la familia CELP

Posteriormente, los bits de información se someten a un proceso de codificación, entrelazado y aleatorización que los protegerán frente a errores. Esto se consigue al evitar ráfagas de bits erróneos que distorsionan la comunicación. Para el proceso de codificación en TETRA, se utiliza un doble código [Ref 18. Tema 1]:

- Un código bloque  $(n, k)$  para añadir redundancia en la comunicación. Se generan  $n=k+r$ , siendo  $n$  el número de bits generados,  $k$  el número de bits del mensaje original y  $r$  el número de bits de redundancia.

- Un código convolucional con rendimiento  $r=k/n$ , siendo las nomenclaturas utilizadas las mismas que en el caso anterior.

Después del proceso de codificación, se pasa a un proceso de entrelazado y aleatorización que permite dispersar los errores y aumentar la privacidad de las comunicaciones. Para el proceso de entrelazado se almacenarán los datos en una matriz, reordenándolos en la transmisión. En la recepción habrá que revertir el proceso de aleatorización y entrelazado, lo que supondrá un retardo en las comunicaciones.

La modulación que se utiliza para las comunicaciones TETRA es de tipo diferencial  $\pi/4$  DPSK [Ref.4 cap.5][Ref.5 cap.9.4]. Se trata de una modulación lineal en la que se añaden saltos de fase de  $\pi/4$  en cada representación de un símbolo. En TETRA cada símbolo representa dos bits, por lo que se trata de una modulación multinivel. Además, al tratarse de una codificación lineal y diferencial se consigue suavizar los lóbulos secundarios en la transmisión y así cumplir con los objetivos de interferencias en los canales adyacentes que marca el estándar. Los símbolos que se transmiten lo harán del siguiente modo:

$$S(k) = S(k-1) * \exp(jD\Phi(k)) \quad (2.1)$$

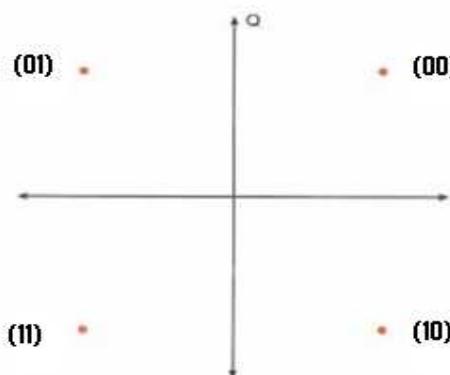
$$S(0) = 1 \quad (2.2)$$

$S(k)$  es el símbolo transmitido en el instante  $k$ ,  $S(k-1)$  es el símbolo transmitido en el instante  $k-1$  y  $D\Phi(k)$  es la diferencia de fase entre los símbolos.  $S(0)$  es el símbolo inicial o en el instante 0.

Las transiciones de fase se relacionan con los bits de demodulación como se observa en esta tabla:

**Tabla A.1**- Salto de fase en la modulación  $\pi/4$  DPSK

$B(2k-1)$	$B(2k)$	$D\Phi(k)$
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$+3\pi/4$
0	0	$+\pi/4$
1	0	$-\pi/4$



**Figura A.20**- Constelación de símbolos de la modulación  $\pi/4$  DPSK

La expresión de la señal modulada será:

$$S(t) = \operatorname{Re}(S(t)) \cdot \exp(j2\pi f_o t + d\Phi_o) \quad (2.3)$$

$S(t)$  es la señal modulada temporal, que depende de la frecuencia de transmisión  $f_o$ , del instante de tiempo  $t$  y de la fase inicial  $d\Phi_o$ .

## **ANEXO V.II APLICACIONES EN COMUNICACIONES MÓVILES**

Los servicios de voz y datos de TETRA fueron estandarizados para su aplicación a todos los administradores de seguridad. Precisamente por ello, resulta un estándar muy útil para aplicaciones de fuerzas de seguridad tanto de ámbito público y privado, así como la gestión de servicios públicos como ferrocarriles o transportes urbanos.

Los servicios en redes TETRA suelen estar divididos en tres clases. A continuación, se presentan estas tres clases con algunos de sus servicios habituales [Ref.15]:

**Teleservicios**, entre los que se encuentran:

- Llamada individual, conectando a un usuario con otro usuario de la red.
- Llamada en grupo, conectando un usuario con otro grupo de usuarios.
- Llamadas de difusión, normalmente desde el centro de control a todos los usuarios.
- Llamada de emergencia, son llamadas con alta prioridad para una rápida conexión.
- Operación en modo directo, donde los usuarios se conectan directamente sin utilizar la red TETRA.
- Canal abierto, donde cada usuario puede hablar y escuchar libremente.
- Inclusión de llamada. Incluir a un nuevo usuario en una llamada de grupo.

**Servicios de portadora**, entre los que destacan:

- Transmisión del estado del usuario.
- Servicio de datos breves, similar a los mensajes SMS en las redes GSM.
- Servicio de datos sobre circuitos conmutados.
- Servicio de datos sobre paquetes conmutados.

**Servicios adicionales**:

- Servicios prioritarios y prevención, como prioridad de acceso, llamada prioritaria de prevención, llamada en espera o transferencia de control.

