

TRABAJO FIN DE CARRERA

TÍTULO: Diseño e implementación de un sistema completo de medida de antenas en campo abierto.

TITUTLACIÓN: Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones, especialidad Sistemas de Telecomunicación.

AUTOR: Víctor Mata García

DIRECTOR: Dídac Puy Oliva

SUPERVISOR: Juan Carlos Collado

FECHA: 24 de Febrero de 2006

Título: Diseño e implementación de un sistema completo de medida de antenas en campo abierto.

Autor: Víctor Mata García

Director: Dídac Puy Oliva

Supervisor: Juan Carlos Collado

Fecha: 24 de Febrero de 2006

Resumen

Este proyecto ha consistido en el estudio, diseño e implementación de un sistema de medida de antenas que nos permita obtener medidas de diagramas de radiación y ganancias, principalmente, en la banda de FM (88 MHz-108 MHz), en las instalaciones al aire libre de Ficosa International, S.A.

Antes de la elección del tipo de sistema que hemos implementado se han estudiado los sistemas de medida de antenas más destacados en la actualidad para finalmente elegir el sistema más óptimo para la empresa.

También hemos estudiado diversos modelos de propagación para realizar el balance de potencia y observar si el equipo transmisor disponible dispone de suficiente potencia para realizar correctamente las medidas. El modelo de propagación en Tierra plana, modelo de propagación estudiado, es el que se asemeja más a nuestro entorno de medida y propagación.

El sistema se ha diseñado teniendo en cuenta que las antenas que principalmente deseamos medir son antenas fractales miniatura integradas en zonas de automóviles diversas, tales como retrovisores, techos de cristal etc. En consecuencia hemos visto que a la hora de diseñar la zona de medida no era suficiente considerar como dimensión de la antena a medir su dimensión física, ya que al ser antenas miniatura (decena de centímetros), se tiene que considerar como dimensión total de la antena a medir, la dimensión física del vehículo donde se encuentra integrada la antena, normalmente de 3 metros.

Finalmente, hemos comparado los resultados obtenidos con nuestro sistema de medida al aire libre, con los obtenidos en una cámara semi-anecoica. Hemos observado algunas diferencias, sobre todo, en la medida de diagramas de radiación, provocadas principalmente por las reflexiones en nuestro sistema.

Title: Design and implementation of antennas measurement system in Open Area Test Site.

Author: Víctor Mata Garcia

Director: Dídac Puy Oliva

Supervisor: Juan Carlos Collado

Date: February, 24th 2006

Overview

This project consists in the study, design and implementation of an antenna measurement system that allows obtain measurements of radiation patterns and gains, mainly, in FM band (88 MHz-108 MHz) in an Open Area Test Site (OATS) from Ficosa International, S.A.

Before choosing the kind of system implemented, the measurement antennas systems more important actually have been studied for choose the optimal system by the company.

Also, several propagation models have been studied for view the received power and therefore observe if the transmitter power was sufficient for the correct releasing of the measurements. Later, we observe that the propagation model in plane earth was the model studied more similar at our measurement environment and propagation.

The system has been designed taking into account that the antennas that mainly desire measure, were fractal miniature antennas integrated in several automotive spaces like rear views, crystal's roofs etc. Consequently, we have observe like when design a measurement zone is not sufficient take into account only the physic antenna dimension, that been miniature antennas is about a tens of centimetres but it's necessary take into account the total physical dimension of the vehicle where is the antenna integrated, normally about 3 meters.

Finally, we have compared the results obtained with our measurement system in OATS, with the results obtained in a semi-anechoic chamber. We have observed some differences, mainly, in the measurement of radiation patterns due to the reflections in our system.

AGRADECIMIENTOS:

Este trabajo final de carrera ha sido el resultado de varios meses de trabajo los cuales he tenido la suerte de compartir con unos magníficos compañeros en A³ los cuales me han ayudado en todo momento.

También agradecer el apoyo ofrecido por mi familia, mis amigos y Marta, los cuales me han apoyado muchísimo.

Quiero hacer un agradecimiento especial a dos compañeros, Carlos Cisneros y Enrique Martínez, los cuales me han ayudado en todo momento en la realización del proyecto.

Por último, agradecer de manera muy especial a mi director del trabajo, Dídac Puy, ya que me ha apoyado y se ha preocupado en todo momento, y sin el cual la realización del trabajo no hubiera sido posible.

A todos ellos, Gracias.

Víctor Mata i Garcia.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1. CONCEPTOS BÁSICOS DE ANTENAS	2
1.1. Introducción	2
1.2. Definiciones	2
1.3. Parámetros básicos	3
1.3.1. Impedancia	3
1.3.2. Eficiencia	4
1.3.3. Polarización	4
1.3.4. Densidad de potencia	5
1.3.5. Intensidad de radiación	5
1.3.6. Diagrama de radiación	5
1.3.7. Directividad y Ganancia	9
1.3.8. Ancho de banda	10
1.3.9. Adaptación.....	10
1.3.10. Área efectiva.....	11
1.3.11. Temperatura de ruido de antena.....	11
1.4. Teorema de reciprocidad.....	11
CAPÍTULO 2. PROPAGACIÓN	12
2.1. Propagación en el espacio libre.....	12
2.1.1. Fórmula de transmisión de Friis	12
2.2. Reflexión en tierra plana.....	13
2.2.1. Propagación en tierra plana	13
2.2.2. Modelo de Egli.....	16
2.3. Onda de superficie	17
2.4. Conclusión métodos de propagación	17
CAPÍTULO 3. ESTUDIO DE LOS SISTEMAS DE MEDIDA.....	18
3.1. Medida de antenas	18
3.1.1. Introducción	18
3.1.2. Criterios de diseño de los campos de medida	18
3.1.3. Medida de diagramas de radiación	21
3.1.4. Medida de ganancia absoluta y relativa	23
3.1.4. Medida de directividad	24
3.1.5. Medida de eficiencia de radiación	24
3.1.6. Medida de impedancia	24
3.2. Sistemas de medida	25
3.2.1. Cámara anecoica y semi-anecoica	25
3.2.2. Campos de medida compactos.....	27
3.2.3. Campos de medida próximos.....	30
3.2.4. Campos de medida en espacio libre (OATS).....	32
3.2.5. Conclusiones de los métodos	35

CAPÍTULO 4. SISTEMA DE MEDIDA	36
4.1 Elección del sistema de medida	36
4.2 Diseño de las dimensiones de la zona de medida	36
4.3 Descripción del sistema	37
4.3.1 Elementos del sistema	38
4.4 Presupuesto estimado	39
4.5 OATS finalmente implementado	40
CAPÍTULO 5. MEDIDAS REALIZADAS EN OATS.....	43
5.1 Introducción	43
5.2 Set-up medidas	43
5.2.1 Calibración del sistema	44
5.2.2 Medida en diversas direcciones del espacio.....	45
5.3 Medida de ganancia relativa.....	45
5.3.1 Descripción.....	45
5.3.2 Medida a 10 metros y en 8 orientaciones	46
5.4 Medida de ganancia absoluta.....	46
5.4.1 Descripción.....	46
5.4.2 Medida a 10 metros y en 8 orientaciones	47
5.5 Medida de diagramas de radiación.....	48
5.5.1 Descripción.....	48
5.5.2 Medida a 10 metros y 8 orientaciones	49
CAPÍTULO 6. VALIDACIÓN Y HOMOLOGACIÓN DEL SISTEMA	50
6.1 Introducción	50
6.2 Set-up medida	50
6.3 Medida ganancia relativa	51
6.4 Medida diagrama de radiación total	53
6.5 Resumen medidas OATS y cámara semi-anecoica	54
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES	55
CAPÍTULO 8. BIBLIOGRAFIA	57
CAPÍTULO 9. ANEXOS.....	58

INTRODUCCIÓN

La era de la multimedia, ha alcanzado a la industria de la automoción en la última década. El incremento del número de servicios procedentes de las tecnologías de la información, han ocasionado el aumento del número de antenas integradas dentro del automóvil.

Esto ha creado la necesidad de medir con exactitud todos los parámetros relevantes de las antenas, una vez diseñadas y montadas físicamente en el automóvil, de manera rápida y eficiente.

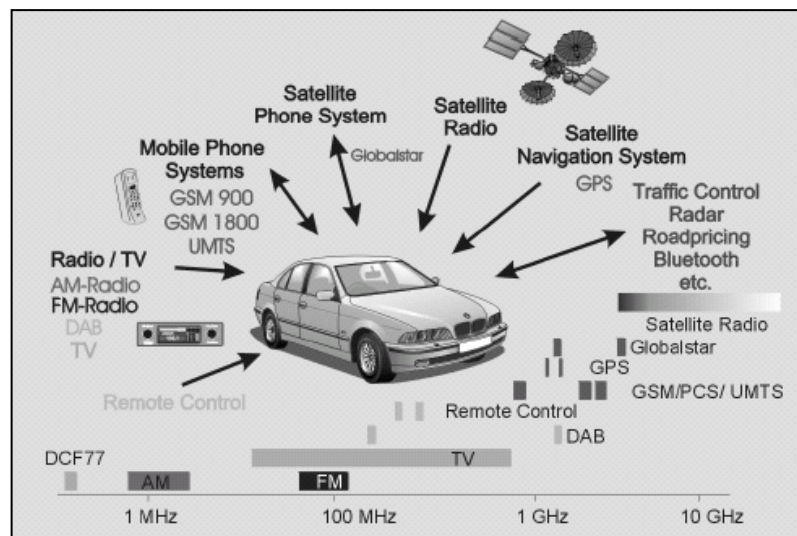


Fig.1 Sistemas integrados en los automóviles

Existen diversos modelos teóricos que permiten extraer las características electromagnéticas de las antenas y conocer todos los parámetros más relevantes. Sin embargo, todas estas técnicas son puras aproximaciones que hacen que no sean totalmente aplicables en algunos casos. Además ciertos parámetros como los errores de mecanizado de las antenas o la influencia del entorno que las rodea, hace que en ocasiones sean difícilmente analizables. Por lo tanto, es necesario disponer de un sistema de medida preciso, capaz de obtener de forma sencilla y rápida, las características más relevantes de una antena, una vez fabricada, para así validar las predicciones teóricas.

Así pues, el objetivo de este trabajo fin de carrera, será la de analizar los diferentes sistemas de medida de antenas que existen en la actualidad, y la de implementar el sistema que resulte más óptimo para la empresa.

CAPÍTULO 1. CONCEPTOS BÁSICOS DE ANTENAS

1.1. Introducción

El propósito de este capítulo es la de hacer una introducción básica a las características más relevantes de una antena.

Las primeras manifestaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos se observaron por medio de las fuerzas que actuaban sobre cargas y corrientes. Esta representación no permite estudiar con facilidad los fenómenos de propagación y radiación de ondas, por lo que es necesario introducir el concepto de campo. Un campo se pone de manifiesto en un punto, o se mide, colocando cargas de prueba y corrientes de prueba y observando las fuerzas ejercidas sobre ellas [1].

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que las crean. La solución general de las ecuaciones, en el caso variable en el tiempo, es en forma de ondas, que pueden estar ligadas a una estructura, como es el caso de una línea de transmisión o guía de ondas, o bien libres en el espacio, como ocurre con las producidas por las antenas [1].

1.2. Definiciones

El *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define una *antenna* como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983) [1], y como la región de transición entre una onda guiada y una onda en el espacio libre, o viceversa [3].

La misión de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. Por ejemplo, en radiodifusión o comunicaciones móviles se querrá radiar sobre la zona de cobertura de forma omnidireccional (con la misma potencia en todas las direcciones del espacio), mientras que en radiocomunicaciones fijas interesará que las antenas sean direccionales (concentrar la radiación en una dirección del espacio). En general, cada aplicación impondrá unos requisitos sobre la zona del espacio en la que se desee concentrar la energía.

Para poder extraer información se ha de ser capaz de captar en algún punto del espacio la onda radiada, absorber energía de esa onda y entregarla al receptor. Existen, pues, dos misiones básicas de una antena: transmitir y recibir, imponiendo cada aplicación condiciones particulares sobre la direccionalidad de la antena, niveles de potencia que debe soportar, frecuencia de trabajo y otros parámetros que definiremos posteriormente.

Toda onda se caracteriza por su frecuencia de trabajo (f)¹ y su longitud de onda (λ), ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, que habitualmente en antenas tiene la propiedad del vacío ($c=3\cdot 10^8$ m/s).

$$c = \lambda \cdot f \quad (1.1)$$

Las antenas tienen unas características de impedancia y de radiación que dependen de la frecuencia, y donde para cada aplicación y banda de frecuencias presentan características peculiares que dan origen a unas tipologías de antenas².

El sistema de coordenadas utilizado habitualmente para representar las propiedades de radiación de las antenas es el esférico. En este sistema de coordenadas (Fig. 1.1) se definen los vectores unitarios \hat{r} , $\hat{\theta}$, $\hat{\phi}$, que forman una base ortogonal. La orientación de los vectores se determina mediante la intersección de una esfera de radio r , un cono de ángulo θ y un semiplano que pasa por el eje z . Normalmente la antena se sitúa en el centro de la esfera y se utiliza los ángulos θ, ϕ para determinar alguna dirección del espacio [1].

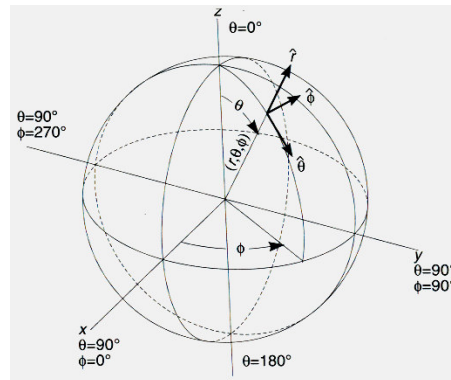


Fig. 1.1 Sistema coordenadas esférico

1.3. Parámetros básicos

1.3.1. Impedancia

Se puede definir la impedancia de entrada Z_a de una antena, mediante relaciones tensión-corriente en ese punto. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal poseerá una parte real R_a , llamada resistencia y una imaginaria X_a , llamada reactancia, ambas dependientes de la frecuencia. Si

¹ Información adicional en Anexo A1, Pág. 58.

² Información adicional en Anexo A2, Pág. 58.

Z_a no presenta parte imaginaria, se dice que la antena es resonante a tal frecuencia. Las unidades de la impedancia son Ohms (Ω).

$$Z_a = R_a + X_a \quad (1.2)$$

1.3.2. Eficiencia

Dado que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a la radiación, que puede ser asignada a una resistencia de radiación R_r , definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena [1]. Superpuestas a la radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena, habitualmente óhmicas en los conductores. La potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada y de pérdidas en la antena. Todas las pérdidas pueden globalizarse en una resistencia de pérdidas R_Ω . La resistencia de entrada R_a es la suma de la radiación y pérdidas.

$$W_{entregada} = W_{radiada} + W_{pérdidas} = I^2 R_r + I^2 R_\Omega \quad (1.3)$$

La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir la eficiencia de la antena η_l , mediante la relación entre la potencia radiada y entregada.

$$\eta_l = \frac{W_{radiada}}{W_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (1.4)$$

1.3.3. Polarización

En la radiación de una antena existe para cada punto del espacio un vector de campo $\vec{E}(\vec{r}, t)$, función de la posición y del tiempo. La polarización viene definida por la trayectoria que describe el vector de campo eléctrico (o magnético) cuando se observa en el sentido de propagación de la onda (la onda se aleja del observador). Así, se tiene:

-Polarización lineal: las variaciones del vector de campo eléctrico están contenidas una única dirección.

-Polarización circular: el vector de campo eléctrico describe una trayectoria circular. Si rota en el sentido de las agujas del reloj, la polarización es a derechas. Si lo hace en sentido contrario, la polarización es a izquierdas.

-Polarización elíptica: el vector de campo eléctrico describe una trayectoria elíptica. Al igual que antes, se puede distinguir entre polarización elíptica a derechas o a izquierdas.

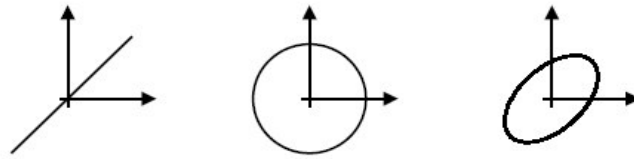


Fig. 1.2 Figura trazada por el campo eléctrico en polarización lineal, circular y elíptica

1.3.4. Densidad de potencia

La densidad de potencia radiada se puede calcular a partir de las componentes transversales del campo eléctrico, donde η es la impedancia característica del medio en el vacío, la cual tiene el valor de $120\pi \Omega$ [1].

$$P(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad (1.5)$$

1.3.5. Intensidad de radiación

Una de las características fundamentales de una antena es su capacidad para radiar con una cierta direccionalidad, es decir, para concentrar la energía radiada en ciertas direcciones del espacio.

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección; sus unidades son vatios por estereorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentra la antena [1]. La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es

$$K(\theta, \phi) = R^2 P(\theta, \phi) \quad (1.6)$$

1.3.6. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación se define como la representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio y a una cierta distancia. En la mayoría de los casos, el diagrama de radiación se obtiene en campo lejano y se empleará el sistema de coordenadas esférico.

Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo

habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico. La densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo eléctrico, por lo que la representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo. En determinadas circunstancias puede ser necesaria la representación gráfica de la fase de $E(\theta, \phi)$, además de la amplitud de las dos componentes. Dicha representación se denomina el diagrama de fase de la antena.

El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas. La figura siguiente muestra el diagrama de tridimensional de una antena y los planos E y H.

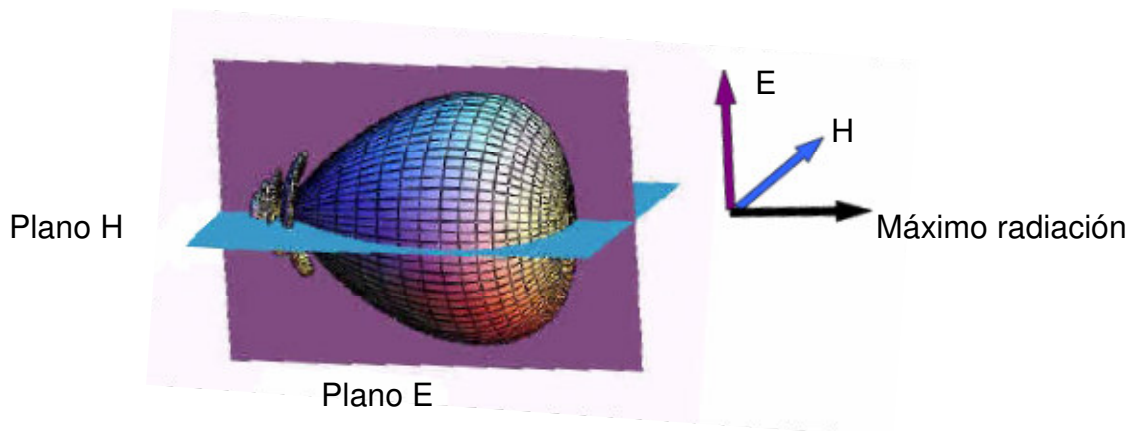


Fig.1.3 Diagrama de radiación tridimensional

Para antenas linealmente polarizadas se define el plano E como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena.

Si bien la información de la radiación es tridimensional, puede ser de interés, y en muchos casos suficiente, representar algunos cortes del diagrama.

Los cortes pueden hacerse de infinitas formas. Los más habituales son los que siguen los meridianos en una hipotética esfera (cortes para ϕ constante) o los paralelos (cortes para θ constante). La información de todos los cortes del diagrama es excesiva, por lo que se recurre a representar dicha información sólo en los planos principales.

Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. La representación en coordenadas cartesianas permite observar los detalles en antenas muy directivas o con muchos nulos, mientras que el diagrama polar suministra una información más

clara de la distribución de la potencia en las diferentes direcciones del espacio. Las siguientes figuras muestran ejemplos de ambas representaciones.

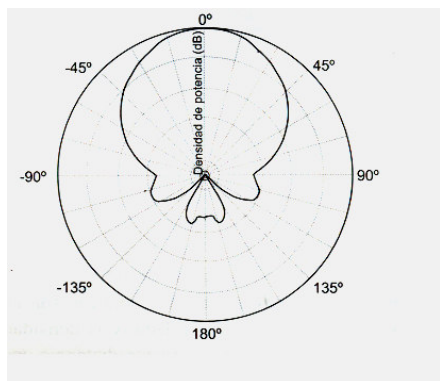


Fig. 1.4 Coordenadas polares

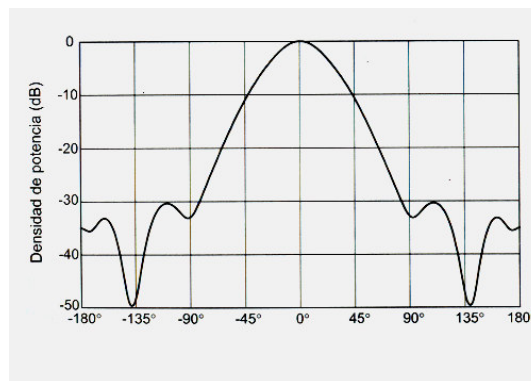


Fig. 1.5 Coordenadas cartesianas

El campo se puede representar de forma absoluta o relativa, normalizando el valor máximo a la unidad. También es bastante habitual la representación del diagrama con la escala en decibelios. El máximo del diagrama de radiación es cero decibelios y en las restantes direcciones del espacio los valores en dB son negativos. Es importante tener en cuenta que los diagramas de campo y potencia son idénticos cuando la escala está en decibelios.

En un diagrama de radiación típico, como los mostrados en figuras anteriores, se aprecia una zona en la que la radiación es máxima, a la que se denomina haz principal o lóbulo principal. Las zonas que rodean a los máximos de menor amplitud se denominan lóbulos laterales y al lóbulo lateral de mayor amplitud se denomina lóbulo secundario.

Si un diagrama de radiación presenta simetría de revolución en torno a un eje se dice que la antena es omnidireccional. Se denomina antena isotrópica a una antena ideal que radie la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio [1].

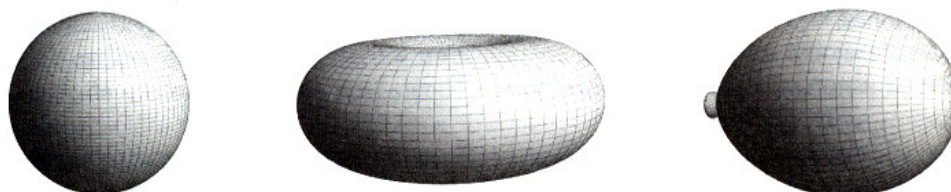


Fig. 1.6 Diagramas de radiación isotrópico, omnidireccional y directivo.

A continuación se definen una serie de parámetros importantes del diagrama [1].

1.3.6.1 Ancho de haz a -3 dB

El ancho de haz a -3 dB ($\Delta\theta_{-3dB}$) es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo.

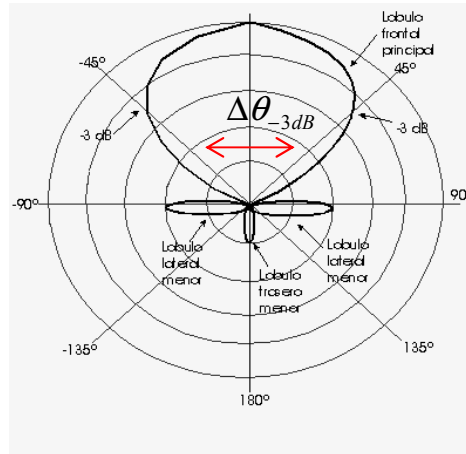


Fig. 1.7 Ancho de haz a -3 dB

1.3.6.2 Ancho de haz entre ceros

El ancho de haz entre ceros ($\Delta\theta_c$) es la separación angular de las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo.

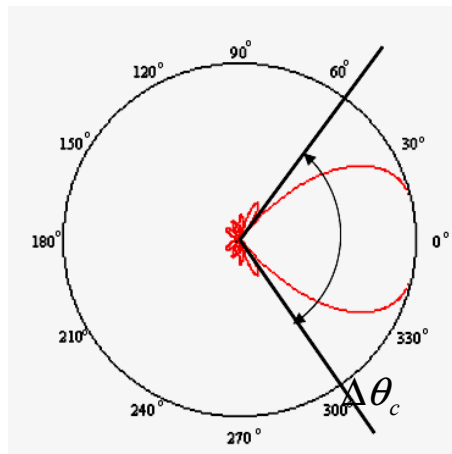


Fig. 1.8 Ancho de haz entre ceros

1.3.6.3 Relación de lóbulo principal a secundario

La relación de lóbulo principal a secundario (NLPS) es el cociente, expresado en dB, entre el valor del diagrama en la dirección de máxima radiación y en la

dirección del máximo del lóbulo secundario. Normalmente, dicha relación se refiere al lóbulo secundario de mayor amplitud, que suele ser adyacente al lóbulo principal.

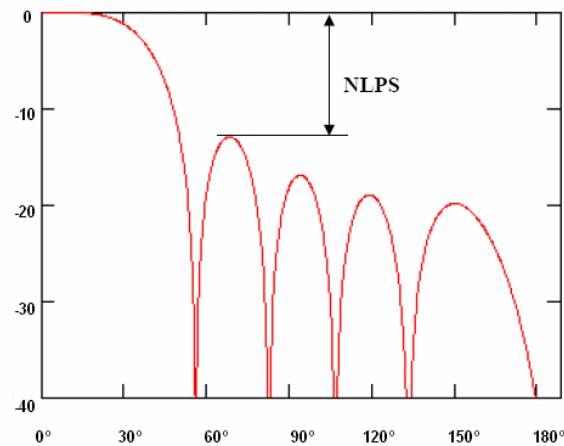


Fig. 1.9 Relación de lóbulo principal a secundario

1.3.6.4 Relación delante-atrás

La relación delante-atrás (D/A) es el cociente, también en dB, entre el valor del diagrama en la dirección del máximo y el valor en la dirección diametralmente opuesta.

1.3.7. Directividad y Ganancia

La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección $P(\theta, \phi)$, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena.

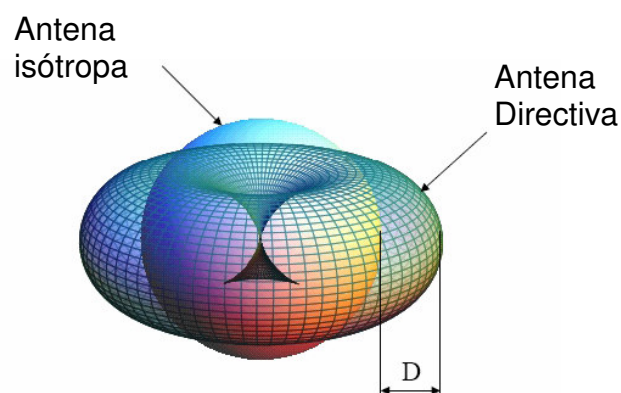


Fig. 1.10 Directividad

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{W_{radiada} / (4\pi R^2)} \quad (1.7)$$

La ganancia y la directividad están relacionadas por la eficiencia de la antena, y al ser relaciones de potencias, es habitual expresarlas en decibelios.

$$G(\theta, \phi) = \eta_i D(\theta, \phi) \quad (1.8)$$

1.3.8. Ancho de banda

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen frecuencial. Este intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados, se conoce como el ancho de banda de la antena [1].

El ancho de banda³ (BW) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central. Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje.

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_o} \quad (1.9)$$

1.3.9. Adaptación

La antena se conecta a una línea de transmisión o bien directamente a un receptor. Para que haya máxima transferencia de potencia, la impedancia de la antena $Z_a = R_a + jX_a$ y la impedancia de carga Z_L deben ser complejas conjugadas $Z_L = Z_a^*$.

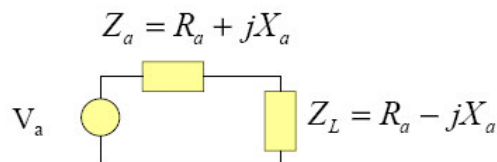


Fig. 1.11 Situación de adaptación de impedancias

³ Información adicional en el Anexo A3, Pág.59.

En este caso

$$W_{L\max} = \frac{|V_a|^2}{4R_a} \quad (1.10)$$

1.3.10. Área efectiva

La antena extrae potencia del frente de onda incidente, por lo que presenta una cierta área de captación o área efectiva A_{ef} , definida como la relación entre la potencia que entrega la antena a su carga (supuesta para esta definición sin pérdidas y adaptada a la carga) y la densidad de potencia de la onda incidente

$$A_{ef} = \frac{W_L}{P} \quad (1.11)$$

que representa físicamente la porción del frente de onda que la antena ha de interceptar y transferir hacia la carga.

1.3.11. Temperatura de ruido de antena

Una antena recibe, además de señal, ruido. A la potencia de ruido disponible en los terminales de una antena receptora se le asocia una temperatura de ruido de la antena T_a , entendida como la temperatura a la que tendría que estar una resistencia para producir una potencia de ruido igual, es decir

$$W_N = \frac{V_N^2}{4R} = KT_a B \quad (1.12)$$

donde W_N es la potencia de ruido disponible en bornes de la antena, B el ancho de banda, $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ la constante de Boltzmann, R la resistencia y V_N la tensión, en valor eficaz, en circuito abierto [1].

1.4. Teorema de reciprocidad

Cualquier antena puede actuar tanto como transmisora como receptora. Esto quiere decir que cualquier parámetro de una antena en transmisión equivale en recepción si esa misma antena se emplea como receptora, por lo que los parámetros descritos anteriormente son igual de válidos para transmisión como para recepción.

CAPÍTULO 2. PROPAGACIÓN

2.1. Propagación en el espacio libre

2.1.1 Fórmula de transmisión de Friis

En un sistema de comunicaciones ha de establecerse el balance de potencia entre el transmisor y el receptor, ya que el mínimo nivel de señal detectable en el Rx fija la potencia mínima que ha de suministrar el Tx. Para dos antenas separadas una distancia R , conectadas a sus correspondientes transmisor y receptor, como se indica en la siguiente figura, la ecuación de transmisión de Friis establece la relación entre la potencia recibida y la radiada [1].

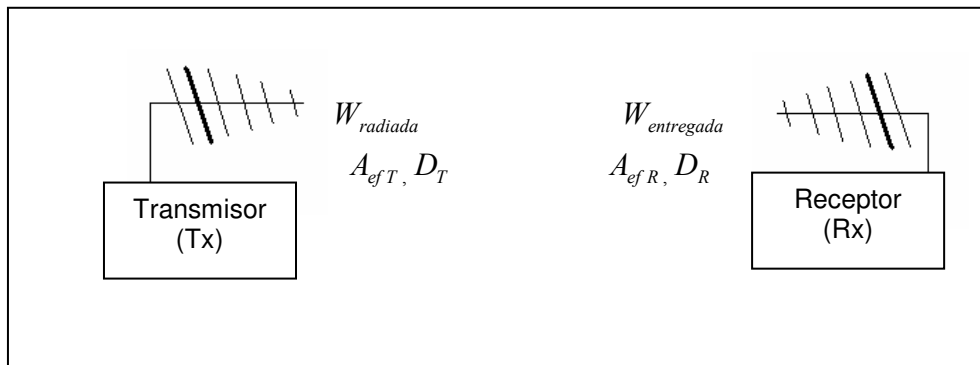


Fig.2.1 Esquema balance de potencias

La potencia que la antena receptora entregará a su carga adaptada vale

$$W_{entregada} = \frac{W_{radiada}}{4\pi R^2} D_T A_{ef R} \quad (2.1)$$

La relación entre la potencia recibida y la radiada se denomina pérdida de transmisión entre las antenas, y se acostumbra a indicar en decibelios (dB).

Por otro lado, existe una relación entre la directividad y el área efectiva de cualquier antena

$$\frac{A_{ef}}{D} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.2)$$

por lo que se puede escribir la ecuación (2.1) como

$$W_{entregada} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 D_T D_R W_{radiada} \quad (2.3)$$

El término $(\lambda/4\pi R)^2$ se denomina pérdida de transmisión en el espacio libre L_o . En general se tiene

$$W_{entregada} = W_{radiada} G_T G_R \frac{1}{L_o L} \quad (2.4)$$

donde L engloba todos los factores de desadaptación como las pérdidas en cables, conectores y desadaptación de las antenas. En L no se han de contabilizar las pérdidas en las antenas debidas a la eficiencia, por estar ya incluidas en las ganancias.

2.2. Reflexión en tierra plana

2.2.1. Propagación en tierra plana

Las características eléctricas de la tierra y su orografía influyen en la propagación de las ondas electromagnéticas. Al incidir una onda electromagnética sobre la tierra se produce una reflexión. La superposición de la onda directa y la reflejada da lugar a la llamada onda de espacio. La formación de la onda de espacio puede ser constructiva o destructiva en función de las fases de la onda directa y la reflejada, lo que puede resultar en variaciones apreciables de la potencia recibida respecto al valor esperado en espacio libre.

Las características de propagación de una onda dependen de:

- La situación del trayecto respecto a obstáculos: suelo, colinas, edificios, vegetación, etc.
- De las características eléctricas del terreno: constante dieléctrica y conductividad.
- De las propiedades físicas del medio: intensidad de precipitación, gases, etc.
- De la frecuencia y polarización de la onda.

La tierra es un medio dieléctrico con pérdidas cuyas constantes dieléctricas varían en función del tipo de suelo, el grado de humedad y la frecuencia. La tabla 2.1 muestra el valor de la permitividad relativa y de la conductividad para diferentes tipos de suelo a dos frecuencias distintas, en bandas típicas de radiocomunicaciones (MF y UHF). Es de destacar que un determinado tipo de terreno se comportará como un buen conductor cuando $\epsilon'' = \sigma / \omega \epsilon_o \gg \epsilon'$ condición doblemente dependiente de la frecuencia ya que la conductividad también depende de ella [1].

TERRENO	1 MHz			1 GHz		
	ϵ'	$\sigma(S/m)$	ϵ''	ϵ'	$\sigma(S/m)$	ϵ''
Agua salada, 20 ° C	70	5	$9 \cdot 10^4$	70	5	90
Suelo húmedo	30	10^{-2}	180	30	$5 \cdot 10^{-2}$	0,9
Agua dulce, 20° C	80	$2 \cdot 10^{-3}$	36	80	$5 \cdot 10^{-2}$	0,9
Suelo moderadamente seco	15	10^{-3}	18	15	$3 \cdot 10^{-2}$	0,5
Suelo muy seco	3	10^{-4}	1,8	3	$5 \cdot 10^{-5}$	$9 \cdot 10^{-4}$
Agua pura, 20° C	80	$<10^5$	$<0,2$	80	10^{-1}	3,6
Hielo, -1° C	3	$3 \cdot 10^5$	0,5	3	$7 \cdot 10^4$	$1,3 \cdot 10^{-2}$

Tabla 2.1 Permitividad relativa y conductividad típica para distintos tipos de suelo

El modelo de tierra plana se diferencia del de espacio libre por tener en cuenta las reflexiones con la tierra. También hay que tener en cuenta que este modelo únicamente tiene validez si las alturas de las antenas transmisora (h_t) y receptora (h_r) son más pequeñas que la distancia entre antenas; $h_t, h_r < R$, que el ángulo de incidencia (ψ) de la onda reflejada es próximo a cero y si la distancia entre antenas (R) es lo suficientemente pequeña como para despreciarse la curvatura terrestre.

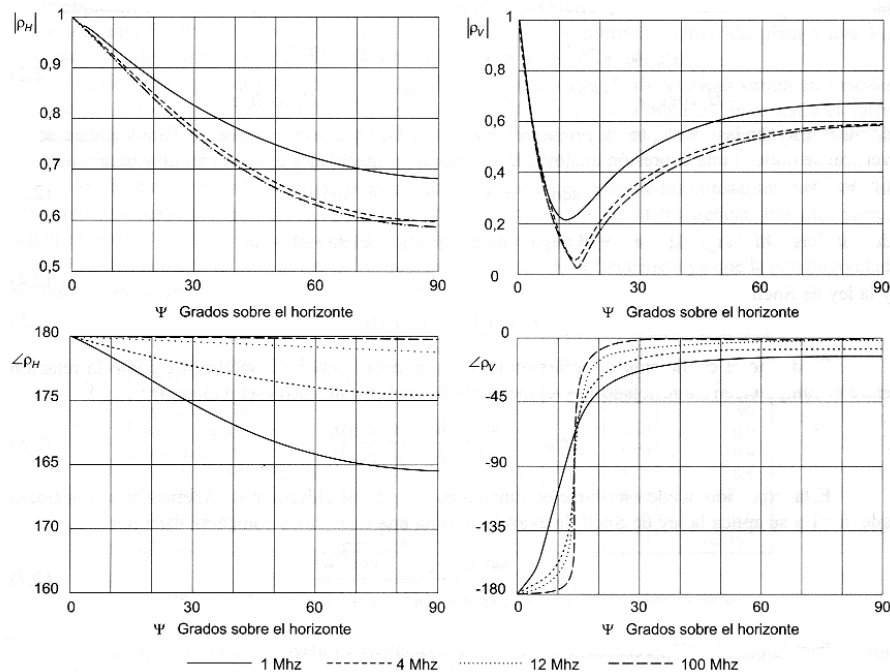


Fig. 2.2 Coeficiente de reflexión para un suelo moderadamente seco ($\epsilon' = 15, \sigma = 10^{-3} S/m$)

En la figura 2.2 se representa el módulo y la fase del coeficiente de reflexión para un suelo moderadamente seco para distintas frecuencias [1]. Para la obtención de estas curvas se ha supuesto que la permitividad y la conductividad son constantes dentro del margen de frecuencias. Estas gráficas muestran el distinto comportamiento de un terreno en función de la frecuencia, el ángulo de incidencia y la polarización. El terreno indicado en la figura 2.2 puede considerarse conductor a frecuencias inferiores a 1 MHz. Nótese, que para todas las polarizaciones, cuando el ángulo de incidencia (ψ) es pequeño el coeficiente de reflexión puede aproximarse por -1. Esta aproximación es más exacta cuanto mayor es la frecuencia. Para la polarización horizontal es una buena aproximación independientemente del ángulo de incidencia, mientras que para la polarización vertical sólo es cierto para incidencias rasantes y al aumentar el ángulo de incidencia se produce un cambio de fase de 180° en el coeficiente de reflexión.

Lo habitual es estudiar el caso en la que existe una única onda reflejada en la tierra, ya que el estudio de más reflexiones dificultaría muchísimo los cálculos. Por lo tanto, estudiaremos el caso de la figura 2.3, donde inciden sobre la antena receptora el rayo directo (RD) y el rayo reflejado (RR), después de reflejarse en la tierra con un ángulo ψ próximo a cero. Consecuentemente el coeficiente de reflexión es -1 para ambas polarizaciones (véase la figura 2.2), es decir, la potencia con la que llegan a la antena receptora el rayo directo y reflejado es la misma.

Considerando el siguiente modelo

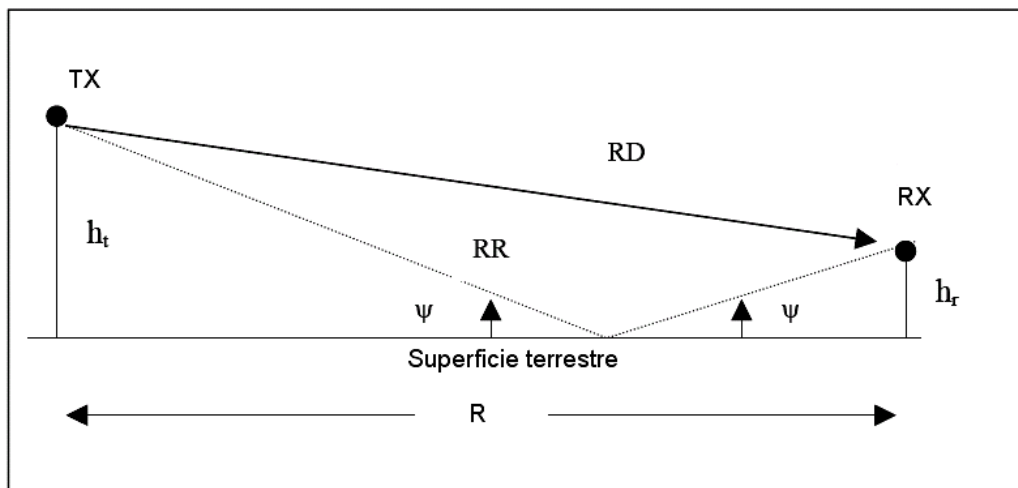


Fig. 2.3 Modelo rayo directo y reflejado estudiado

Donde

$$\text{Ángulo de incidencia} = \psi = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{h_t + h_r}{R}\right) \quad (2.5)$$

$$\text{Camino}_{RR} = \sqrt{R^2 + (h_t + h_r)^2} \quad (2.6)$$

$$\text{Camino}_{RD} = \sqrt{R^2 + (h_t - h_r)^2} \quad (2.7)$$

$$\Delta l = \text{Camino}_{RR} - \text{Camino}_{RD} = \frac{2h_t h_r}{R} \quad (2.8)$$

$$\text{Diferencia de fase entre } RD \text{ y } RR = \Delta = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda R} \quad (2.9)$$

Por lo que el campo total vale

$$|E_T| = 2 |E_o| \sin\left(\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda R}\right) \cong 2 |E_o| \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda R} \quad (2.10)$$

donde E_o es el campo eléctrico en espacio libre, por lo que

$$W_{recibida} = W_{radiada} G_T G_R \left(\frac{h_t h_r}{R^2}\right)^2 \quad (2.11)$$

En la expresión 2.11 no se encuentran contabilizadas las pérdidas por desadaptación de las antenas, cables y conectores.

Se observa (2.11) como la atenuación, que es proporcional a R^4 (factor de atenuación con la distancia $\alpha = 4$), no depende de la frecuencia y al doblar la altura de la antena transmisora o receptora se aumenta 6dB la potencia recibida.

2.2.2. Modelo de Egli

Los modelos de propagación vistos con anterioridad son modelos teóricos que intentan aproximarse a la realidad. Este es un modelo empírico el cual se diferencia del de tierra plana por introducir la dependencia de la frecuencia.

$$W_{recibida} = W_{radiada} G_T G_R \left(\frac{h_t h_r}{R^2}\right)^2 \left(\frac{40}{f(\text{Mhz})}\right)^2 \quad (2.12)$$

En la expresión 2.12 no se encuentran contabilizadas las pérdidas por desadaptación de las antenas, cables y conectores.

Diversos estudios empíricos han demostrado que el factor de atenuación con la distancia (α) varía dependiendo del entorno de propagación entre $2 < \alpha < 5$; $\alpha = 2$ si el entorno es rural y $\alpha = 5$ si el entorno es urbano.

2.3. Onda de superficie

En el apartado 2.2 se ha analizado el efecto de la tierra en la propagación como un problema de reflexión en tierra plana. En este caso se considera la formación de la onda de espacio como una interferencia entre la onda directa y la reflejada. Cuando las alturas sobre el suelo de las antenas transmisora y receptora son pequeñas en términos de λ , la onda de espacio (2.11, 2.12) tiende a cancelarse, ya que el rayo reflejado se cancela con el directo. En esta situación el mecanismo de propagación más relevante es la onda de superficie.

El campo recibido en condiciones reales (E) puede expresarse como una suma de términos cuyas amplitudes son función de la frecuencia, el tipo de terreno, la altura de las antenas sobre el suelo, la polarización y la distancia.

$$E = E_o(1 + \rho e^{-j\Delta} + (1 - \rho)Ae^{-j\Delta}) \quad (2.13)$$

El primer término de la ecuación (2.13) corresponde al campo recibido por la onda directa, el segundo por la onda reflejada y el tercero por la onda de superficie, donde A es la atenuación de la onda de superficie que suele tener un decaimiento exponencial que es apreciable a distancias superiores a los 100 Km.

La radiación de ondas electromagnéticas sobre una superficie esférica lisa es un problema que admite una solución analítica, de la cual se observa que, si las antenas se aproximan al suelo, la potencia recibida en ambas polarizaciones decrece hasta una cierta altura en que la potencia recibida en polarización vertical permanece constante, mientras que en polarización horizontal continúa decreciendo. Cuando la altura de las antenas es una fracción de la longitud de onda, la potencia recibida en polarización horizontal es despreciable frente a la potencia recibida en polarización vertical [1].

Este fenómeno es especialmente importante para frecuencias inferiores a 10 MHz, mientras que para frecuencias superiores a 150 MHz, la atenuación de la onda de superficie es muy grande y adquiere importancia el rayo reflejado. La onda de superficie tan sólo es relevante en polarización vertical y se observa que la amplitud de los campos es independiente de la altura de las antenas.

2.4. Conclusión métodos de propagación

Como conclusión de los modelos de propagación estudiados, se puede extraer que a la hora de implementar un sistema de telecomunicaciones real y se desee realizar un balance de potencias, se deberá tener en cuenta todos los métodos y coger como referencia el modelo más pesimista para la aplicación. Esto básicamente dependerá de la frecuencia de trabajo, de la altura de las antenas y de la distancia entre emisor y receptor. Estos tres parámetros serán básicos para determinar cual de los métodos será más adecuado utilizar para estimar el balance de potencia para nuestra aplicación.

CAPÍTULO 3. ESTUDIO DE LOS SISTEMAS DE MEDIDA

3.1. Medida de antenas

3.1.1 Introducción

Este capítulo se centra en el estudio de los sistemas de medida de antenas más destacados en la actualidad. También veremos como se puede cuantificar y medir, los parámetros más destacados de una antena que hasta ahora solo habíamos visto de forma teórica.

3.1.2 Criterios de diseño de los campos de medida

Los campos totales creados por una antena se pueden descomponer en una parte de campos radiados, E_r , cuya amplitud decrece con la distancia, y una parte de campos inducidos, E_i , los cuales decrecen con el cuadrado de la distancia.

Los primeros se producen en la región de Fraunhofer o campo lejano, donde las componentes de campo radiado son ortogonales a la dirección de propagación y todo el flujo de potencia es directamente radiado por la antena (onda plana), mientras que los segundos se producen en la región de Fresnel o campo cercano, donde las componentes radiales del campo eléctrico se vuelven significantes y el flujo de potencia no es totalmente radiado.

Estando en campo lejano, se puede considerar que a partir de una determinada distancia R el diagrama de radiación de una antena no varía con la distancia y únicamente depende de la dirección del espacio.

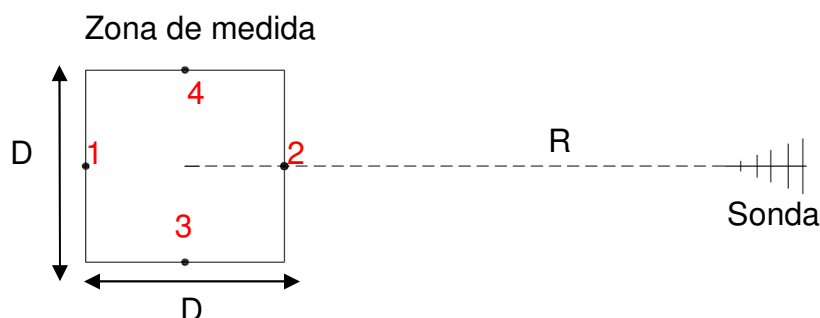


Fig. 3.1 Campo de medida de antenas

En la figura 3.1 se muestra un esquema donde se puede observar la sonda que utilizaremos como antena transmisora, y la zona donde se situará la antena a medir, siendo D su dimensión máxima, y R la distancia del centro de la sonda, al centro de zona de medida.

3.1.2.1 Distancia requerida para una fase uniforme (onda plana)

Como hemos dicho anteriormente para medir el diagrama de radiación con exactitud de una antena el primer requisito que se debe cumplir es que la medida se haga a suficiente distancia para que los campos que incidan sobre la antena a medir sean aproximadamente una onda plana. Sin embargo las pequeñas desviaciones de fase respecto a las de una onda perfectamente plana provocan grandes variaciones en la medida de diagramas de radiación. Uno de los efectos más importantes es un aumento en la amplitud de los lóbulos secundarios y una menor profundidad en los nulos del diagrama.

Suponemos que la antena a medir tiene una dimensión máxima D . Si la distancia entre la sonda y la antena fuera infinita, los campos llegarían con la misma fase a todos los puntos de la antena. Sin embargo hay una distancia finita R , y los campos que llegan a los extremos de la antena llegan con un retardo en fase de $360^\circ \gamma/\lambda$ debido a que recorren más distancia ($R + \gamma$) respecto a los campo que llega al centro de la antena el cual recorre una distancia R .

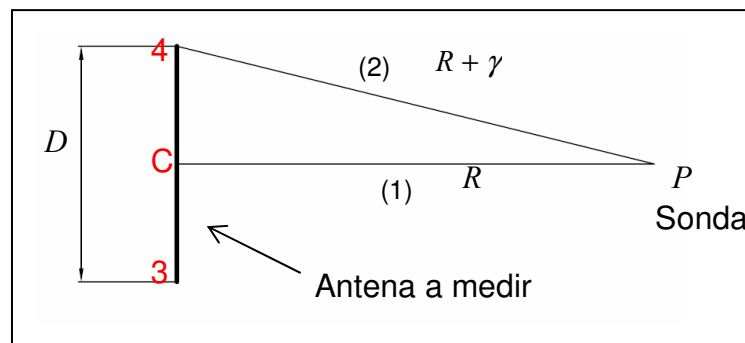


Fig. 3.2 Geometría estudiada

En la figura 3.2 se puede observar rápidamente que contra mayor sea R , menor será γ consecuentemente menor será el desfase entre el rayo 1 y el 2.

Por lo tanto:

$$R^2 + 2R\gamma + \gamma^2 = R^2 + \frac{D^2}{4} \quad (3.1)$$

$$R = \frac{D^2/4 - \gamma^2}{2\gamma} \quad (3.2)$$

Si consideramos $\gamma \ll D$ y $\gamma \ll R$,

$$R \approx \frac{D^2}{8\gamma}; \quad (3.3)$$

Por lo que dependiendo del máximo valor de γ tolerable obtendremos la mínima distancia R para encontrarnos en campo lejano.

Lo habitual es considerar que $\gamma \leq \lambda/16$ por lo que se obtiene [3]:

$$R \geq 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (3.4)$$

La expresión anterior se puede generalizar como:

$$R \geq K \frac{D^2}{\lambda} \quad (3.5)$$

Máxima diferencia de fase tolerable. $\gamma(^{\circ}) = 360^{\circ} \gamma(m) / \lambda(m)$	$\gamma(m)$	K (se obtiene substituyendo En (3.7) λ (m))
5°	$\frac{\lambda}{72}$	9
10°	$\frac{\lambda}{36}$	4.5
22.5°	$\frac{\lambda}{16}$	2
30°	$\frac{\lambda}{12}$	1.5
45°	$\frac{\lambda}{8}$	1

Tabla 3.1: Tabla factor K

En la tabla 3.1 se puede observar como para diferencias de fase pequeñas el factor K aumenta implicando en (3.5) una R grande, y viceversa.

Por lo tanto, de acuerdo con (3.5) la mínima distancia de medida es función de dos variables, la máxima longitud física de la antena a medir, D , y de la longitud de onda λ . Por lo que en antenas con grandes dimensiones físicas y longitud de onda pequeña se requieren grandes distancias. Este criterio únicamente tiene sentido cuando $D \geq \lambda$.

3.1.3 Medida de diagramas de radiación

Una de las características más importantes de una antena es su diagrama de radiación. Éste consiste en la representación de la amplitud o de la fase de los campos radiados por la antena en función de la dirección del espacio.

Por lo general, para medir el diagrama de radiación se desplaza otra antena, denominada sonda, a una distancia R constante y se van registrando las señales recibidas por la sonda en función de la posición angular. La sonda tiene que transmitir en polarización vertical y horizontal, para conseguir los cortes del diagrama de radiación del plano H y E, respectivamente. Debido al teorema de reciprocidad, es indiferente cual de ellas se emplee como transmisora y cuál como receptora, ya que el diagrama de radiación es el mismo. Dado que la medida del diagrama para todas las direcciones del espacio es imposible de realizar, se suele hacer, un muestreo cada un cierto intervalo angular, de manera que muestreando correctamente, sea posible reconstruir el diagrama para cualquier dirección del espacio mediante técnicas de interpolación.

La representación del diagrama de radiación se puede representar en 2 dimensiones (planos E y H), o en 3 dimensiones.

Para hacer la medida del diagrama de radiación en 2 dimensiones únicamente se necesita una antena transmisora lo suficiente alejada del receptor, como para estar en campo lejano, y transmitir con polarización vertical, y horizontal, para conseguir la representación de los planos E y H. Una vez obtenido el diagrama de radiación en el plano horizontal y vertical se obtiene el diagrama de radiación total, siendo este el diagrama más importante. Para obtener el diagrama total se utiliza la siguiente expresión

$$E_T = \sqrt{E_\phi^2 + E_\theta^2} \quad (3.6)$$

Se realiza la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados del campo eléctrico en componente vertical y horizontal.

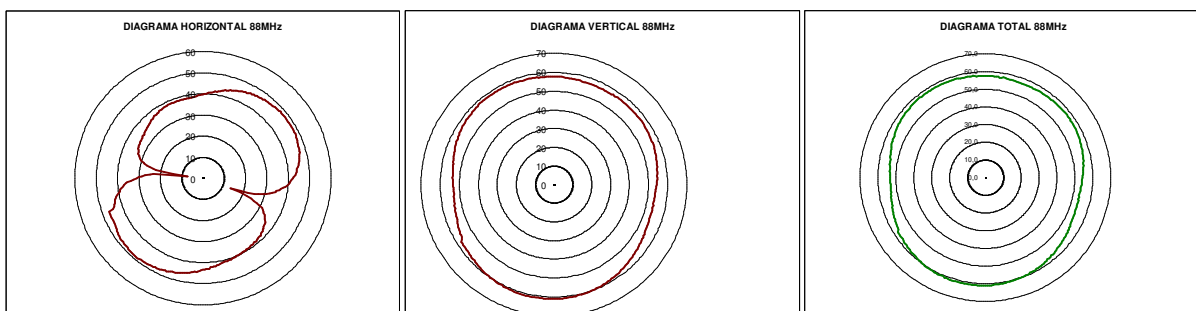


Fig. 3.3 Ejemplo de diagramas de radiación horizontal, vertical y total

En la figura 3.4 se representa uno de los métodos que estudiaremos en los siguientes capítulos, para medir diagramas de radiación en 2 dimensiones. En este sistema se mantiene la sonda a una distancia fija de la AUT (en este caso se encuentra integrada dentro del automóvil) y mediante una plataforma giratoria se va rotando el automóvil para obtener el diagrama completo en azimut ($0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$).

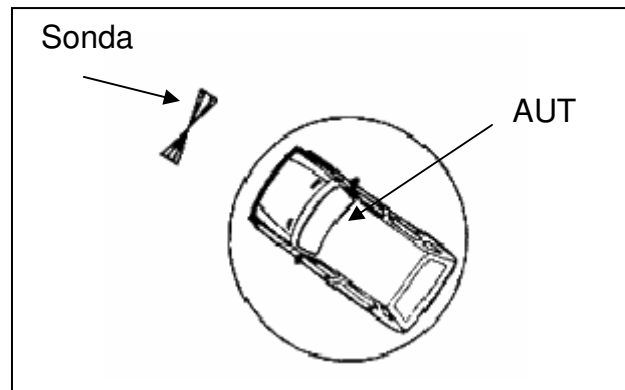


Fig. 3.4 Ejemplo de medida de diagrama de radiación.

Si por el contrario se desea realizar la medida del diagrama de radiación en 3 dimensiones se precisan técnicas más complejas, como la de tomar muestras de la amplitud y fase de los campos cercanos a la AUT sobre una superficie conocida (generalmente una esfera) que envuelva la antena. De la medida en campo cercano de la amplitud y fase, se pueden pasar a campo lejano mediante unas fórmulas matemáticas basadas en la transformada de Fourier y conseguir dibujar los diagramas. Esta medida se tendrá que hacer para unos ciertos puntos de la esfera que envuelva la AUT. Por lo tanto, se tendrá que hacer un barrido para unas cuantas direcciones de θ y ϕ , y para cada dirección se tendrá que hacer la medida en polarización vertical y horizontal.

Para el caso de la figura 3.5 se tendrá que realizar un muestreo del campo eléctrico recibido para valores de $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ y $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$

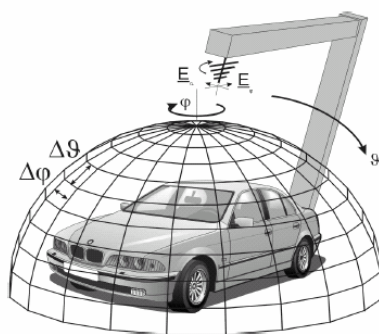


Fig. 3.5 Mínima esfera sobre el vehículo

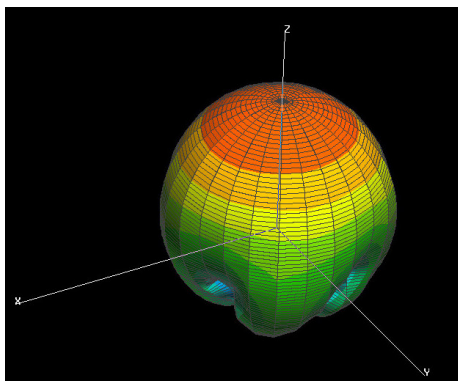


Fig. 3.6 Ejemplo de diagrama de radiación 3D

La figura 3.6 muestra un ejemplo de un diagrama de radiación en 3 dimensiones. Los colores rojizos muestran la zona del diagrama donde radia más energía la antena. Por lo contrario, la zona verdosa y azul muestra donde la concentración de energía es prácticamente nula.

Dependiendo de si se quiere obtener un diagrama de radiación en 2D o 3D, o dependiendo de las bandas frecuenciales que se deseen medir, será necesario utilizar un sistema de medida u otro.

3.1.4 Medida de ganancia absoluta y relativa

Hay varias técnicas para determinar la ganancia de una antena, todas ellas basadas en la ecuación de transmisión de Friis (2.4). En la ecuación se supone que las antenas se encuentran en campo lejano, alineadas en la dirección de máxima radiación, que existe adaptación de polarización y que están adaptadas.

Se pueden realizar dos tipos de medida de ganancia, la absoluta y la relativa. La ganancia relativa es aquella que está referenciada a una antena de referencia. Por ejemplo en automoción es muy usual referenciar la ganancia de la AUT⁴ al monopolo $\lambda/4$, ya que es la antena de referencia por excelencia en este sector. Mientras que la ganancia absoluta se basa en comparar la potencia recibida cuando se emplea la AUT, y la recibida cuando se emplea una antena patrón donde se conoce perfectamente su ganancia. La ganancia de la antena será la de la patrón más la diferencia entre señales. Para hacer una buena medida de ganancia absoluta se necesitará un antena patrón bien calibrada.

⁴ AUT (Antenna Under Test), se refiere a la antena que se va a medir.

3.1.4 Medida de directividad

A diferencia de la ganancia, que es un parámetro que también depende de la eficiencia de la antena, la directividad depende únicamente del diagrama de radiación, por lo que para hallarla es preciso conocer éste.

En antenas directivas, con un sólo lóbulo principal y lóbulos secundarios de valores reducidos, se puede hallar la directividad a partir de sus expresiones aproximadas en función del ángulo sólido equivalente [1]. Este último se puede estimar como el producto de los anchos de haz a -3 dB de la antena en sus planos principales (planos E y H).

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_{eq}} \approx \frac{4\pi}{\Delta\theta_\theta \Delta\theta_\phi} \quad (3.7)$$

Si la antena no es muy directiva y posee numerosos lóbulos secundarios, se requiere tener información de todo el diagrama, y se obtiene la siguiente expresión en función del diagrama de radiación normalizado⁵ $t(\theta, \phi)$,

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} t(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi} \quad (3.8)$$

3.1.5 Medida de eficiencia de radiación

La eficiencia de radiación puede ser medida como

$$\eta_r = \frac{\text{ganancia}}{\text{directividad}} \quad (3.9)$$

donde la medida de ganancia y directividad deben ser medidas según la dirección de máxima radiación de la antena y según los apartados 3.1.4 y 3.1.5 respectivamente.

3.1.6 Medida de impedancia

Para medir la impedancia de una antena se puede hacer con la misma instrumentación que se emplea en la medida de dispositivos: los analizadores de redes. Éstos realizan la medida automáticamente y presentan el valor de la impedancia numéricamente o sobre la carta de Smith, no sólo a una frecuencia

⁵ Se define el diagrama de radiación normalizado como $t(\theta, \phi) = \frac{P}{P_{\max}}$

sino realizando un barrido de frecuencias, con lo que medir el ancho de banda de una antena en función de su adaptación es, prácticamente inmediato.

3.2. Sistemas de medida

3.2.1 Cámara anecoica y semi-anecoica

Uno de los parámetros que más interesa controlar cuando se desea hacer una medida precisa, son las reflexiones. Por ese motivo se utilizan las cámaras anecoicas, que surgen como una solución al problema de las reflexiones producidas por las instalaciones en aire libre (OATS).

Las cámaras anecoicas son recintos cerrados construidos con metal y recubiertos en sus paredes y suelo, con paneles de materiales absorbentes, de manera que las reflexiones, en ellas son muy pequeñas.

Este sistema de medida se basa en el principio de la Jaula de Faraday. Una Jaula de Faraday es una estructura completamente metálica con la que se consigue una atenuación muy elevada de los campos incidentes. Tiene una misión bidireccional, es decir, atenuar las interferencias externas para evitar su influencia en el interior, y atenuar los campos generados en el interior, que podrían afectar al entorno exterior.

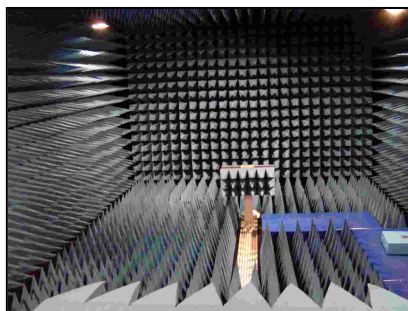


Fig. 3.7 Cámara anecoica

Los materiales con los que están hechas las paredes de la jaula son normalmente espumas absorbentes en RF que hacen que tengan unas pérdidas muy elevadas. Cuando únicamente están recubiertas, por estos materiales antirreflectantes, las 4 paredes y techo, pero no en el suelo, se denomina cámara semi-anecoica.

La filosofía de funcionamiento de los materiales antirreflectantes es la de dar a estos unas formas especiales de forma que las ondas electromagnéticas que inciden sobre ellos encuentran un medio donde la impedancia va aumentando progresivamente pasando de la impedancia del aire a la del material.

De esta forma se consigue que las reflexiones por desadaptación sean pequeñas, y que una vez en el interior del material sus altas pérdidas hagan que prácticamente toda la energía se disipe en el interior y no se refleje en las

paredes de la cámara. Este material absorbente está formado por pequeñas pirámides cuya función es hacer que las reflexiones que se producen entre las caras de las pirámides, hagan que la onda incidente, vaya perdiendo energía en cada reflexión.

La absorción de los rayos en el material aumenta con el tamaño de las pirámides que lo forman (según el tamaño en función de la longitud de onda no según el tamaño real). Des esta forma, cuanto menor sea la frecuencia, mayores tendrán que ser las pirámides. Por lo tanto, una cámara será óptima para su funcionamiento únicamente en un rango de frecuencias. Normalmente lo que finalmente se realiza es construir la cámara con absorbentes de tipo ferrita, con mejores coeficientes de reflectividad a bajas frecuencias (30-1000MHz) y con las espumas piramidales comentadas anteriormente las cuales tienen mejor reflectividad a altas frecuencias (1-40 GHz). De manera que se obtiene un híbrido entre las dos configuraciones y se consigue un sistema con unas buenas prestaciones en un gran ancho de banda (30MHz-18GHz).

La absorción del material también depende del ángulo de incidencia de la onda, de manera que para ángulos de incidencia normales a la superficie del material la absorción será máxima, y disminuye al aumentar el ángulo de incidencia.

Estas cámaras pueden adoptar diferentes formas geométricas, aunque la más habitual, es la rectangular y la abocinada. Al darle forma abocinada se consigue que la diferencia de caminos entre el rayo directo y el reflejado sea pequeña, de manera que la variación del campo en la zona de medidas variará más suavemente.

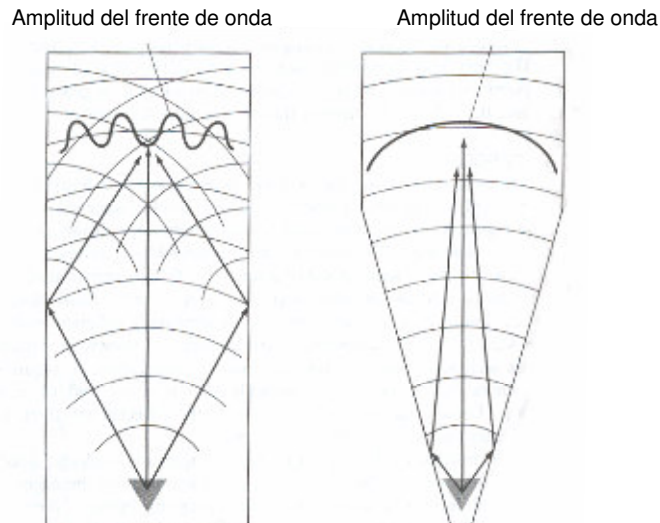


Fig. 3.8 Cámara rectangular y abocinada

En resumen una cámara anecoica aporta ventajas, como que no hay dependencia de las condiciones exteriores a la hora de hacer la medida, tales como interferencias y condiciones meteorológicas, por lo que el nivel de ruido ambiente es tan pequeño que no es preciso medirlo cada día.

Por contra, también tenemos inconvenientes como que las dimensiones geométricas de las cámaras no pueden ser excesivamente grandes por razones de espacio y sobre todo de coste. Por otro lado este sistema crea inexactitud, comparado con los buenos OATS, a bajas frecuencias. Estas inexactitudes son debidas a las reflexiones de las paredes para frecuencias inferiores a 100 MHz, para la mayoría de las cámaras, dependiendo de la profundidad del material absorbente que recubre las paredes.

3.2.2 Campos de medida compactos

Se ha visto en apartados anteriores que dependiendo de la frecuencia a la que se quiera medir la antena, en ocasiones la distancia necesaria para que la antena receptora reciba una onda plana, es demasiado grande (3.4). Esto hace que se busquen métodos alternativos para conseguir una onda plana a distancias cortas. Uno de estos métodos es utilizar un reflector parabólico y hacer incidir sobre la antena a medir los campos próximos a la apertura, ya que estos se pueden considerar como una onda plana.

Esto es cierto bajo una aproximación de óptica física, que muestra como en un reflector parabólico, los rayos reflejados son paralelos y están en fase, por lo que el frente de onda es plano. Pero a medida que la onda se aleja del reflector, se va transformando en una onda esférica debido a que el reflector tiene unas dimensiones finitas.

El reflector tendrá que ser lo suficientemente grande como para garantizar una onda plana sobre la antena a medir. Aún así el tamaño del campo de medidas con esta técnica es más pequeño que con otros métodos como la de obtener campo lejano directo. A causa del reducido tamaño del sistema de medidas se les denomina campos de medida compactos.

Esta técnica también tiene algunos inconvenientes que se tienen que tener en cuenta, como que las parábolas difractan las ondas en sus bordes y esto si no se controla puede hacer que no se incida una onda plana sobre la antena a medir. Para evitar este problema, se construyen los bordes de las parábolas con formas aserradas o curvadas, y se recubren las paredes de la zona de medidas con material absorbente.

El mínimo radio de curvatura de los bordes del reflector parabólico, debe, ser $r > \lambda/4$ para la menor frecuencia requerida, para evitar la dispersión. Un problema que se debe solucionar es la radiación directa del alimentador en la dirección de la antena a medir. Para evitar este problema se suele esconder el alimentador en recintos convenientemente aislados, que quedan ocultos desde la zona de medida. Esto obliga a hacer más complejas las geometrías del reflector (dobles reflectores, gregorianas...) [3].

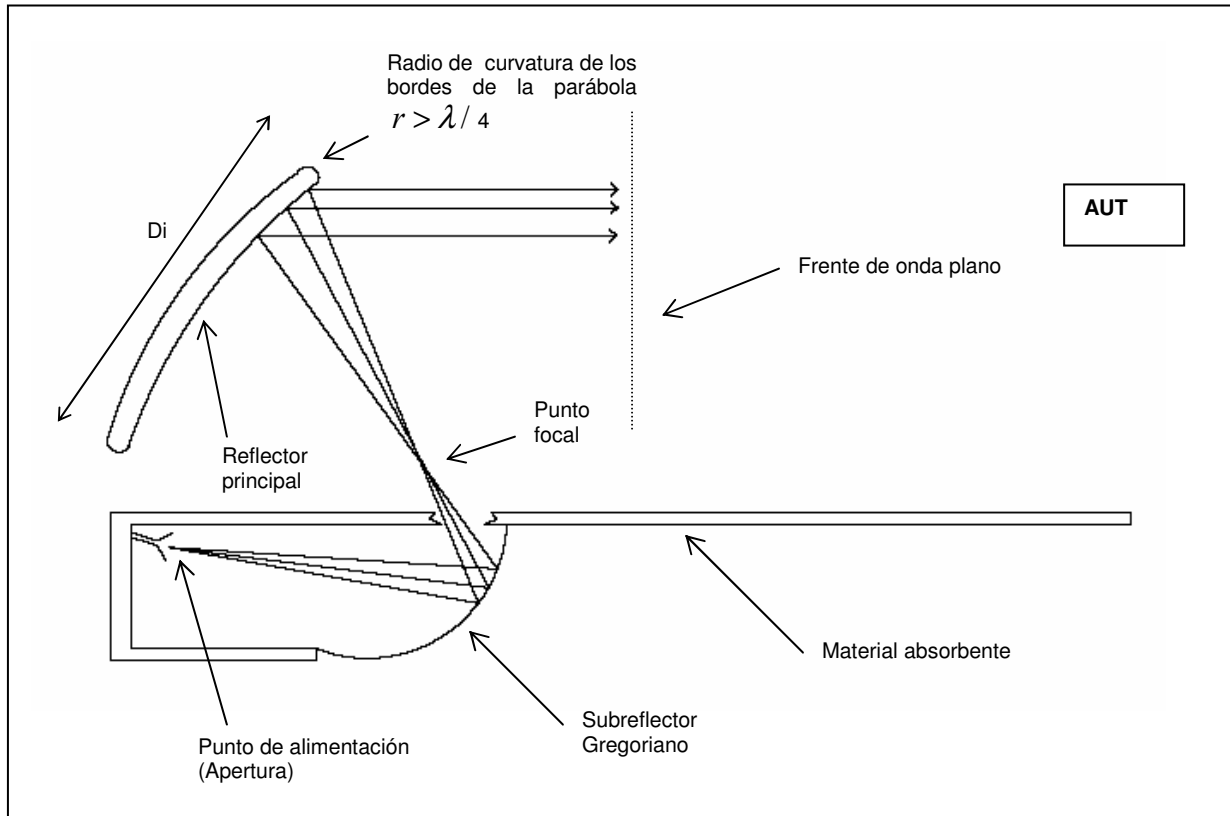


Fig. 3.9 Campo compacto con Subreflector Gregoriano

Otro problema que puede ocasionar este sistema, son las grandes dimensiones del reflector parabólico cuando se requiera hacer medidas a sólo unas decenas de MHz. El diámetro de la parábola viene dado por la siguiente expresión matemática:

$$D = \left(\frac{\pi D_i}{\lambda} \right)^2 \eta_t \quad (3.10)$$

donde D es la directividad que se desea obtener, D_i es el diámetro de la parábola y η_t es la eficiencia total de la parábola.

Suponiendo una eficiencia total del 80% (típica en parábolas) y una frecuencia de trabajo de 100 MHz, obtenemos a continuación, una gráfica que muestra la directividad de la parábola en función de sus dimensiones físicas.

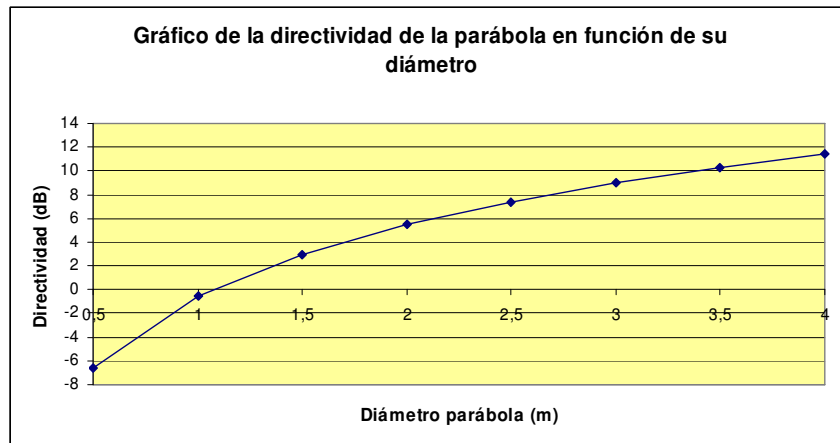


Fig. 3.10 Relación directividad, diámetro parábola

Observamos en la figura 3.10, como para obtener directividades elevadas se requieren diámetros de parábolas grandes.

Sin embargo si se utiliza este sistema para realizar medidas a más altas frecuencia, se puede observar en el siguiente gráfico como con diámetros de parábolas mucho menores al caso anterior, se obtienen directividades muy elevadas. Suponiendo también una eficiencia total del 80% y una frecuencia de trabajo de 2 GHz se obtiene el siguiente gráfico:

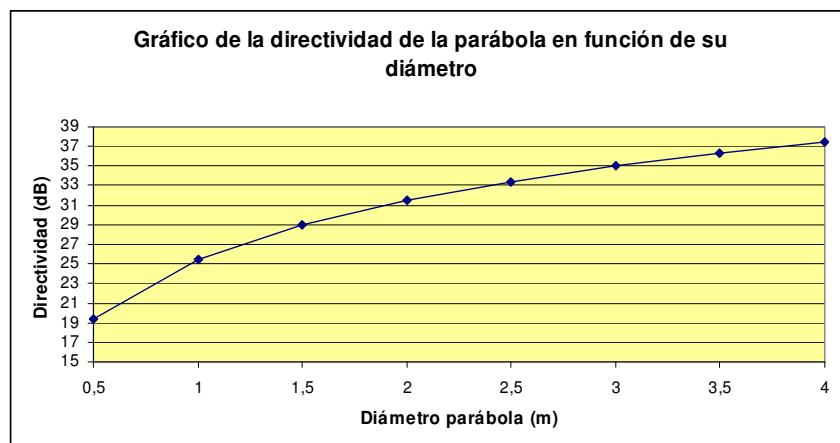


Fig. 3.11 Relación directividad, diámetro parábola

Como resumen de este método, es importante resaltar que la parábola deberá tener un diámetro lo suficientemente elevado como para cubrir toda la antena a medir. También hay que tener en cuenta que si se quiere trabajar a no muy altas frecuencias necesitaremos unas parábolas de grandes dimensiones para obtener una alta directividad.

Otra característica de este sistema es que es muy importante evitar las reflexiones para conseguir una onda perfectamente plana a pocos metros del reflector parabólico, por lo que en la implementación de este método se utiliza

una cámara anecoica o semi-anecoica para poder evitar, en la medida de lo posible, las reflexiones que puedan aparecer.

3.2.3 Campos de medida próximos

Este sistema también intenta solucionar el problema de las grandes dimensiones de los campos de medida, de manera que no se mide el campo radiado lejano, sino el cercano, y mediante un proceso matemático se consigue pasar del campo radiado cercano al lejano (basado en la Transformada de Fourier).

Esta técnica se basa en el teorema de equivalencia, el cual afirma que si se conocen los campos tangenciales que una antena crea sobre la superficie que la rodea, estos campos se pueden sustituir por unas corrientes y a partir de estas se pueden encontrar los campos radiados.

El problema que tiene este sistema es que se deben medir los campos sobre toda la superficie cerrada (normalmente plana, cilíndrica o esférica) que envuelve la antena, y se debe medir con polarización vertical y horizontal, y tanto en módulo como en fase.

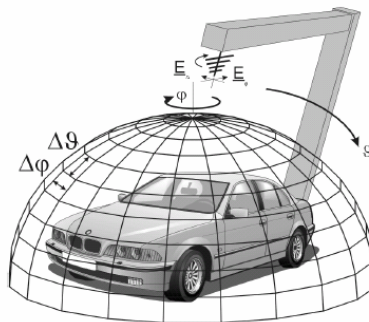


Fig. 3.12 Muestreo de la superficie que envuelve la antena

En figura 3.12 se observa el muestreo realizado sobre una superficie esférica de la antena a medir, en este caso la AUT se encuentra integrada dentro del automóvil.

Esta medida tiene que ser discreta por lo que el criterio de Nyquist da con que frecuencia se debe muestrear el campo sobre la superficie medida. Este paso de muestreo es cada $\lambda/2$ para direcciones verticales y horizontales ($\Delta x = \lambda/2$, $\Delta y = \lambda/2$).

Para realizar el muestreo sobre toda la superficie se utiliza un brazo dotado con una antena que gira para transmitir en polarización vertical y horizontal. A la vez que el brazo se va desplazando en la dirección de θ , una plataforma giratoria, donde se coloca la antena bajo test, se desplaza en los 360° de la dirección de ϕ . Para proteger el sistema de las condiciones meteorológicas, se

utiliza una media esfera, llamada radomo, que recubre el sistema. El radomo está formado por materiales transparentes a la radiofrecuencia para no alterar la medida.



Fig. 3.13 Brazo, radomo y plataforma giratoria

Este sistema permite obtener diagramas de radiación en 2D y en 3D pero con un coste de tiempo bastante superior a los sistemas en campo lejano.

Otra razón por la que se utiliza este sistema son las grandes dimensiones de los campos de medida en campo lejano, a medida que se incrementa la frecuencia de trabajo (3.4). Por ejemplo para medidas en el sector de la automoción, donde un automóvil puede medir 3 o 4 metros aproximadamente, se incrementa mucho las dimensiones del campo de medida a frecuencias elevadas. Este problema ocasiona que habitualmente los campos de medida sean un híbrido entre campo lejano y cercano. De esta manera para no muy altas frecuencias se podrá utilizar el sistema de campo lejano cuando únicamente se quieran realizar diagramas en 2D y de forma rápida, y para altas frecuencia se utilizará el sistema en campo cercano.

Así pues como resumen al método se puede resaltar como ventajas que las medidas se pueden realizar en una cámara anecoica, la cual elimina cualquier interferencia proveniente del exterior. Se pueden medir antenas de grandes dimensiones sin necesidad de tener un campo de medida de grandes dimensiones. La calidad y fiabilidad de la medida es igual a la obtenida en campo lejano y la información obtenida permite caracterizar completamente la antena.

En contra, podemos citar como inconvenientes de este sistema de medida, que suele ser complejo de realizar, muy costoso en cuanto a precio, que el diagrama de radiación de la sonda utilizada debe estar completamente caracterizado para después ser corregido en la medida final, y así conseguir una buena medida, y que no se obtienen los resultados en tiempo real. Otro de los principales inconvenientes de este sistema es la necesidad de realizar la

medida completa para obtener un solo corte del diagrama. Por otro lado, para la geometría plana y cilíndrica, únicamente se obtienen resultados correctos para unas ciertas regiones angulares. De manera que si quiere obtener un diagrama de radiación con total precisión, se deberá utilizar una geometría esférica.

3.2.4 Campos de medida en espacio libre (OATS)

Los "OATS" (Open Area Test Site), es el nombre con el que se conoce en inglés, a los campos de medida en espacio libre. Este sistema, tal y como su nombre indica, se caracteriza por realizarse las medidas en un espacio abierto al aire libre, con unas dimensiones adecuadas, y al poder ser alejado de objetos que puedan producir más reflexiones de las inevitables.

De acuerdo con el CISPR [11], el cual es un organismo internacional que tiene como una de sus principales funciones estandarizar ensayos electromagnéticos, define la superficie que debería de permanecer libre de obstáculos en la zona de medida [12], siendo R la distancia de la antena transmisora a la AUT. Como se han visto en capítulos anteriores (véase apartado 3.1.2), la distancia R deberá ser suficiente para realizar la medida de diagramas y ganancia en campo lejano.

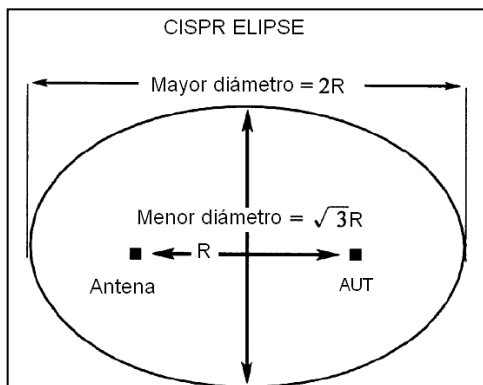


Fig. 3.14 Área libre de obstáculos según CISPR



Fig. 3.15 Ejemplo de OATS

En la medida en campo lejano, es habitual emplear como sondas antenas directivas para así mejorar el margen dinámico y reducir el efecto de las reflexiones. El mayor inconveniente de los OATS es la imposibilidad de aislar las ondas electromagnéticas del ambiente, y por lo tanto, descartar el uso de ciertas frecuencias. Este problema se convierte aun mayor, en las bandas de difusión, que son generalmente las bandas de más interés, donde en algunos puntos de estas frecuencias es difícil realizar emisiones electromagnéticas y obtener en recepción, señal con suficiente margen dinámico. Un ejemplo es la banda de difusión de radio FM, que entre 88 y 108 MHz hay una frecuencia

de significativa amplitud cada 400 KHz. Por lo tanto se deberán buscar frecuencias donde el nivel de señal sea cercano al nivel de ruido ambiente.

Un inconveniente de este método, es que está expuesto a las condiciones meteorológicas, aunque se puede solucionar este problema, recubriendo el sistema de medidas con materiales no metálicos. Una desventaja de este sistema respecto a campo cercano, son las grandes dimensiones que se requieren cuando se desean medir antenas de grandes dimensiones físicas a frecuencias elevadas. Esto hace que si se tiene poco espacio para implementar el sistema, sea inviable trabajar a frecuencias mayores de unos cientos de megahercios.

Por otra parte, la mayor ventaja de este sistema, es la versatilidad de la medida. Por ejemplo si desea medir una antena para un automóvil, la medida será más real si se utiliza un sistema de medida en campo abierto que en una cámara anecoica, ya que será su habitual entorno de funcionamiento.

3.2.4.1 Array de antenas

Este método se basa en mantener en una misma posición, durante toda la medida del diagrama, la antena a medir. Se colocan alrededor de la antena a medir unas cuantas antenas (contra más, mayor será la calidad del diagrama de radiación) conectadas a un switch que cada cierto instante de tiempo va communtando con cada antena transmisora y se van registrando el valor de campo eléctrico recibido en el receptor.

Para obtener un diagrama de radiación, con esta técnica, de 360°, supondría tener una antena transmisora cada grado alrededor de la antena bajo test. Como esto es inviable lo que se suele hacer es colocar un número determinado de antenas y mediante técnicas de interpolación obtener el diagrama de radiación completo.

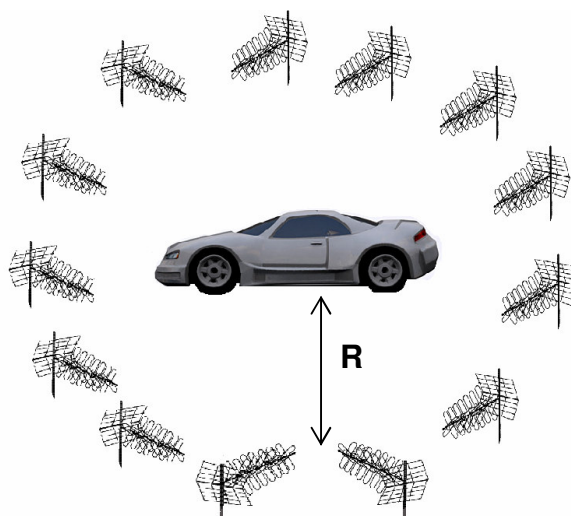


Fig. 3.16 Ejemplo de OATS con un array de 13 antenas

La figura 3.16 muestra el ejemplo de un OATS formado por 13 antenas, lo que se consigue realizar capturas del campo eléctrico cada $27,5^\circ$. El número de antenas necesario para realizar un diagrama de radiación depende de la exactitud que se requiera. Es obvio que contra más antenas formen tu array más exacto será el sistema y se podrán apreciar con más claridad ciertos nulos del diagrama.

3.2.4.2 Plataforma giratoria

Su principal característica es que se coloca la antena a medir sobre una plataforma que va girando cada un cierto instante de tiempo, y mientras hay una antena transmitiendo, se va registrando el valor de campo eléctrico recibido para ciertos ángulos. De manera que si la plataforma tiene una resolución de giro de 1° , se obtendría un diagrama de radiación para los ángulos comprendidos entre $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$.

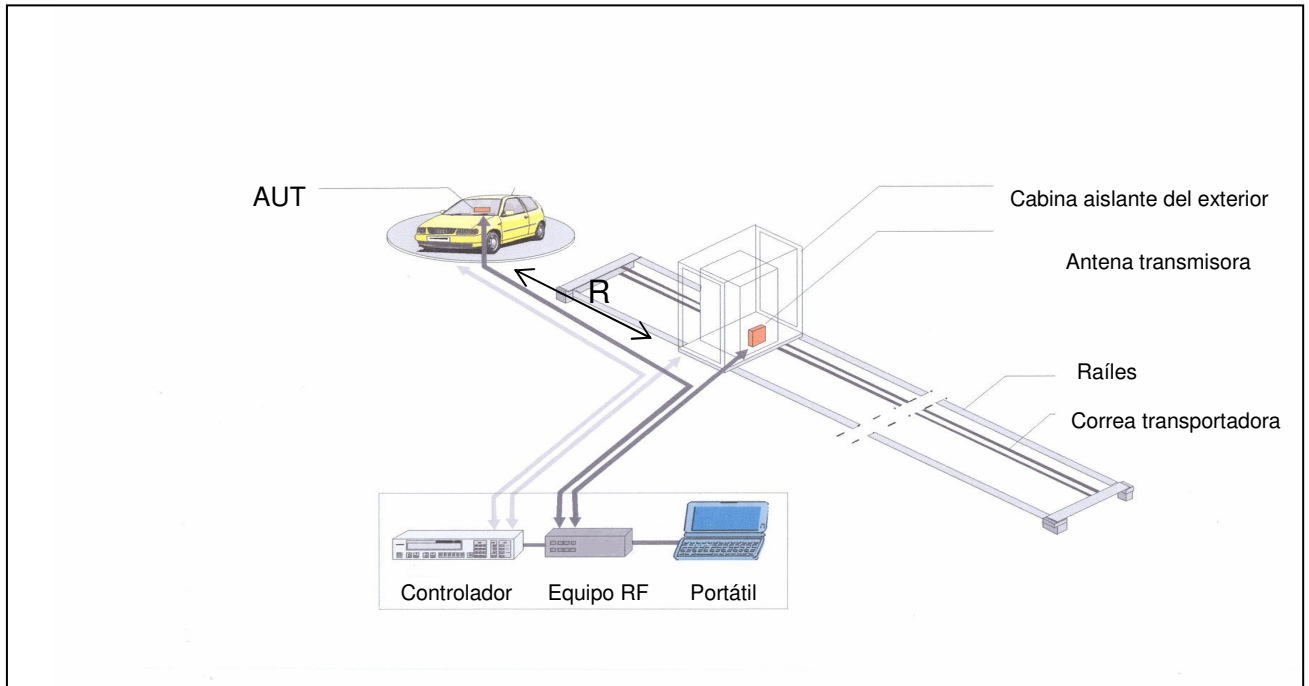


Fig. 3.17 Ejemplo de OATS con plataforma giratoria

En la figura 3.17 se puede observar un esquema de un OATS con plataforma giratoria. Este ejemplo resguarda la antena transmisora dentro de una cabina que la aísla de condiciones meteorológicas adversas. Ésta, está montada sobre unos raíles que regulan la distancia entre la AUT y la antena transmisora. De esta forma se puede medir a diferentes frecuencias de una forma cómoda, mediante un controlador que regula la distancia entre emisor y receptor.

La principal ventaja de este método es que es más preciso que el array de antenas, pero por contra su coste es más elevado debido al gran coste de la plataforma giratoria.

3.2.5 Conclusiones de los métodos

Una vez estudiados los métodos más importantes de medida de antenas en la actualidad, nos disponemos a hacer una tabla resumen para poder observar claramente las ventajas e inconvenientes de cada sistema.

RESUMEN DE LOS SISTEMAS DE MEDIDA ESTUDIADOS			
SISTEMA	VENTAJAS	INCONVENIENTES	
Cámara anecoica/semi-anecoica	<ul style="list-style-type: none"> - Independencia condiciones exteriores (Meteorológicas, Interferencias) - Reflexiones prácticamente nulas 	<ul style="list-style-type: none"> - Dimensiones cámara no muy grandes (Coste, espacio) - Medida menos realista que con otros métodos - Sistema con coste muy elevado 	
Campos compactos	<ul style="list-style-type: none"> - Zona de medida pequeña (Unos cuantos metros) 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere ser instalado dentro de cámara anecoica/semi-anecoica (Reflexiones en reflector parabólico indeseadas) - Diámetro parábolas grandes para directividad elevada y para AUT grandes 	
Campos próximos	<ul style="list-style-type: none"> - Zona de medida pequeña (Unos cuantos metros) - Posibilidad de obtener diagramas 2D y 3D (Medida más completa) 	<ul style="list-style-type: none"> - Complejo de implementar y de coste muy elevado - Los resultados no se obtienen a tiempo real (Transformación campo cercano-lejano) 	
OATS	Array de antenas	<ul style="list-style-type: none"> - Medida realista - Dimensiones grandes para frecuencias elevadas y dimensiones AUT grandes (Decenas de metros) - Bajo coste y tiempo de implementación 	<ul style="list-style-type: none"> - Interferencias, condiciones meteorológicas - Medida menos precisa que OATS con plataforma giratoria - Equipos de RF con margen dinámico grande
	Plataforma giratoria	<ul style="list-style-type: none"> - Medida realista - Dimensiones grandes para frecuencias elevadas y dimensiones AUT grandes (Decenas de metros) - Bajo coste y tiempo de implementación - Medida más precisa que Array 	<ul style="list-style-type: none"> - Interferencias, condiciones meteorológicas - Sistema con coste más elevado que array - Equipos de RF con margen dinámico grande

Tabla 3.3 Tabla resumen sistemas de medida

Después de haber estudiado detenidamente todas las características más importantes de cada sistema, trataremos de elegir el sistema más válido para la empresa.

CAPÍTULO 4. SISTEMA DE MEDIDA

4.1 Elección del sistema de medida

Una vez realizado el estudio de los métodos más importantes de medida de antenas en la actualidad, nos decantaremos por estudiar e implementar un OATS con plataforma giratoria para realizar medida de antenas integradas en automóviles. La elección es la más óptima para la empresa, debido al coste medio del sistema, a que se puede implementar más rápidamente que otros métodos y a que el entorno de medida es más real que con otros sistemas de medida, como por ejemplo cámaras anecoicas (véase tabla 3.3).

El sistema se implementará en las instalaciones de Ficosa International S.A., la cual se encuentra en la población de Mollet del Vallès (Barcelona). La función básica del sistema será la obtención de ganancias relativas, ganancias absolutas, y de diagramas de radiación para antenas integradas en automóviles. El sistema se diseñará principalmente para la banda de frecuencia de FM que va de 88 MHz hasta 108 MHz, aunque el sistema se podrá ampliar para trabajar en otras bandas frecuenciales.

4.2 Diseño de las dimensiones de la zona de medida

En nuestro caso nos interesará medir antenas en automóviles por lo que todo el vehículo hará de antena⁶.

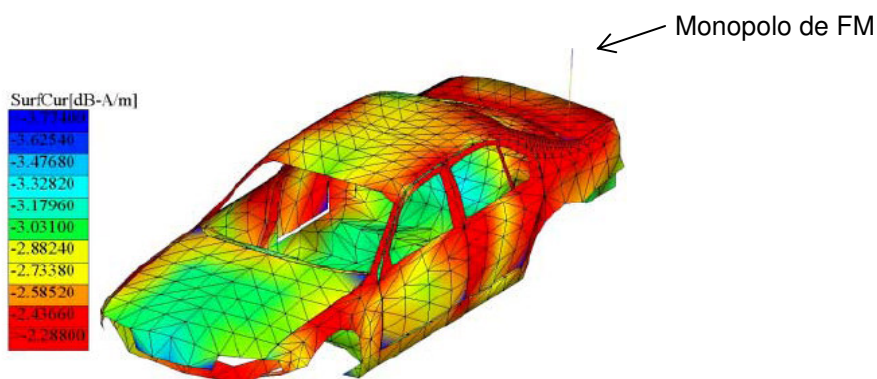


Fig. 4.1 Distribución de densidad de corriente producida en la superficie del vehículo producida por la antena monopolo

La figura 4.1 muestra la simulación de una antena monopolo para frecuencias de FM sobre la estructura metálica de un vehículo [8]. Se observa como en

⁶ Tal y como se hace referencia en el apartado 3.1.2.1, Pág. 19.

realidad no únicamente hace de antena el monopolo de FM, sino muchas partes del vehículo. Esto se puede comprobar ya que las zonas rojizas muestran en que parte del vehículo se está concentrando más densidad de corriente y consecuentemente hacen de antena. Por lo tanto consideraremos que la dimensión de la AUT no será la de la antena integrada en el automóvil, que normalmente es de unos pocos centímetros, sino que consideraremos toda la longitud del vehículo. Para generalizar consideraremos una dimensión del vehículo de 3 m ($D=3$ m).

En automoción, debido a las dimensiones del vehículo, se utiliza la expresión (3.4) para calcular la mínima distancia necesaria para realizar diagramas de radiación y consecuentemente encontrarse en campo lejano.

FRECUENCIA	D	$R > 2D^2/\lambda$
108 MHz	3m =1,2 λ	7 m
300 MHz	3 m=3 λ	18 m
700 MHz	3 m=7 λ	42 m
800 MHz	3 m=8 λ	48 m
900 MHz	3 m=9 λ	54 m
1300 MHz	3 m=13 λ	78 m
1800 MHz	3 m=18 λ	108 m
2000 MHz	3 m=20 λ	120 m

Tabla 4.1 Distancia mínima campo lejano según (3.4)

La tabla 4.1 muestra la mínima distancia R para encontrarse en campo lejano considerando la expresión (3.4) y una dimensión del vehículo de 3m. Se observa que a frecuencias elevadas las dimensiones del campo de medida se hacen relativamente importantes. Esto provoca que se requiera potencia de emisión muy elevada para obtener cierto nivel de potencia aceptable en la AUT. Esta es una de las razones por las que cuando se desean medir antenas a muy altas frecuencias y de grandes dimensiones, no se utilice el método de campo lejano sino el de campo cercano. Por lo tanto, según lo visto en la tabla 4.1, para encontrarnos en campo lejano para la banda de FM (consideramos la frecuencia de diseño 108 MHz⁷ necesitaremos una distancia mayor a los 7 m. Para asegurarnos que estamos en campo lejano realizaremos la medida de diagramas y de ganancia a 10 m de distancia de la antena transmisora.

4.3 Descripción del sistema

En la figura 4.2 se puede observar el tipo de sistema que queremos desarrollar en las instalaciones de Ficosa International, S.A.

⁷ Por ser la frecuencia mayor que deseamos medir.

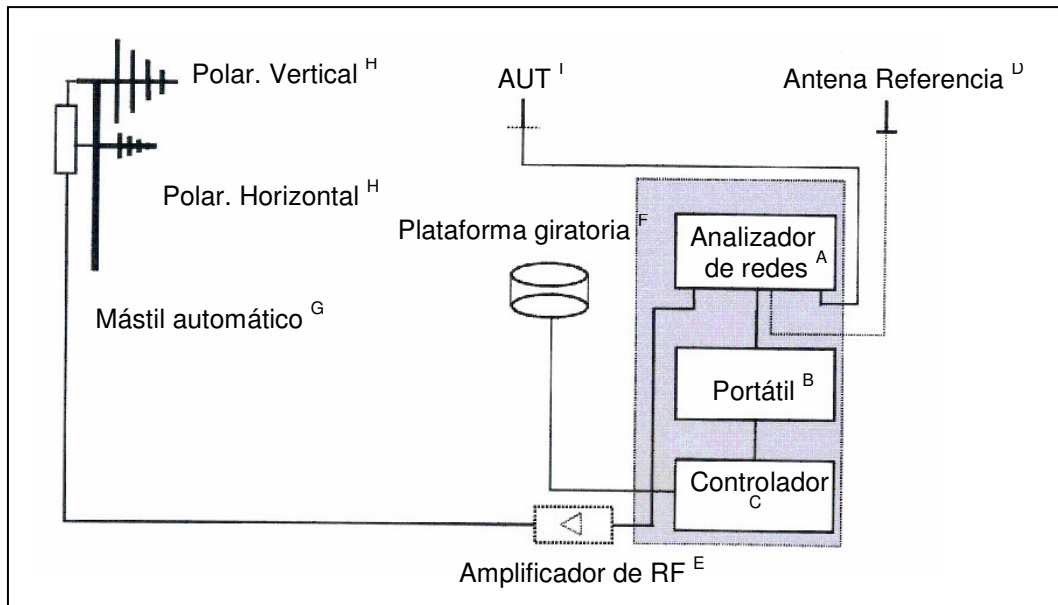


Fig. 4.2 Esquema sistema

4.3.1 Elementos del sistema

4.3.1.1 Equipos transmisor/receptor^A

El instrumento que utilizaremos como equipo transmisor/receptor será un analizador de redes que incorpora la función del dominio del tiempo. Esta función es capaz de realizar la transformada de Fourier y pasar del dominio del tiempo a la frecuencia y viceversa. Es capaz de realizar una ventana temporal donde se le indique el tiempo que tarda en llegar la onda directa del emisor al receptor, y este automáticamente no tiene en cuenta las señales reflejadas, que llegarán más tarde al receptor que la onda directa. Por lo tanto nos proporciona medir únicamente la onda directa evitando las reflexiones producidas por el entorno.

4.3.1.2 Antenas^H

Transmitiremos por un puerto hacia una antena capaz de transmitir en polarización horizontal y vertical, y por el otro puerto recibiremos la señal procedente de la antena a medir (AUT). De esta forma se obtendrá la diferencia entre la señal transmitida y recibida (S21).

4.3.1.3 Mástil automático^G

Normalmente, la AUT se encontrará integrada en un automóvil, y dependiendo del prototipo, a diferentes alturas respecto al suelo. Por lo tanto, otro elemento importante que necesitaremos, será un mástil automático para subir y bajar la

antena transmisora, dependiendo de la altura de nuestra AUT. También, hará la función de cambiar de polarización.

4.3.1.4 *Plataforma giratoria*^F

Para poder caracterizar las propiedades de radiación de la antena para $\theta = 90^\circ$ y $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$, necesitaremos una plataforma giratoria donde colocaremos la AUT, y para cada grado, caracterizaremos la antena.

4.3.1.5 *Sistema de control*^{C B}

Mediante un controlador y un portátil, con tarjetas GPIB, controlaremos la altura del mástil de la antena transmisora, la plataforma giratoria y el analizador de redes.

4.3.1.6 *Medida de parámetros de antenas*

Nos centramos en la medida de ganancia absoluta, ganancia relativa y diagramas de radiación.

Para poder realizar la medida de ganancia absoluta de nuestra AUT necesitaremos referenciar las medidas a una antena patrón donde conozcamos a priori su ganancia absoluta (dBi). Se tendrá que conocer la ganancia absoluta para cada orientación del espacio y para cada polarización.

La medida de ganancia relativa (respecto una antena de referencia⁸), se realizará también para cada orientación del espacio y para cada polarización. De esta forma se obtendrá la ganancia relativa de la AUT respecto el monopolo de referencia.

Para la realización del diagrama de radiación, se registrará para cada orientación del espacio, el $|S_{21}|$ tanto en polarización vertical como horizontal.

4.4 **Presupuesto estimado**

Para conocer el presupuesto del esquema descrito en la figura 4.2 se ha consultado a dos proveedores de equipos de telecomunicaciones, Rohde&Schwarz y Wavecontrol.

⁸ En nuestro caso la antena de referencia será un monopolo de 75 cm ($\lambda/4$), ya que es la antena de referencia en automoción.

CANTIDAD	DESCRIPCIÓN	REFERENCIA	PRECIO	TOTAL
1	Antena transmisora Logoperiódica 70-3000 Mhz	VUSLP 9111E	3.480,00 €	3.480,00 €
1	Antena receptora 1, 30-1000 Mhz	UBAA9115+BBVU 9135	1.600,00 €	1.600,00 €
1	Antena receptora 2, 500-3000 Mhz	SBA9113	1.610,00 €	1.610,00 €
1	Plato Low Profile – RF transparent	RadiTurn diámetro 4 m	47.100,00 €	47.100,0 €
1	Junta rotatoria	RadiTurn #010	4.000,00 €	4.000,00 €
1	Mástil Automático Scan 1-4 m	RadiTower 5,5 m	7.750,00 €	7.750,00 €
1	Cambio automatizado Polarización, sistema electrónico	RadiTower #010	4.700,00€	4.700,00€
1	Unidad Control Automatizada modular 8 slots	RadiCentre CRT1008A	7.350,00 €	7.350,00 €
2	Tarjeta Control Plato y Mástil, para RadiCentre	RTC1001B	2.350,00 €	4.700,00 €
1	Packaging, Transporte e instalación de RadiTurn 4m y RadiTower 5,5 m	Radi-Install	9.300,00 €	9.300,00 €
1	Trípode de madera para antenas receptoraa 1 y 2	Trípode Madera U19 + adapta	495,00 €	495,00 €
1	Amplificador 1W CW 100 Khz-1000 Mhz	1W1000B	4.855,00 €	4.855,00 €
1	Amplificador 1W CW 800 Mhz-4,2 Ghz	1S1G4A	7.160,00 €	7.160,00 €
1	Analizador vectorial con función dominio temporal	R&ZVB4	34.400,00 €	34.400,00 €
TOTAL				138.500,00 €

Tabla 4.2. Presupuesto estimado de la zona de medida completa

Para obtener información sobre los elementos incluidos en la oferta ver Anexo B (Pág.60).

4.5 OATS finalmente implementado

Debido al gran tiempo de implementación y al presupuesto, que se tiene que invertir para desarrollar todo el sistema descrito en el apartado 4.3, se han utilizado otros equipos⁹ que los ofertados con anterioridad, para la implementación del sistema de medida, y se ha variado algunos elementos del esquema de la figura 4.2, aunque el principio de funcionamiento es el mismo.

⁹ Para más información sobre los equipos utilizados ver anexo D, Pág.70.

Como equipos transmisor/receptor hemos utilizado el analizador de redes ADVANTEST R3765CG, el cual tiene una potencia máxima de salida de 10 dBm y no tiene la función del dominio temporal.



Fig. 4.3 Analizador de redes ADVANTEST R3765CG.

Como antena transmisora se ha utilizado la BiLog CBL6112B y como antena patrón la Bicónica EM-6912A. La figura 4.5 muestra la antena patrón que utilizaremos para obtener la ganancia absoluta de nuestras antenas.



Fig. 4.4 Antena BiLog CBL6112B y mástil manual



Fig. 4.5 Antena Bicónica EM-6912A

Para obtener la ganancia de la AUT, en nuestro caso integrada en un vehículo, se realizará la medida de ganancia en 4 y 8 orientaciones del espacio y posteriormente se realizará una media de estas 4 o 8 medidas. De esta forma obtendremos la ganancia media de la antena y veremos cuanto afecta a la medida el coger más o menos orientaciones.

Para la realización del diagrama de radiación se cogerán las 4 o 8 orientaciones en las que se conoce el $|S_{21}|$ y haremos una interpolación trigonométrica entre una orientación y otra. Por lo tanto habrá que contemplar un error en la medida debido a que no realizamos todas las direcciones del espacio, ya que es prácticamente imposible realizar más orientaciones moviendo el vehículo de forma manual. Para el caso en que cojamos 4

orientaciones, tendremos una resolución de 90° , y para el caso de 8, una resolución de 45° .



Fig. 4.6 Vehículo donde está integrada la AUT



Fig. 4.7 Medida 1 orientación de la AUT

La figura 4.6 muestra el vehículo donde está integrada la AUT que mediremos, el cual es un Peugeot 307 SW. Esta, es una antena fractal, de 20 cm de longitud. La figura 4.7 muestra el OATS implementado a 10 metros de distancia y la medida de ganancia en polarización vertical en una orientación del espacio ($\theta = 90^\circ, \phi = 180^\circ$).



Fig. 4.8 Monopolo de referencia



Fig. 4.9 Medida antena patrón a 20 metros

La figura 4.8 muestra el monopolo de referencia utilizado para realizar la medida de ganancia relativa, y en la figura 4.9 observamos una medida de la antena patrón en polarización vertical, para una distancia de 20 metros. La medida de ganancia y diagramas se ha realizado también a esta distancia para asegurarnos que nos encontramos en campo lejano, con 10 metros, y que el diagrama de radiación y la ganancia, no cambian con la distancia.

CAPÍTULO 5. MEDIDAS REALIZADAS EN OATS

5.1 Introducción

En este capítulo vamos mostrar las medidas realizadas en nuestro OATS implementado. Estudiaremos las medidas de ganancias relativas, ganancias absolutas y diagramas de radiación obtenidas. Para la realización de las medidas hemos tenido que hacer un estudio¹⁰ del espectro en la banda de FM, para localizar aquellas frecuencias en las que no hay espectro o el nivel de potencia es bajo, y por lo tanto la señal que transmitamos no se superponga con la señal que hay en el ambiente, y que tengamos suficiente margen dinámico para realizar la medida de manera correcta.

Otro cálculo que hemos tenido que realizar ha sido la del balance de potencia¹¹ teniendo en cuenta los modelos de propagación estudiados en el capítulo 2, para ver si con 10 dBm de potencia de salida máxima que nos proporciona el analizador de redes R3765CG, teníamos suficiente margen dinámico a 10 metros de distancia para discernir la señal que transmitimos, de las señales de FM comerciales que se encuentran en el ambiente. Finalmente, vimos que con esta potencia de salida, había suficiente margen dinámico para realizar las medidas tanto en polarización vertical como horizontal. El peor caso lo encontramos cuando medíamos el monopolo de referencia en polarización horizontal, ya que en este caso el $|S_{21}|$ que normalmente medíamos era de unos -60 dB debido a que la polarización de monopolo es vertical. Por lo tanto esto quería decir que si transmitíamos 120 $dB\mu V$ (10 dBm), estábamos recibiendo unos 55 $dB\mu V$ ¹² según el modelo de tierra plana, que ha sido el modelo de propagación que hemos visto que más se asemejaba a nuestro entorno de propagación.

Por lo tanto, según el estudio realizado del espectro de FM (ver anexo C1. Pág. 65), las frecuencias testeadas tenían el nivel de ruido a unos 10 $dB\mu V$, por lo que tenemos unos 45 dB de margen dinámico para medir, siempre y cuando no haya ningún nulo en el diagrama y la potencia recibida baje a prácticamente el nivel del ruido.

5.2 Set-up medidas

Tanto para la realización de diagramas de radiación y ganancias se ha utilizado el mismo set-up. A continuación se explicará los pasos que hemos seguido para la realización de la medida.

¹⁰ Para ver el estudio de espectro en la banda de FM ir a Anexo C1, Pág. 65.

¹¹ Para ver los cálculos del balance de potencia y el estudio del modelo de propagación de nuestro OATS ir a Anexo C2, Pág.68.

¹² El valor de 55 $dB\mu V$ lo encontramos sumándole a los 60 $dB\mu V$ recibidos teóricamente por el analizador de redes, los 5 dB calculados de pérdidas en cables y conectores que el analizador no los tiene en cuenta, ya que se calibra las pérdidas antes de realizar la medida.

5.2.1 Calibración del sistema

Primeramente, se tiene que calibrar el analizador de redes en los márgenes frecuenciales a medir. En nuestro caso calibramos el analizador de 87 MHz a 109 MHz para medir toda la banda de FM y así luego poder realizar las medidas para cualquier frecuencia que esté dentro de esa banda. En nuestro caso, las frecuencias que posteriormente nos interesará obtener, la medida, de diagramas y ganancia serán 3 frecuencias, 88 MHz, 99 MHz y 108 MHz. Se han elegido tres frecuencias distribuidas en toda la banda de FM para conocer las características a bajas, medias y altas frecuencias de la banda.

El siguiente paso que realizamos es la de calibrar el campo eléctrico recibido, siguiendo los siguientes pasos.

- a) Siguiendo el esquema de la figura 5.1¹³, con las antenas transmisora y receptora en polarización horizontal y poniendo la antenna receptora a la misma altura de la AUT. Transmitir en toda la banda calibrada 10 dBm.
- b) Observamos la potencia que tenemos que transmitir para recibir $70 \text{ dB}\mu\text{V}$, ya que no se recibirá la misma potencia en toda la banda debido a que las pérdidas por propagación aumentan con la frecuencia y que las ganancias de las antenas transmisora y receptora no son lineales.
- c) Corregimos posteriormente en el procesado de los datos esta variación de potencia de manera que la potencia recibida virtualmente sea de $70 \text{ dB}\mu\text{V}$.

De forma análoga se realiza también la calibración con ambas antenas en polarización vertical.

De esta manera las reflexiones que esté recibiendo la antena patrón serán las mismas que las que reciba la AUT, ya que ambas están a la misma altura respecto al suelo. Esta operación se tendría que volver a repetir si la antena de referencia (monopolo), que normalmente se sitúa en el techo del vehículo, no estuviera a la misma altura respecto al suelo que la AUT. En este caso se tendría que calibrar el campo para las dos alturas y corregir la diferencia de potencia recibida en un caso y otro. La potencia recibida en ambas alturas sería diferente ya que la potencia de la onda reflejada no sería la misma para ambos casos. Contra más cerca del suelo esté la antena medir, más fuerte será la onda reflejada.

¹³ Las alturas de las antenas y los 5° de inclinación, es una normativa de automoción que siempre aplicamos.

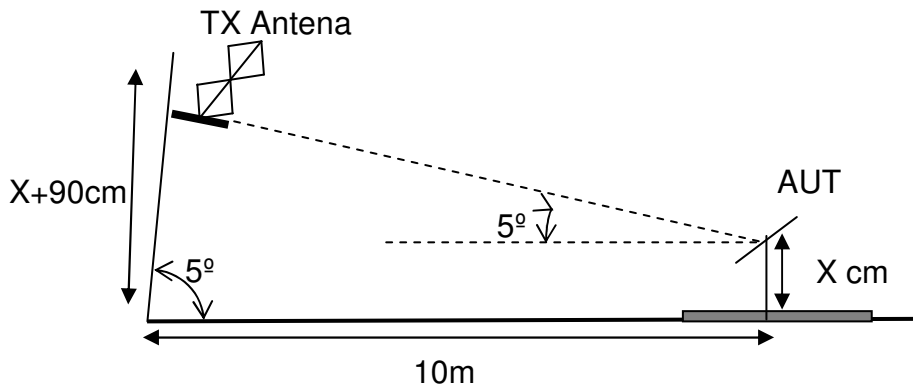


Fig. 5.1. Condiciones de medida

5.2.2 Medida en diversas direcciones del espacio

Una vez realizada la calibración ya podremos realizar la medida de ganancia relativa, ganancia absoluta y diagramas.

Para la realización de estos, se tendrá que transmitir en polarización vertical y horizontal para unas ciertas direcciones del espacio y a una cierta distancia. Las medidas se han realizado primeramente cogiendo 4 orientaciones del espacio (Norte $\phi = 0^\circ$, Sud $\phi = 180^\circ$, Este $\phi = 90^\circ$ y Oeste $\phi = 270^\circ$) y posteriormente se han repetido las medidas con 8 orientaciones (Norte $\phi = 0^\circ$, Nort-Este $\phi = 45^\circ$, Nort-Oeste $\phi = 315^\circ$, Sud $\phi = 180^\circ$, Sud-Este $\phi = 135^\circ$, Sud-Oeste $\phi = 225^\circ$, Este $\phi = 90^\circ$ y Oeste $\phi = 270^\circ$). Des esta manera veremos el error que cometemos cuando medimos 4 y no 8 orientaciones.

Otra medida que se ha realizado ha sido la de utilizar una distancia entre antena transmisora y receptora de 20 metros para asegurarnos que nos encontramos en campo lejano.

Seguidamente explicaremos como hemos realizado las medidas de ganancia y diagramas de radiación, y los resultados obtenidos.

5.3 Medida de ganancia relativa

5.3.1 Descripción

Para la realización de la medida de ganancia relativa se han seguido 3 pasos para cada orientación del espacio:

- a) Transmisión en toda la banda calibrada en polarización horizontal y vertical, obtención del parámetro $|S_{21}|$ para ambas polarizaciones. Tanto para la AUT, como para el monopolo de referencia.

b) Realizar el módulo del $|S_{21}|$ total recibido tanto para la AUT como para el monopolo de referencia para cada frecuencia¹⁴. De la forma

$$|S_{21}|_{Total} (dB) = 20 \log \sqrt{|S_{21}|_{\phi (lineal)}^2 + |S_{21}|_{\theta (lineal)}^2}.$$

c) Para obtener la ganancia relativa, realizar $G_{relativa} = |S_{21}|_{Total AUT} - |S_{21}|_{Total monopolo referencia}$ para cada frecuencia.

Para obtener la ganancia relativa total para cada frecuencia, se tiene que hacer una media de las ganancias relativas para cada orientación del espacio.

5.3.2 Medida a 10 metros y en 8 orientaciones

La tabla 5.1 muestra la medida de ganancia relativa para una distancia de 10 metros y para 8 orientaciones¹⁵ del espacio.

	88 MHz	99 MHz	108 MHz	Media 3 frecuencias
Media Horizontal	-0,33 dB	-2,63 dB	0,15 dB	-0,94 dB
Media Vertical	-5,32 dB	-5,58 dB	-6,22 dB	-5,71 dB
Media Total	-4,91 dB	-5,26 dB	-3,91 dB	-4,69 dB

Tabla 5.1. Medida ganancia relativa para 8 orientaciones

En el anexo E1 (Pág. 74) se pueden observar las medidas realizadas con 4 orientaciones y ver la diferencia que hay en el valor de la ganancia relativa total cuando se pasa de tener 8 a 4 orientaciones. También se ha repetido esta misma medida 3 veces para ver la repetitividad del sistema y la tolerancia de error del mismo, el cual es algo muy importante. Se ha observado que en la realización de estas tres medidas hay una tolerancia de error en la medida de ganancia relativa total de $\pm 0,5dB$.

5.4 Medida de ganancia absoluta

5.4.1 Descripción

Para la realización de la medida de ganancia absoluta se han seguido 4 pasos para cada orientación del espacio:

a) Transmisión en toda la banda calibrada en polarización horizontal y recepción con la antena patrón (Bicónica EM-6912A) en horizontal,

¹⁴ Se ha realizado una media, de 10 frecuencias muy próximas a 88, 99 y 108, de los valores de $|S_{21}|$ para evitar coger un espurio que altere la medida.

¹⁵ Para ver medidas a 10 metros y con 4 orientaciones, a 20 metros, y la tolerancia de error del sistema, ver anexo E1 y E2, Pág.74 y Pág. 75, respectivamente.

y obtención del parámetro $|S_{21}|$. Repetir este proceso para el caso de ambas antenas en polarización vertical.

b) Transmisión en toda la banda calibrada en polarización horizontal y vertical, y obtención del parámetro $|S_{21}|$ para ambas polarizaciones para la AUT.

c) Para la antena patrón, el valor del $|S_{21}|$ en polarización vertical no será el mismo que en horizontal, debido a la propagación y a las reflexiones. Por lo tanto obtendremos la ganancia relativa en horizontal de nuestra AUT respecto la antena patrón $G_{\phi_{relativa}}(dB) = |S_{21}|_{\phi_{AUT}} - |S_{21}|_{\phi_{Patrón}}$, para el caso de polarización vertical $G_{\theta_{relativa}}(dB) = |S_{21}|_{\theta_{AUT}} - |S_{21}|_{\theta_{Patrón}}$.

d) La ganancia absoluta en dBi de la AUT será $G_{Total}(dBi) = 20 \log \sqrt{G_{\phi_{relativa}}(lineal)^2 + G_{\theta_{relativa}}(lineal)^2} + G_{Patrón}(dBi)$

5.4.2 Medida a 10 metros y en 8 orientaciones

En la tabla 5.2 se observa la ganancia absoluta de la AUT para cada una de las 8 direcciones del espacio, y para cada frecuencia. Al final de la tabla se muestra la media de la ganancia en las 8 direcciones.

Ganancia absoluta dBi (θ, ϕ)	88 MHz	99MHz	108 MHz
Norte $(\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ)$	-6,95	-10,50	-10,40
Nort-Este $(\theta = 90^\circ, \phi = 45^\circ)$	-2,40	-4,17	-1,48
Este $(\theta = 90^\circ, \phi = 90^\circ)$	-3,94	-6,25	-6,78
Sud-Este $(\theta = 90^\circ, \phi = 135^\circ)$	-7,05	-11,50	-29,48
Sud $(\theta = 90^\circ, \phi = 180^\circ)$	-4,50	-6,76	-7,11
Sud-Oeste $(\theta = 90^\circ, \phi = 225^\circ)$	-2,63	-6,01	-5,60
Oeste $(\theta = 90^\circ, \phi = 270^\circ)$	-2,40	-4,17	-1,48
Nort-Oeste $(\theta = 90^\circ, \phi = 315^\circ)$	-5,44	-7,47	-4,10
Ganancia media 8 direcciones (dBi)	-4,41	-7,10	-8,30

Tabla 5.2. Medida ganancia absoluta de la AUT para 8 orientaciones y a 10 metros

En la tabla 5.3 se puede observar la ganancia absoluta del monopolo de referencia, colocado tal y como se ha mostrado en la figura 4.8.

Ganancia absoluta dBi (θ, ϕ)	88 MHz	99MHz	108 MHz
Norte ($\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ$)	4,50	-0,91	-0,91
Nort-Este ($\theta = 90^\circ, \phi = 45^\circ$)	0,14	-2,43	-1,62
Este ($\theta = 90^\circ, \phi = 90^\circ$)	-1,32	-1,37	-1,96
Sud-Este ($\theta = 90^\circ, \phi = 135^\circ$)	1,44	-1,59	-4,71
Sud ($\theta = 90^\circ, \phi = 180^\circ$)	3,19	-0,49	-1,86
Sud-Oeste ($\theta = 90^\circ, \phi = 225^\circ$)	1,12	-2	-2,96
Oeste ($\theta = 90^\circ, \phi = 270^\circ$)	0,14	-2,06	-1,51
Nort-Oeste ($\theta = 90^\circ, \phi = 315^\circ$)	-1,97	-1,38	-1,15
Ganancia media 8 direcciones (dBi)	0,90	-1,53	-2,08

Tabla 5.3. Medida ganancia absoluta del monopolo de referencia para 8 orientaciones y a 10 metros

5.5 Medida de diagramas de radiación

5.5.1 Descripción

Para la realización del diagrama de radiación de cualquier antena, se deben seguir una serie de pasos:

- Transmisión en toda la banda calibrada en polarización horizontal y vertical, y obtención del parámetro $|S_{21}|$ para ambas polarizaciones, de la antena que se desee medir.
- Para realizar el diagrama de radiación para una frecuencia y en polarización horizontal, obtener el parámetro $|S_{21}|_\phi$ para cada

orientación del espacio y mediante una interpolación trigonométrica¹⁶ unir el $|S21|_{\phi}$ en una dirección, con el $|S21|_{\phi}$ en otra. Para la realización del diagrama de radiación en polarización vertical se trabaja análogamente con el parámetro $|S21|_{\theta}$.

c) Si se desea realizar el diagrama de radiación del campo total. Se tiene que realizar para cada frecuencia y orientación la operación $|S21|_{Total} (dB) = 20 \log \sqrt{|S21|_{\phi(lineal)}^2 + |S21|_{\theta(lineal)}^2}$, y mediante una interpolación trigonométrica unir todas las direcciones del espacio.

5.5.2 Medida a 10 metros y 8 orientaciones

A continuación se muestran los diagramas de radiación¹⁷ totales de la AUT, integrada en el vehículo de la figura 4.6, en coordenadas polares y cartesianas, a una distancia de 10 metros y para 8 orientaciones del espacio. También se muestran los diagramas del monopolo de referencia utilizado para las medidas de ganancia relativa. Los valores de amplitud del diagrama se refieren a

$$|S21| (dB) = 20 \log \sqrt{S21_{Real}^2 + S21_{Imag}^2}.$$

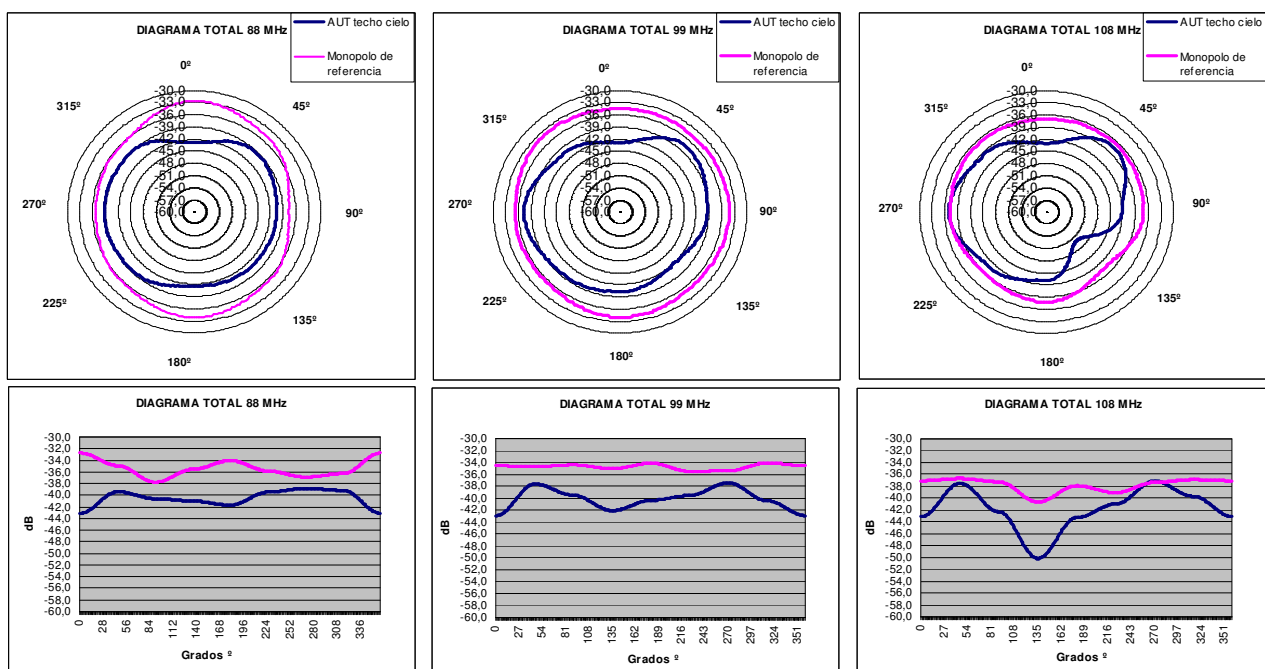


Fig. 5.2. Diagramas de radiación totales para 88 MHz, 99 MHz y 108 MHz

También se han realizado los diagramas para 4 orientaciones a una distancia de 10 y 20 metros, para ver la diferencia que hay en los diagramas de pasar de 8 a 4 orientaciones, y ver si hay diferencia en pasar de 10 a 20 metros. Para ver estos resultados ver anexo E5 (Pág. 80) y E6 (Pág. 83).

¹⁶ Para más información sobre la interpolación trigonométrica ver Anexo E3, Pág.76.

¹⁷ Para ver los diagramas de radiación en polarización vertical y horizontal ver Anexo E4, Pág.78.

CAPÍTULO 6. VALIDACIÓN Y HOMOLOGACIÓN DEL SISTEMA

6.1 Introducción

Para validar los resultados obtenidos en el capítulo 5, y ver que realmente nuestro sistema obtenía resultados precisos, hicimos medidas de ganancia relativa y de diagramas de radiación en APPLUS. Este es un centro certificado localizado en Bellaterra, a 20Km de Mollet del Vallès (Barcelona). Las medidas están realizadas en una cámara semi-anecoica la cual tiene una plataforma giratoria para realizar la medida de la antena para $\theta = 90^\circ$ y $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$.

6.2 Set-up medida

Primeramente ajustamos las alturas de las antenas tal y como muestra la figura 6.1. Este ajuste de la altura de la antena transmisora y receptora se tiene que realizar para cada antena que se desee medir.

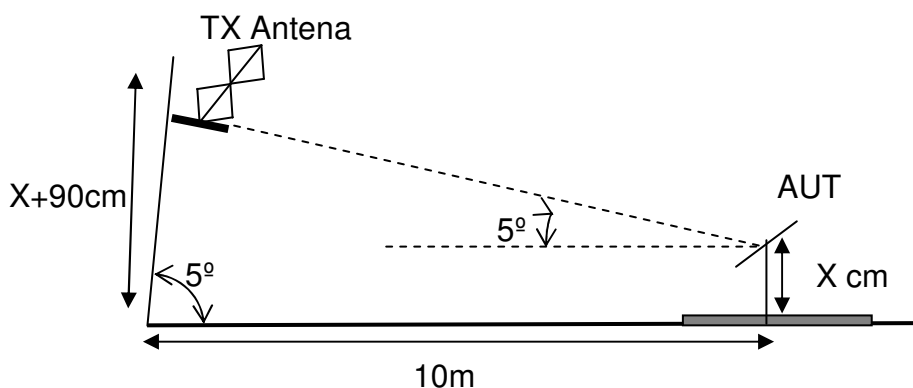


Fig. 6.1. Condiciones de medida

El equipo que utilizan para transmitir es un generador de señales y para recibir un receptor de EMC con detector de quasi-pico.

Para cada frecuencia y para cada polarización se ajusta la potencia de emisión del generador de señales hasta alcanzar en la antena receptora de calibración unos 60 dBuV . Las frecuencias que se testarán son las mismas que en el apartado 5; 88 MHz , 99 MHz y 108 MHz .



Fig. 6.2. Cámara semi-anecoica y antena transmisora



Fig. 6.3. Plataforma giratoria

Las figuras 6.2 y 6.3 muestran la medida de diagramas de radiación y de ganancia relativa de la AUT, integrada en el techo cielo del vehículo, para $\theta = 90^\circ$ y $\phi = 0^\circ$.

6.3 Medida ganancia relativa

Para realizar la medida de ganancia relativa se han seguido los siguientes pasos:

a) Transmitir para cada frecuencia y para cada polarización con la potencia de emisión utilizada para la calibración, tanto para nuestra AUT como para el monopolo de referencia.

b) Recepción para cada ángulo, para cada frecuencia y polarización, del valor de potencia tanto de la AUT como del monopolo de referencia.

c) Encontrar el módulo de la potencia recibida, $|W|(dB) = 20 \log \sqrt{W_{\phi(lineal)}^2 + W_{\theta(lineal)}^2}$, para cada ángulo y para cada frecuencia.

d) Realizar un promedio de todos los ángulos, del módulo de la potencia recibida para cada frecuencia.

e) Para cada frecuencia, realizar la resta del promedio del módulo de la potencia recibida por el monopolo de referencia y de la AUT;

$$G_{relativa}(dB) = |\bar{W}|_{AUT} - |\bar{W}|_{monopolo}$$

Este sistema tiene mucha más resolución que el nuestro, debido a la plataforma giratoria, la cual tiene la resolución de un grado. Por lo tanto es

evidente que los resultados que obtendremos no serán idénticos a los que hemos obtenido con nuestro sistema, pero si que deberán ser muy parecidos.

	88 MHz	99 MHz	108 MHz	Media 3 frecuencias
Media Horizontal	-1,35 dB	-1,49 dB	1,51 dB	-0,26 dB
Media Vertical	-7,72 dB	-6,07 dB	-5,19 dB	-3,80 dB
Media Total	-6,30 dB	-5,23 dB	-1,34 dB	-4,29 dB

Tabla 6.1. Medida de ganancia relativa para $\theta = 90^\circ$ y $0 \leq \phi \leq 360^\circ$

Se puede comprobar en la tabla 6.1 como las medias en polarización vertical y horizontal no acaban de ser exactamente iguales que las obtenidas con nuestro sistema en la tabla 5.1. Esto es debido al error que cometemos con nuestro OATS al no tener una resolución de un grado, tal y como tiene la plataforma giratoria.

Para la medida de ganancia relativa, el efecto de las reflexiones no juegan un papel demasiado importante, debido a que siempre antes de realizar la medida, calibramos el campo eléctrico recibido con nuestra antena patrón a la altura del monopolo y de la AUT. En el caso del vehículo testeado, las alturas de ambas antenas son la misma, por situarse en el techo del vehículo.

Según la figura 6.1, si las dos antenas a medir estuvieran en alturas diferentes respecto al suelo, la altura de la antena transmisora también variaría dependiendo de la altura de la antena a medir, por lo que si el entorno de medida fuera completamente ideal y no hubiera ningún tipo de reflexión, ambas antenas recibirían la misma potencia a alturas diferentes ya que únicamente recibirían la onda directa. Pero tanto en nuestro OATS como para la cámara-semi-anecoica, al existir reflexión con el suelo el campo recibido a diferentes alturas será diferente, a causa de la onda reflejada. Cuanto más cerca del suelo esté la antena a medir mayor será la amplitud de la onda reflejada.

6.4 Medida diagrama de radiación total

La figura 6.4 muestra los diagramas de radiación totales realizados con una resolución de un grado, para 88 MHz, 99 MHz y 108 MHz.

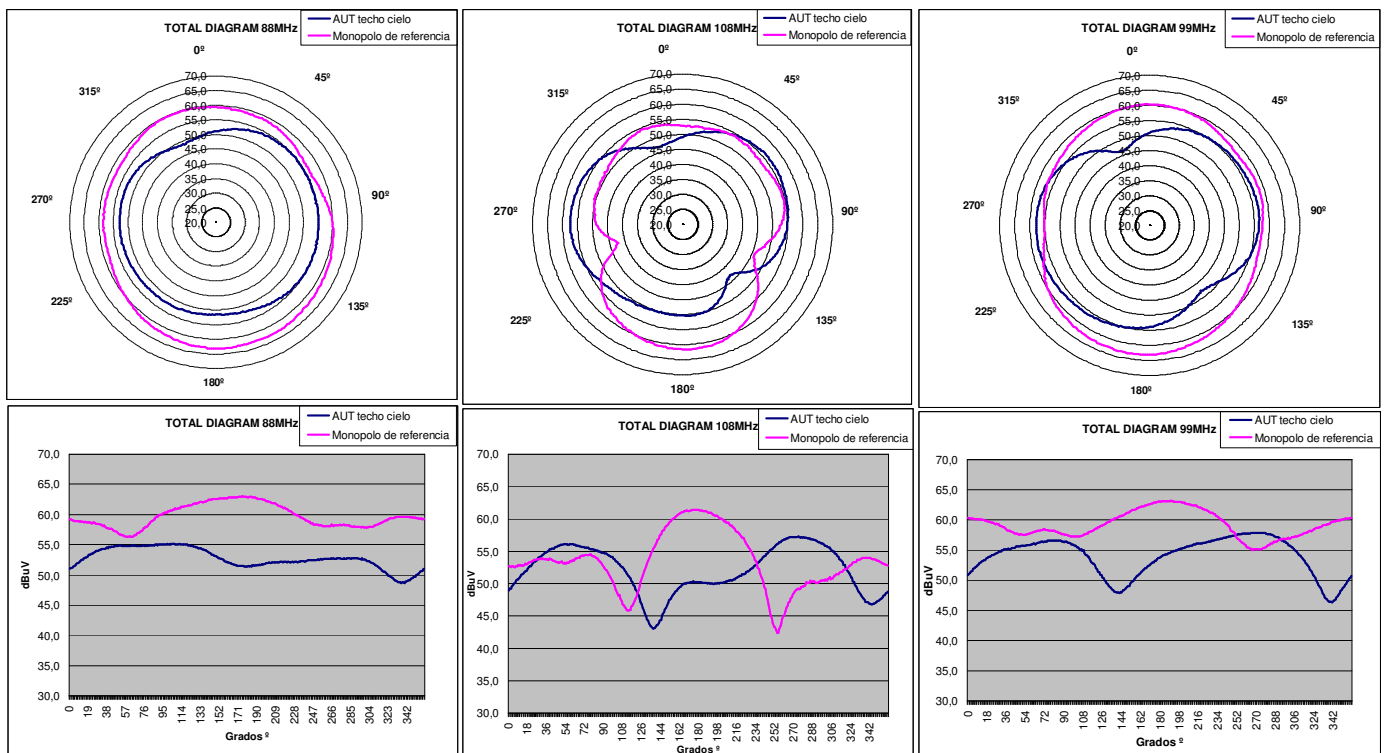


Fig 6.4. Diagramas de radiación total para 88 MHz, 99 MHz y 108 MHz

Se observan algunas diferencias significativas si se comparan los diagramas totales¹⁸ realizados con una resolución de un grado de la figura 6.4, y los obtenidos con una resolución de 45 grados en nuestro sistema. Obviamente la principal diferencia es que con nuestro OATS hay nulos en el diagrama que nos los podemos apreciar con una resolución de 45 grados. Otra diferencia que observamos es que hay diferencias entre la amplitud del campo recibido con nuestro sistema y con una cámara semi-anecoica. Estas diferencias son debidas a las reflexiones que tenemos en nuestro OATS que hacen que para alguna frecuencia, antena y dirección concreta del espacio haya diferencia entre la amplitud del campo que se recibe en un OATS y en una cámara semi-anecoica. Las principales diferencias que hemos encontrado han sido en el diagrama total a 108 MHz, para el monopolo de referencia para $\phi = 270^\circ$. En esta dirección y para esta frecuencia en el monopolo influye constructivamente

¹⁸ Para ver diagramas horizontales y verticales en cámara semi-anecoica, ver Anexo F1, Pág.86.

alguna onda reflejada en nuestro OATS y no se aprecia el nulo para esta frecuencia que se observa en la figura 6.4 para $\phi = 270^\circ$.

6.5 Resumen medidas OATS y cámara semi-anechoica

A continuación hacemos una tabla resumen de las medidas de ganancia relativa realizadas con nuestro sistema y con una cámara semi-anechoica.

	88 MHz	99 MHz	108 MHz	Media 3 frecuencias
Media Horizontal	-1,35 dB	-1,49 dB	1,51 dB	-0,26 dB
Media Vertical	-7,72 dB	-6,07 dB	-5,19 dB	-3,80 dB
Media Total	-6,30 dB	-5,23 dB	-1,34 dB	-4,29 dB

Tabla 6.2. Medida de ganancia relativa para 8 orientaciones.

	88 MHz	99 MHz	108 MHz	Media 3 frecuencias
Media Horizontal	-0,33 dB	-2,63 dB	0,15 dB	-0,94 dB
Media Vertical	-5,32 dB	-5,58 dB	-6,22 dB	-5,71 dB
Media Total	-4,91 dB	-5,26 dB	-3,91 dB	-4,69 dB

Tabla 6.3. Medida de ganancia relativa para $\theta = 90^\circ$ y $0 \leq \phi \leq 360^\circ$.

CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES

El objetivo principal del proyecto consistía en estudiar los sistemas de medida más importantes que existían en la actualidad, y la de implementar el sistema más óptimo para la empresa. Tras el estudio, nos hemos decantado por la implementación de una instalación de medida de antenas, en la banda de FM (88 MHz-108 MHz), al aire libre (OATS), ya que era la opción más factible para la empresa debido a su bajo coste, y a la facilidad que existía para su implementación.

Después de analizar los de tres modelos de propagación electromagnética, hemos visto que el modelo de propagación de tierra plana era el que más se asemejaba al entorno de nuestro OATS.

Otro parámetro que necesitábamos conocer era la dimensión mínima de nuestra zona de medida para poder realizar una medida correcta, y hacer incidir sobre la antena a medir, una onda lo más plana posible. Teniendo en cuenta que las antenas que principalmente deseamos medir estarán integradas en automóviles, no se tendrá que considerar como dimensión de la antena a medir su dimensión física, que en nuestro caso suele ser de unas decenas de centímetros, sino que se tendrá que considerar como antena toda la dimensión del vehículo ya que también hace de antena. Consecuentemente la dimensión total que deberemos considerar al medir antenas integradas en automóviles será la del vehículo lo que provoca según la expresión $D \geq \frac{2D^2}{\lambda}$, a altas frecuencias se requieren grandes distancias. Siendo D la máxima dimensión física de la antena a medir (normalmente en automoción $D=3$).

Por lo que a la medida de ganancia relativa total se refiere, realizamos 4 medidas de la misma antena con el mismo set-up, y en días diferentes lo que hacía que el entorno de medida cambiara, y conseguimos un error en la medida de $\pm 0,5$ dB, lo cual hace que el sistema sea bastante repetitivo. Comparando las medidas realizadas en la cámara-semianecoica y las realizadas en nuestro OATS, para la misma antena y set-up obtenemos valores de ganancia relativa total muy parecidos, (-4,29 dB y -4,69, respectivamente) lo que hace que en media el sistema sea bastante fiable.

Por otra parte si comparamos las medidas de diagramas de radiación es obvio que el sistema con plataforma giratoria es más preciso ya que tiene más resolución (1°), que el OATS (45°) pero si nos fijamos en las orientaciones en que coinciden el OATS y la cámara semi-anechoica no observamos diferencias muy importantes. Observamos algo más de diferencia en los diagramas verticales y horizontales para alguna orientación, sobre todo en los diagramas horizontales debidas a las reflexiones que hay en el OATS provocadas por paredes, techos, materiales metálicos que se encontraban cerca de la zona de medida y era imposible aislarlos de ella. Para los diagramas en polarización vertical hemos observado que influía la onda de superficie que aunque para la

banda de FM no es la onda predominante, hace que para esta polarización no haya tantas reflexiones como en polarización horizontal.

Como líneas futuras para mejorar nuestro sistema, necesitaríamos un analizador vectorial que tuviera integrada la función del dominio del tiempo, la cual es capaz de pasar del dominio de la frecuencia a la del tiempo, y realizar un enventanado temporal que nos permita recibir únicamente la señal directa recibida por nuestra antena, y no tener en cuenta las reflexiones que nos produce el entorno de nuestro OATS.

Otro elemento clave que necesitaríamos, sería una plataforma giratoria que nos permitiera realizar medida de ganancia y diagramas para $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$. Esto nos aportaría una medida mucho más precisa y con muchas más información.

Por lo que al estudio de ambientalización se refiere no considero que el sistema implementado sea perjudicial para el medio ambiente ni para las propias personas, ya que la potencia de emisión era bastante baja (10dBm). Esto provoca que en pocos metros, a causa de la propagación y de los obstáculos, la señal transmitida tuviera una amplitud muy baja. La única contaminación que puede generar nuestro sistema es visual, pero ya hemos pensado este factor y hemos implementado el sistema en una zona industrial privada para que no impactara visualmente al entorno público.

CAPÍTULO 8. BIBLIOGRAFIA

- [1] Ángel Cardama Aznar, Lluís Jofre Roca, Juan Mauel Rius Casals, Jordi Romeo Robert, Sebastián Blanch Boris, Miguel Ferrando Bataller, *Antenas*, Ediciones UPC, 1998.
- [2] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 1982.
- [3] John D. Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill, 1988.
- [4] <http://www.rohde-schwarz.es/>
- [5] <http://www.warwick.ac.uk/atc/tig/whatwedo/interests/EMC/emission.php>
- [6] <http://www.satimo.com/cat/prod/mea-sys/vehic.htm>
- [7] http://www.sekitech.co.jp/product/defense/rcs_1/pdf/Automotive.pdf
- [8] http://delphi.com/pdf/techpapers/2001-01-0004_2.pdf
- [9] <http://www.ctsystemes.com/orbit/publi/655.pdf>
- [9] <http://www.reed-electronics.com/tmworld/article/CA235287.html>
- [10] http://www.engineering.usu.edu/ece/faculty/rjost/Antennas/EDN_2001-0816_Capps.pdf
- [11] <http://www.abinee.org.br/informac/arquivos/emc6.pdf>
- [12] <http://ursiweb.intec.ugent.be/Proceedings/ProcGA02/papers/p0795.pdf>

CAPÍTULO 9. ANEXOS

9.1 Anexo A. Conceptos teóricos de antenas

A.1 Bandas del espectro radioeléctrico

El conjunto de todas las frecuencias, o espectro de frecuencias, se divide por décadas en bandas, con la denominación presentada en la siguiente tabla. Cada aplicación tiene asignada por los organismos de normalización unas determinadas porciones de ese espectro [1].

BANDA	FRECUENCIA	λ	DENOMINACIÓN
ELF	< 3 kHz	> 100 Km	Extremely Low Frequency
VLF	3-30 kHz	100-10 Km	Very Low Frequency
LF	30-300 kHz	10-1 Km	Low Frequency
MF	0,3-3 MHz	1000-100 m	Médium Frequency
HF	3-30 MHz	100-10 m	High Frequency
VHF	30-300 MHz	10-1 m	Very High Frequency
UHF	0,3-3 GHz	100-10 cm	Ultra High Frequency
SHF	3-30 GHz	10-1 cm	Super High Frequency
EHF	30-300 GHz	10-1 mm	Extremely High Frequency

Tabla 9.1. Bandas frecuenciales

A.2 Tipología de antenas

En una forma amplia, los tipos más comunes de antenas se pueden agrupar en los grandes bloques siguientes [1], [3]:

- *Antenas alámbricas:* Se distinguen por estar construidas con hilos conductores que soportan las corrientes que dan origen a los campos radiados. Pueden estar formados por hilos rectos (dipolo, V, rómbica), espiras (circular, cuadrada o de cualquier forma arbitraria) y hélices. Este tipo de antenas se caracterizan por corrientes y cargas que varían de forma armónica con el tiempo y con amplitudes que también varían a lo largo de los hilos.
- *Antenas de apertura y reflectores:* En ellas la generación de la onda radiada se consigue a partir de una distribución de campos soportada por la antena y se suele excitar con guías de ondas. Son antenas de apertura, las bocinas (piramidales y cónicas), las aperturas y las ranuras sobre planos conductores, y las bocas de

guía. Este tipo de antenas se caracterizan por los campos eléctricos y magnéticos de la apertura, variables armónicamente en el tiempo.

El empleo de reflectores, asociados a un alimentador primario, permite disponer de antenas con las prestaciones necesarias para servicios de comunicaciones a grandes distancias, tanto terrestres como espaciales. El reflector más común es el parabólico.

- *Agrupaciones de antenas:* En ciertas aplicaciones se requieren características de radiación que no pueden lograrse con un solo elemento; sin embargo, con la combinación de varios de ellos se consigue una gran flexibilidad que permite obtenerlas. Estas agrupaciones pueden realizarse combinando, en principio, cualquier tipo de antena.

A.3 Parámetros relacionados con el ancho de banda

El ancho de banda de una antena lo impondrá el sistema del que forme parte y afectará al parámetro más sensible o crítico de la aplicación. Para su especificación los parámetros pueden dividirse en dos grupos, según se relacionen con el diagrama o con la impedancia. En el primero de ellos tendremos la directividad, la pureza de polarización, el ancho de haz, el nivel de lóbulo principal a secundario y la dirección de máxima radiación. En el segundo, la impedancia de la antena, el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria.

El coeficiente de reflexión de la antena respecto a la línea de transmisión, con impedancia característica Z_o , o generador es

$$\rho = \frac{Z_a - Z_o}{Z_a + Z_o} \quad (9.1)$$

La relación de onda estacionaria se puede calcular a partir del coeficiente de reflexión

$$ROE = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (9.2)$$

9.2 Anexo B. Documentación técnica Oferta sistema de medida

B.1 Detalle oferta OATS con plataforma giratoria

1- RadiTurn (Plataforma giratoria)

- Perfil Bajo
- Precisión: 1 grado
- Giro mediante correa dentada para evitar degradación y oxidaciones de las escobillas de los platos metálicos convencionales
- Pin Point Max Load: 250Kg/cm²



Fig. 9.1 Plataforma giratoria

2- RadiTower (Mástil automático)

- Mástil automático de 5,5m
- Pre-Scan : 1-4m
- Peso máximo antena: 20 Kg
- Fijación mediante cables tensores
- Precisión: 1 cm
- Cambio polarización automático mediante sistema electrónico para evitar instalaciones de aire comprimido y disponer de un cambio continuo sin brusquedades



Fig. 9.2 Mástil automático antena transmisora

3-RadiCentre (Controlador plataforma y mástil)

- Sistema modular de automatización
- Pantalla color táctil
- Comunicación GPIB
- 8 slots de ampliación ofreciendo una gran flexibilidad
- Permite insertar tarjetas de control de plato y control de mástil.
- Tarjeta de control para plato RadiTurn
- Tarjeta de control para mástil RadiTower



Fig. 9.3 Controlador plataforma giratoria y Mástil automático

4- Antena transmisora (70-3000 Mhz)

- Modelo: VUSLP 9111E – antena de última generación para disponer de ganancia alta a partir de 70MHz mejorando las prestaciones por encima de 1GHz
- Margen frecuencial: 70-3000 MHZ
- Peso Aprox: 7 Kg
- Dimensiones aprox: 1,7x1,7 m

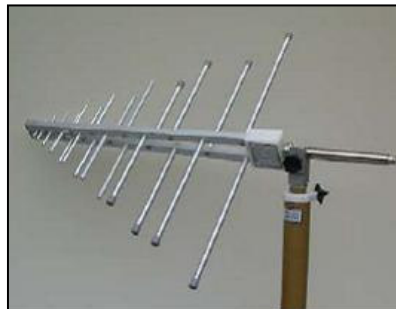


Fig. 9.4 Antena transmisora 70-3000 MHz

5- Antena receptora (100-1000 MHz)

- Modelo: UBAA9114: Balún 4:1
- Modelo: BBVU 9135: Elementos bicónicos (30)100-1000 MHz
- Longitud Elementos: 44cm

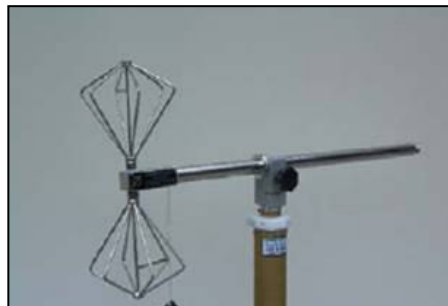


Fig. 9.5 Antena receptora 100-1000 MHz

6- Antena receptora (500-3000 MHz)

- Modelo: SBA9113
- Antena Bicónica de microondas: 0,5-3GHz
- Longitud Elementos: 14cm



Fig. 9.6 Antena receptora 500-3000 MHz

7- Trípode de madera manual

- Altura max. 1,7m
- Incluye adaptador para fijar las antenas receptoras

8- Amplificadores de Potencia

- Modelo: 1W1000B
 - Potencia: 1 W , 100KHz-1000MHZ
 - Ganancia: 30 dB
 - Desadaptación: entrega 100% de la potencia nominal bajo cualquier condición de carga
 - Peso: 4,5 Kg



Fig. 9.7 Amplificador de potencia 1W1000B de 100KHz-1000 MHz

- Modelo: 1S1G4A
 - Potencia: 1 W, 0,8-4,2 GHz
 - Amplificador de Estado Sólido Clase A
 - Ganancia: 30 dB min
 - Desadaptación: entrega 100% de la potencia nominal bajo cualquier condición de carga
 - Peso: 6,4 Kg



Fig. 9.8 Amplificador de potencia 1S1G4A de 0,8-4,2 GHz

9- Analizador de redes R&SZVB4

- Rango frecuencial: 300 KHz to 4 GHz
- Resolución en frecuencia de 1 Hz
- Número de puntos de test: 2 a 20001
- Ancho de banda filtro de resolución FI: 1 Hz to 500 kHz
- Margen dinámico de 100 MHz a 4 GHz: typ. 130 dB
- Alta velocidad de medida: $< 3.5 \mu s$ (1 MHz ancho de banda del filtro de resolución)
- Potencia de salida: -40dBm a 13 dBm
- Medida en el dominio del tiempo



Fig. 9.9 Amplificador de redes R&SZVB4 de 300 KHz-4GHz

9.3 Anexo C. Cálculos y estudios realizados en implementación del OATS

C.1 Estudio del espectro en la banda de FM

El espectro en la banda de FM en la región del Mollet del Vallès (Barcelona), que es donde se ubica Ficosa International S.A, es verdaderamente denso como muestra la figura 9.10.

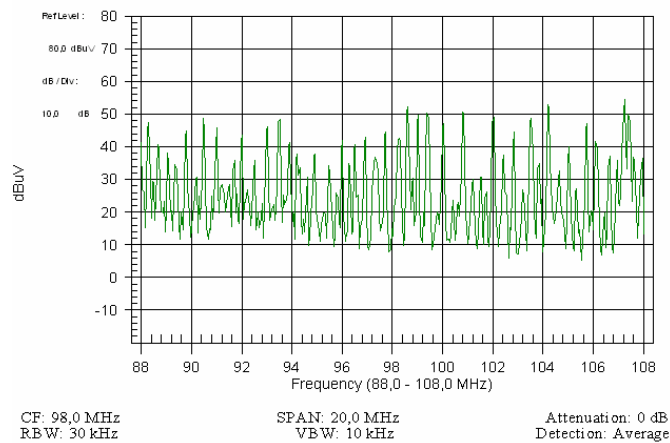


Fig. 9.10 Medida del espectro en la banda FM en Mollet del Vallès

La medida de espectro de la figura 9.10 se ha obtenido con un analizador de espectros, y es el resultado de realizar un promedio de 20 medidas de espectro. También es importante destacar que el modo de detección de la amplitud de las portadoras está en modo Average, el cual realiza una especie de media de las diversas amplitudes que va adquiriendo la señal a lo largo del tiempo. Se puede observar como la amplitud media de las portadoras están entre los 40 $dB\mu V$ y los 50 $dB\mu V$.

Viendo que el espectro es tan denso, realizaremos la medida del espectro en un ancho de banda de 1 MHz para así poder comprobar en que frecuencias del espectro hay señales con poca amplitud. Este estudio lo realizaremos en 5 márgenes frecuenciales, de 88 a 89 MHz, 92 a 93 MHz, 99 a 100 MHz, 102 a 103 MHz y de 107 a 108 MHz.

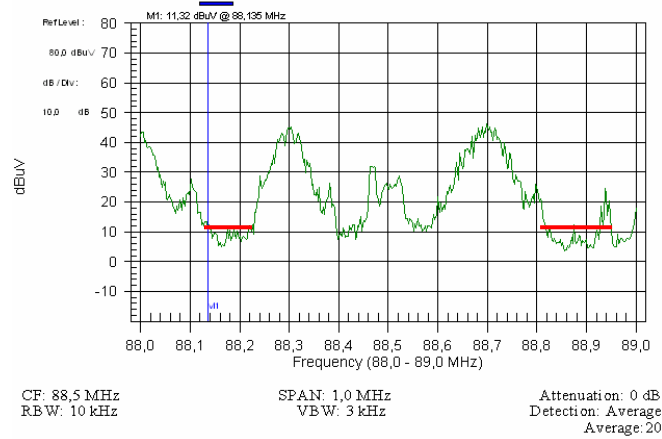


Fig. 9.11 Medida de espectro de 88 a 89 MHz

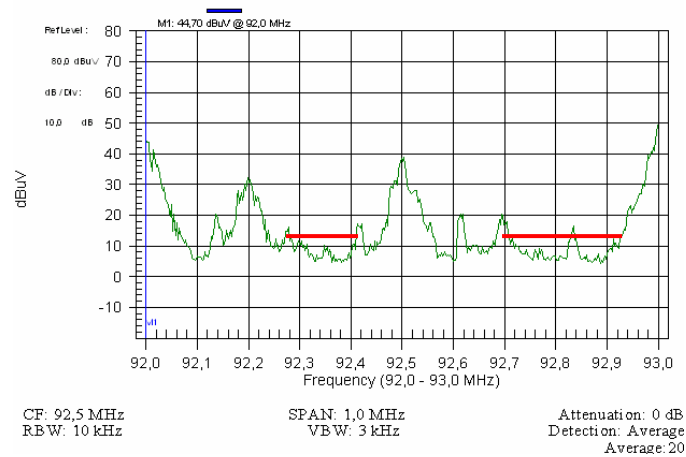


Fig. 9.12 Medida de espectro de 92 a 93 MHz

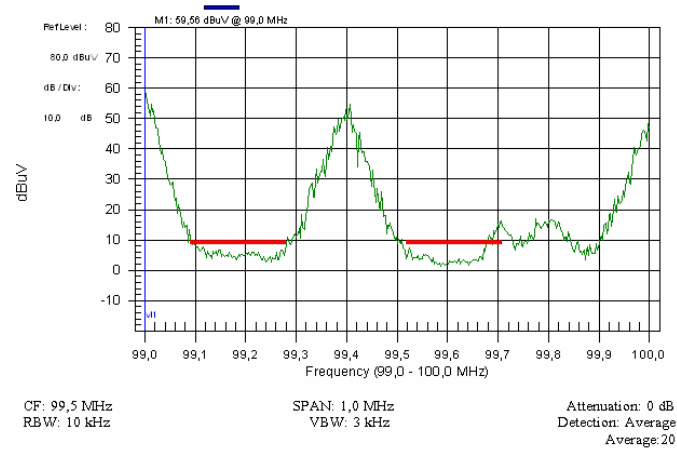


Fig.9.13 Medida de espectro de 99 a 100 MHz

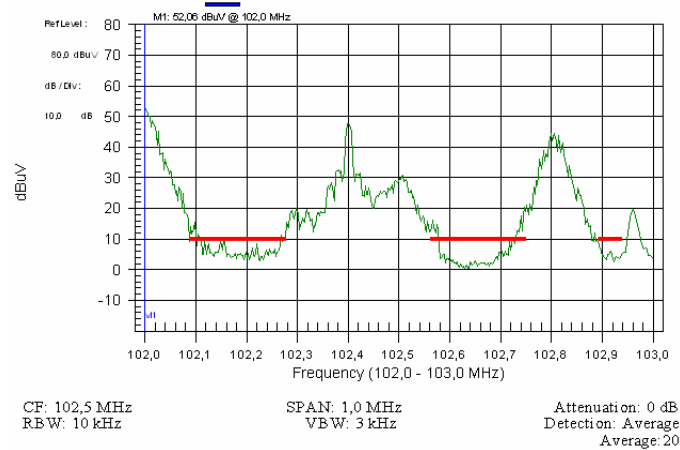


Fig.9.14 Medida de espectro de 102 a 103 MHz

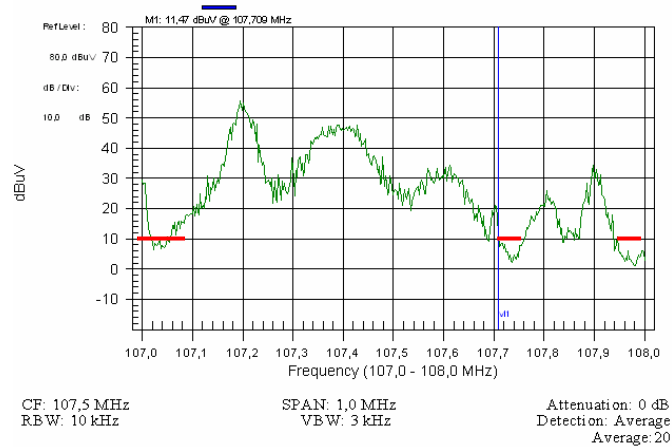


Fig.9.15 Medida de espectro de 107 a 108 MHz

En las figuras anteriores se puede observar como hay frecuencias en las que el nivel de señal es muy bajo, alrededor de los 10 $dB\mu V$ (marcadas con línea roja). Estas son las frecuencias que utilizaremos para realizar la medida de ganancia y de diagramas de radiación, ya que el nivel de señal procedente de la difusión de radio FM, es muy bajo. Por lo tanto, tendremos un buen margen dinámico en estas frecuencias para discernir la señal que transmitamos de la que hay en el ambiente. Estas medidas se han obtenido con un monopolo $\lambda/4$, de longitud de 75 cm, encima de un plano de masa de 80 X 80 cm.

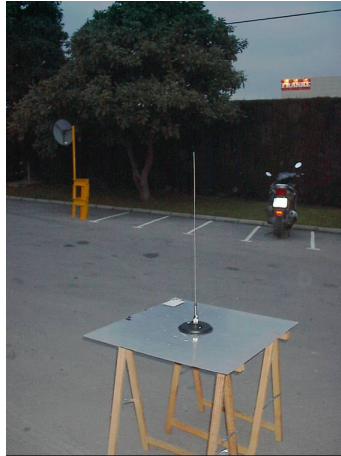


Fig. 9.16 Monopolo utilizado para la medida del espectro en FM

C.2 Balance de potencia

En el capítulo 2 se han descrito tres modelos de propagación; el de espacio libre (2.4), el de tierra plana (2.11) y el de Egli (2.12). Seguidamente realizaremos el balance de potencia con cada uno de los tres métodos para ver cual de ellos es el más restrictivo y ver cual se aproxima más al entorno de propagación real de nuestro OATS.

	Pr(dBm)	Pr(Buv)	Gtx(dBi)	GRx(dBi)	LF(dB)	Lcables y otras perdidas	Frecuencia (MHz)	Longitud de onda (m)	Pt(dBm)	Pt(dBuv)
ESPACIO LIBRE	-34,01	75,99	-2	-2	32,44	7,57288	100	3	10,00	120,00
EGLI	-36,62	73,38	-2	-2	35,05	7,57288	100	3	10,00	120,00
TIERRA PLANA	-28,66	81,34	-2	-2	27,09	7,57288	100	3	10,00	120,00

Tabla 9.2 Balance de potencia para $R=10$ m

La tabla 9.2 muestra los balances de potencia realizados para los tres métodos. Se considera una distancia de 10 metros y se busca la potencia recibida (P_r) cuando transmitimos (P_t) 10 dBm. La frecuencia de trabajo se considera 100 MHz ya que es la frecuencia central en la banda de FM. También se ha considerado la ganancia de la antena transmisora (G_{tx}) de -2 dBi, y la de la antena receptora (G_{rx}) de -1,73 dBi (antena patrón biconica EM-6912A), ya que son las ganancias para 100 MHz de las antenas utilizadas para el balance.

Para el modelo de Egli y tierra plana se ha tenido en cuenta una altura de la antena transmisora de 2,6 metros, y una altura de la receptora de 1,7 metros (según se muestra en el apartado 5.2.1). En *Lcables y otras pérdidas* están contabilizadas las pérdidas de los cables coaxiales para una longitud de 15

metros, las pérdidas por desadaptación de la antena transmisora y receptora, las pérdidas de inserción de los conectores utilizados y la pérdida por desadaptación de los mismos¹⁹.

Por lo tanto, la tabla 9.2 refleja que transmitiendo 10 dBm a una distancia de 10 m, conseguimos una potencia reciba en el receptor entre 76 y 81 $dB\mu V$. Por lo que transmitiendo en las frecuencias comentadas en el anexo C.1, obtenemos un margen dinámico suficiente para discernir la señal transmitida, de la del ambiente.

Otro dato que hemos querido obtener, ha sido la de ver cual de los tres modelos de propagación se asemeja más al entorno de propagación de nuestro OATS.

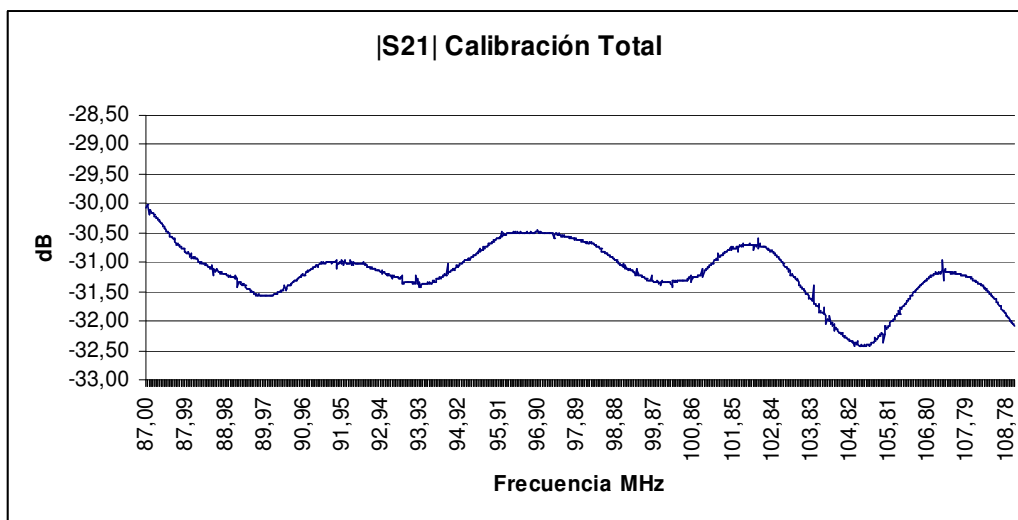


Fig.9.17 Medida del |S21| total empírico de 87 a 108 MHz

La figura 9.17 muestra la gráfica del |S21| total, el cual se ha obtenido realizando $|S21|_{Total} = 20 \log \sqrt{|S21|_{\phi(lineal)}^2 + |S21|_{\theta(lineal)}^2}$. Esta gráfica nos muestra el valor del |S21| total medido en nuestro OATS con los mismos parámetros que en la tabla 9.2. Esta gráfica se ha realizado con la antena receptora EM-6912A utilizada para la medida de ganancia absoluta.

En la tabla 9.3 se observa el valor del |S21| total teórico calculado según la tabla 9.2. Por lo tanto $|S21|_{teórico} = P_{recibida} - P_{transmitida} + L_{cables\ y\ conectores}$, ya que se debe sumar las pérdidas introducidas por los cables y conectores (5 dB), debido a que cuando se realiza la medida del |S21| de manera práctica, se calibran las pérdidas de los cables y conectores, de manera que no se tienen en cuenta para la medida.

¹⁹ Ver características técnicas de todos los elementos utilizados en Anexo D, Pág.72

La tabla 9.3 muestra el valor del $|S_{21}|$ total calculado de manera teórica para cada modelo de propagación, y para 3 frecuencias dentro de la banda de FM. Se puede comprobar que el modelo de propagación teórico que más se asemeja a nuestro entorno en la banda de FM es el de Tierra plana.

$ S_{21} $ total dB	97 MHz	100 MHz	109 MHz
ESPACIO LIBRE	-36,18	-36,44	-37,19
EGLI	-38,79	-39,05	-39,80
TIERRA PLANA	-31,09	-31,09	-31,09

Tabla 9.3 Medida del $|S_{21}|$ total teórico

9.4 Anexo D. Características técnicas de los equipos utilizados en la implementación del OATS

D.1 Analizador de redes ADVANTEST R3765CG

Especificaciones técnicas

- Rango frecuencial: 300 KHz a 3.8 GHz
- Potencia de salida: +10 dBm a -10 dBm
- Ancho de banda de resolución: 10 Hz a 20 KHz
- Número de puntos máximo: 1201 puntos

D.2 Antena bicónica EM-6912A Electro-metrics (20 MHz-300 MHz)

Esta antena se ha utilizado como antena patrón para la medida de ganancia absoluta.

Especificaciones técnicas

- Rango frecuencial: 20-300 MHz
- Impedancia de entrada: Adaptada a 50 Ω
- VSWR: Media: 1.4:1
- Máxima potencia continua: 0.5 W

Especificaciones mecánicas

- Longitud: 54.6 cm incluyendo balun
- Anchura: 129.8 cm
- Altura: 50.8 cm máximo
- Peso: 2.7 Kg

Calibración ganancia y factores de antena para 10 metros

Frecuencia MHz	Factor de antena dB/m	Ganancia dBi
75	7.79	-0.08
80	7.95	0.33
85	8.59	0.20
90	9.58	-0.29
95	11.57	-1.80
100	11.94	-1.73
105	11.20	-0.57
110	12.30	-1.27
115	13.50	-2.07
120	14.68	-2.89

Tabla 9.4 Calibración ganancia y factores de antena

D.3 Antena BiLog CBL 6112B Schaffner (20 MHz-300 MHz)

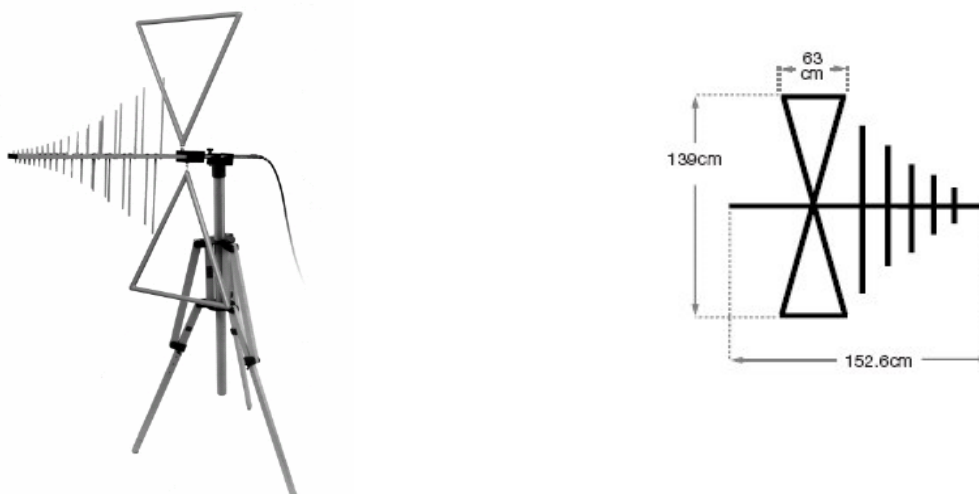


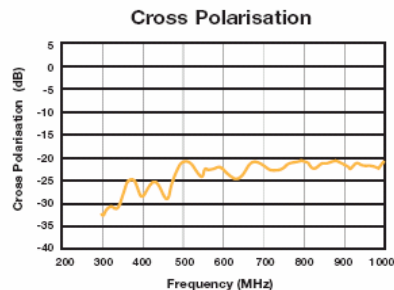
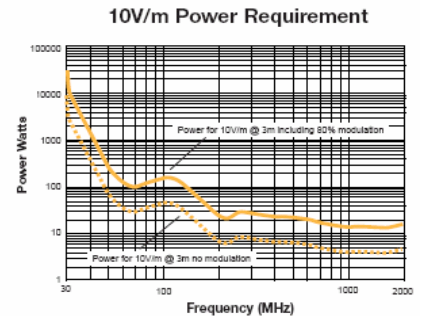
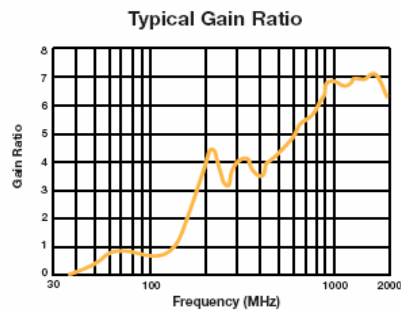
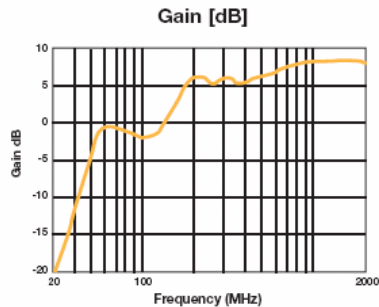
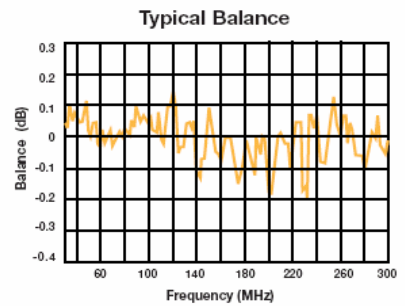
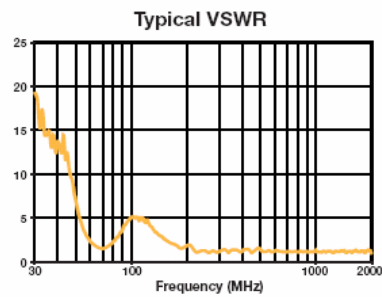
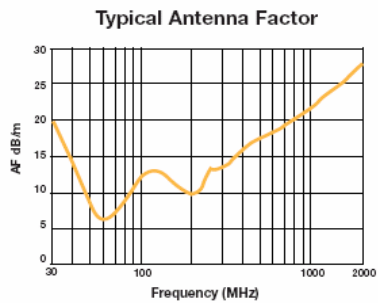
Fig.9.14 Dimensiones físicas antena transmisora BiLog CBL 6112B

Especificaciones técnicas

- Rango frecuencial: 30-2000 MHz
- Impedancia de entrada: Adaptada a 50 Ω
- VSWR: Media: 2:1
- Máxima potencia continua: 300 W

Especificaciones mecánicas

- Longitud: 153 cm de extremo a extremo
- Anchura: 139 cm máximo
- Altura: 60 cm
- Peso: 4.2 Kg

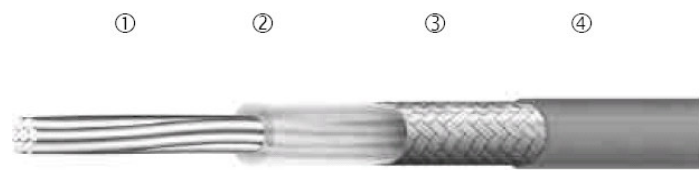


D.4 Coaxial RG 213 U 50 Ω Nexans

Especificaciones técnicas

- Temperatura de trabajo: - 40 a +85 °C
- Máxima frecuencia de trabajo: 3 GHz
- Capacidad: 100 \pm 5 pF/m
- Velocidad de propagación: 65.9 %
- Impedancia a 200 MHz: 50 \pm 2 Ω
- Atenuación a 10 MHz: 2 dB/100 m
 - a 200 MHz: 9.5 dB/100 m
 - a 400 MHz: 14.5 dB/100 m
 - a 3000 MHz: 55 dB/100 m
- Peso nominal: 158 kg/km

Construcción



- | | |
|-----------------|---|
| 1- Conductor: | Cobre, diámetro 2.25 mm |
| 2- Dieléctrico: | Polietileno sólido, diámetro 7.25 mm \pm 0.15 |
| 3- Malla: | Cobre |
| 4- Cubierta: | PVC, diámetro 10.30 mm \pm 0.20 |

D.5 Conectores N Radiall

- Impedancia nominal: 50 Ω
- Rango frecuencial: 0-11 GHz
- Temperatura de trabajo: - 55 a +155 °C
- VSWR: 1.30+F(GHz)
- Pérdidas de inserción: 0.048 $\cdot \sqrt{F(GHz)}$ dB

9.5 Anexo E. Medidas realizadas en OATS

E.1 Medida ganancia relativa en 4 orientaciones y a 10 metros

A continuación se mostrarán 3 medidas realizadas en días diferentes, todas bajo el mismo set-up, pero con un entorno diferente. Con estas 3 medidas se quiere comprobar si el sistema es repetitivo, algo que es muy importante en un sistema de medida.

Por lo tanto se mostrarán a continuación las medidas de ganancia relativa para la AUT integrada en el Peugeot 307 SW.

E.1.1 Medida 1

	88 MHz	99 MHz	108 MHz	Media 3 frecuencias
Media Horizontal	-1,79 dB	-3,70 dB	-1,70 dB	-2,40 dB
Media Vertical	-6,50 dB	-7,09 dB	-5,75 dB	-6,45 dB
Media Total	-6,23 dB	-6,94 dB	-5,29 dB	-6,15 dB

Tabla 9.5. Medida 1 ganancia relativa

E.1.2 Medida 2

	88 MHz	99 MHz	108 MHz	Media 3 frecuencias
Media Horizontal	-2,92	-4,02	-0,50	-2,48
Media Vertical	-6,41	-6,27	-4,49	-5,72
Media Total	-6,09	-6,26	-3,96	-5,43

Tabla 9.6. Medida 2 ganancia relativa

E.1.3 Medida 3

	88 MHz	99 MHz	108 MHz	Media 3 frecuencias
Media Horizontal	-0,71	-2,49	-2,57	-1,92
Media Vertical	-7,20	-6,63	-5,71	-6,51
Media Total	-6,87	-6,29	-5,09	-6,08

Tabla 9.7. Medida 3 ganancia relativa

Observamos en las tablas anteriores como si nos fijamos en el valor de ganancia relativa para cada frecuencia y polarización hay valores que descuadran algún dB de una medida a otra, pero la media total que es la medida que normalmente nos interesa, se muestra bastante constante variando menos de 1 dB.

Por lo tanto si tenemos en cuenta estas tres medidas podemos establecer un margen de error de $\pm 0,5dB$ a lo que la media total se refiere, el cual consideramos que es un error tolerable.

E.2 Medida ganancia relativa en 4 orientaciones y a 20 metros

Con esta medida de ganancia relativa se quiere comprobar si cambia la ganancia respecto la medida a 10 metros. Si cambia mucho la ganancia, quiere decir que la distancia de 10 metros no es suficiente para encontrarnos en campo lejano.

	88 MHz	99 MHz	108 MHz	Media 3 frecuencias
Media Horizontal	-1,25 dB	-3,39 dB	-1,08 dB	-1,90 dB
Media Vertical	-6,99 dB	-7,22 dB	-5,75 dB	-6,84 dB
Media Total	-6,51 dB	-6,91 dB	-5,94 dB	-6,45 dB

Tabla 9.8. Medida ganancia relativa para 4 orientaciones y 10 metros

Vemos en la tabla 9.9 como la media total de ganancia relativa entra dentro del margen de error del sistema, por lo que se considera la distancia de 10 metros suficiente para medir ganancias y diagramas de radiación para la banda de FM.

E.3 Interpolación trigonométrica

Como solemos medir antenas integradas en automóviles y de momento no disponemos de ninguna plataforma giratoria, es imposible mover un vehículo de forma manual para todas las direcciones de ϕ . Por lo tanto hemos tenido que pensar un método para interpolar 2 direcciones del espacio y obtener el diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ y $0 \leq \phi \leq 360^\circ$. La interpolación que utilizaremos será la trigonométrica para realizar una interpolación suave entre una orientación y otra.

Así pues, pongamos el caso en que conocemos el $|S_{21}|$ para 4 direcciones del espacio y queremos interpolar éstas, y conseguir un diagrama en sus 360° , se tendrá que realizar la operación siguiente:

Tenemos 2 puntos $A = |S_{21}|_{Norte}$ ($\phi = 0^\circ$) y $B = |S_{21}|_{Este}$ ($\phi = 90^\circ$), los cuales queremos unir en el diagrama. Como únicamente conocemos el $|S_{21}|$ en 4 direcciones, tenemos una resolución de 90° .

Consecuentemente la operación que se tendrá que realizar para cada ángulo será:

$$\begin{aligned} \phi = 0^\circ &\rightarrow |S_{21}|_{Norte} \\ \phi = 1^\circ &\rightarrow ((|S_{21}|_{Norte} + |S_{21}|_{Este})/2 - (|S_{21}|_{Norte} - |S_{21}|_{Este})/2) \cdot \cos(\pi \cdot (1^\circ - 0^\circ)/90^\circ) \\ \phi = 2^\circ &\rightarrow ((|S_{21}|_{Norte} + |S_{21}|_{Este})/2 - (|S_{21}|_{Norte} - |S_{21}|_{Este})/2) \cdot \cos(\pi \cdot (2^\circ - 0^\circ)/90^\circ) \\ \phi = 3^\circ &\rightarrow ((|S_{21}|_{Norte} + |S_{21}|_{Este})/2 - (|S_{21}|_{Norte} - |S_{21}|_{Este})/2) \cdot \cos(\pi \cdot (3^\circ - 0^\circ)/90^\circ) \\ \phi = 4^\circ &\rightarrow ((|S_{21}|_{Norte} + |S_{21}|_{Este})/2 - (|S_{21}|_{Norte} - |S_{21}|_{Este})/2) \cdot \cos(\pi \cdot (4^\circ - 0^\circ)/90^\circ) \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \phi = 90^\circ &\rightarrow |S_{21}|_{Este} \end{aligned}$$

De esta forma uniremos los puntos A y B con una curva suave. En este caso se divide el ángulo de dentro del cosinus entre 90° porque recordemos que sólo conocíamos el valor del $|S_{21}|$ para cuatro orientaciones y por lo tanto la resolución es de 90° . También se multiplica por π porque los cálculos se han realizado con hojas de Microsoft Excel y este solo entiende radianes y no grados $^\circ$.

A continuación se explica el caso en que conociéramos 8 orientaciones del espacio y quisiéramos unir de forma trigonométrica 2 puntos $A' = |S_{21}|_{Norte}$

($\phi = 0^\circ$) y $B' = |S21|_{NorEste}$ ($\phi = 45^\circ$). Ahora la resolución sería de 45° y el proceso de unión de los dos puntos sería semejante al anterior.

$$\begin{aligned} \phi = 0^\circ &\rightarrow |S21|_{Norte} \\ \phi = 1^\circ &\rightarrow ((|S21|_{Norte} + |S21|_{NorEste})/2 - (|S21|_{Norte} - |S21|_{NorEste})/2) \cdot \cos(\pi \cdot (1^\circ - 0^\circ)/45^\circ) \\ \phi = 2^\circ &\rightarrow ((|S21|_{Norte} + |S21|_{NorEste})/2 - (|S21|_{Norte} - |S21|_{NorEste})/2) \cdot \cos(\pi \cdot (2^\circ - 0^\circ)/45^\circ) \\ \phi = 3^\circ &\rightarrow ((|S21|_{Norte} + |S21|_{NorEste})/2 - (|S21|_{Norte} - |S21|_{NorEste})/2) \cdot \cos(\pi \cdot (3^\circ - 0^\circ)/45^\circ) \\ \phi = 4^\circ &\rightarrow ((|S21|_{Norte} + |S21|_{NorEste})/2 - (|S21|_{Norte} - |S21|_{NorEste})/2) \cdot \cos(\pi \cdot (4^\circ - 0^\circ)/45^\circ) \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \\ \phi = 45^\circ &\rightarrow |S21|_{NorEste} \end{aligned}$$

Todo seguido se muestra un ejemplo real de interpolación para dos orientaciones del espacio, Norte $\phi = 0^\circ$ y Este $\phi = 90^\circ$, de un diagrama de radiación realizado con 4 orientaciones (resolución 90°). Se conoce pues el valor de $|S21|$ para el Norte $-42,7$ dB, y para el Sud $41,3$ dB.

NORTE	0	-42,7	45	-42,0
	1	-42,7	46	-42,0
	2	-42,7	47	-42,0
	3	-42,7	48	-41,9
	4	-42,7	49	-41,9
	5	-42,7	50	-41,9
	6	-42,7	51	-41,9
	7	-42,7	52	-41,8
	8	-42,7	53	-41,8
	9	-42,7	54	-41,8
	10	-42,6	55	-41,8
	11	-42,6	56	-41,7
	12	-42,6	57	-41,7
	13	-42,6	58	-41,7
	14	-42,6	59	-41,7
	15	-42,6	60	-41,7
	16	-42,6	61	-41,6
	17	-42,6	62	-41,6
	18	-42,6	63	-41,6
	19	-42,5	64	-41,6
	20	-42,5	65	-41,6
	21	-42,5	66	-41,5
	22	-42,5	67	-41,5
	23	-42,5	68	-41,5
	24	-42,5	69	-41,5
	25	-42,4	70	-41,5
	26	-42,4	71	-41,5
	27	-42,4	72	-41,4
	28	-42,4	73	-41,4
	29	-42,4	74	-41,4
	30	-42,3	75	-41,4
	31	-42,3	76	-41,4
	32	-42,3	77	-41,4
	33	-42,3	78	-41,4
	34	-42,3	79	-41,4
	35	-42,2	80	-41,4
	36	-42,2	81	-41,3
	37	-42,2	82	-41,3
	38	-42,2	83	-41,3
	39	-42,1	84	-41,3
	40	-42,1	85	-41,3
	41	-42,1	86	-41,3
	42	-42,1	87	-41,3
	43	-42,0	88	-41,3
	44	-42,0	89	-41,3
		ESTE	90	-41,3

Fig.9.15 Ejemplo interpolación de 2 orientaciones

E.4 Diagramas de radiación Vertical y Horizontal para 10 metros y 8 orientaciones

E.4.1 Diagrama Vertical

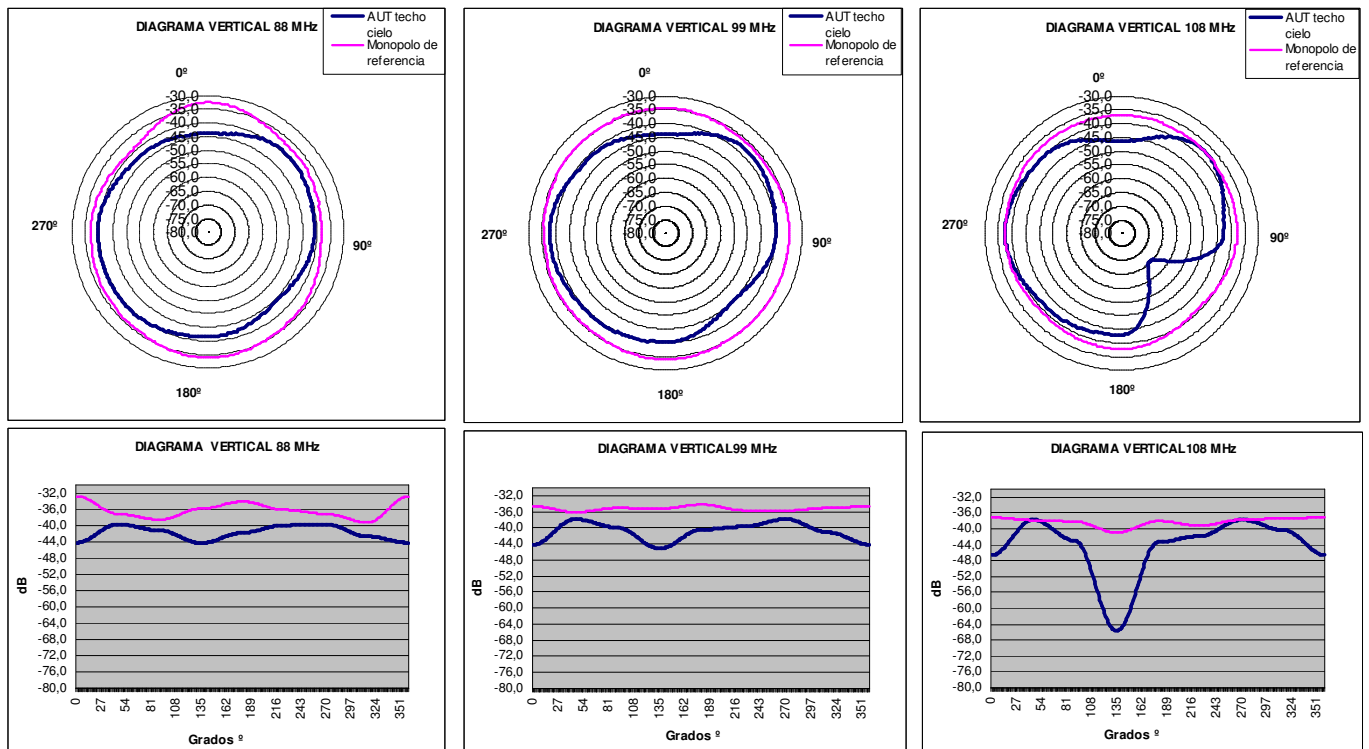


Fig.9.16 Diagramas verticales

E.4.2 Diagrama Horizontal

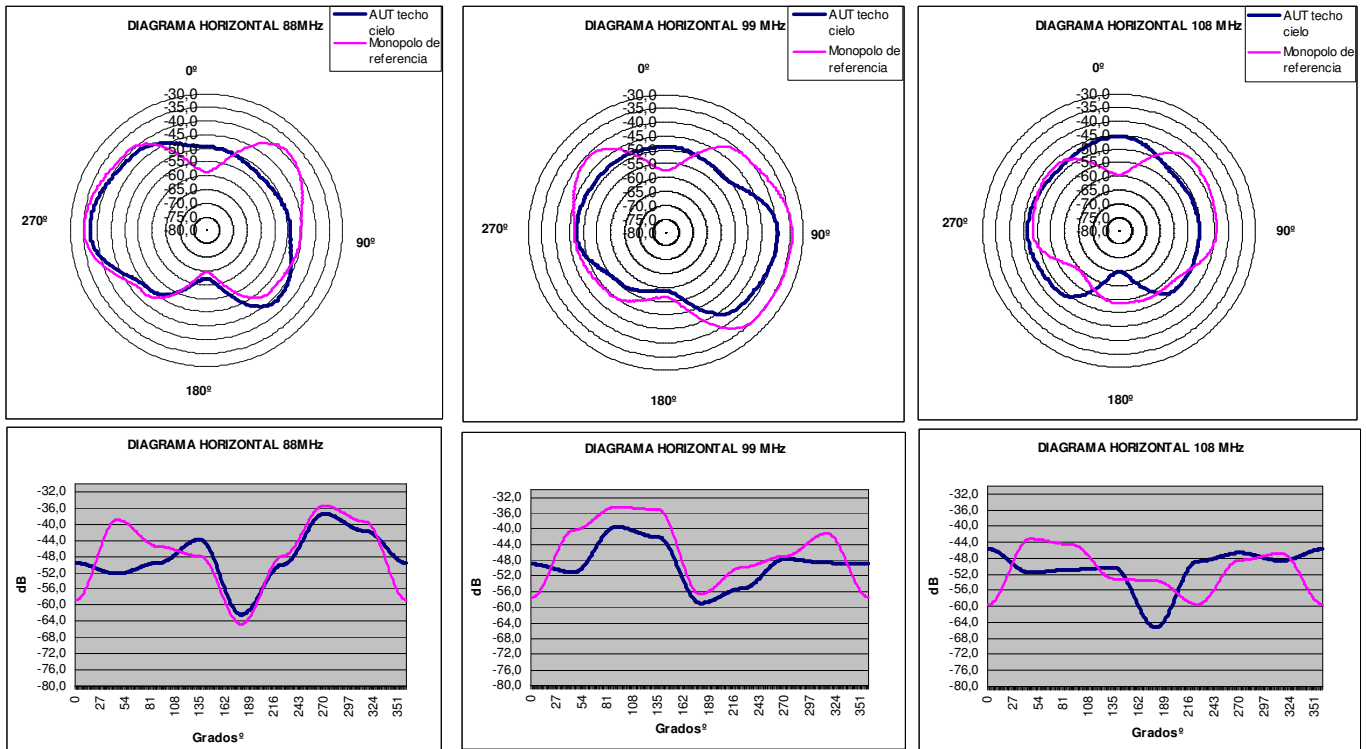


Fig.9.17 Diagramas horizontales

E.5 Diagramas de radiación para 10 metros y 4 orientaciones

E.5.1 Diagrama Total

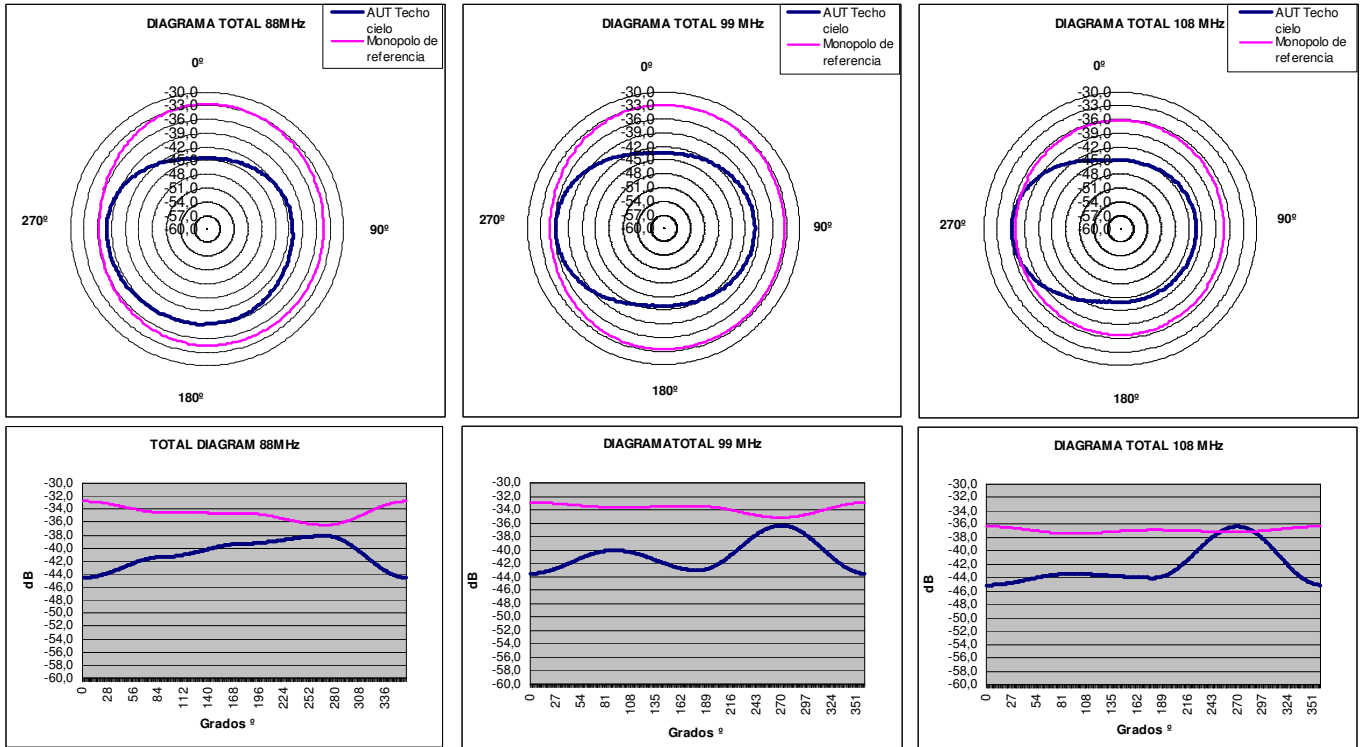


Fig.9.18 Diagramas totales

E.5.2 Diagrama Vertical

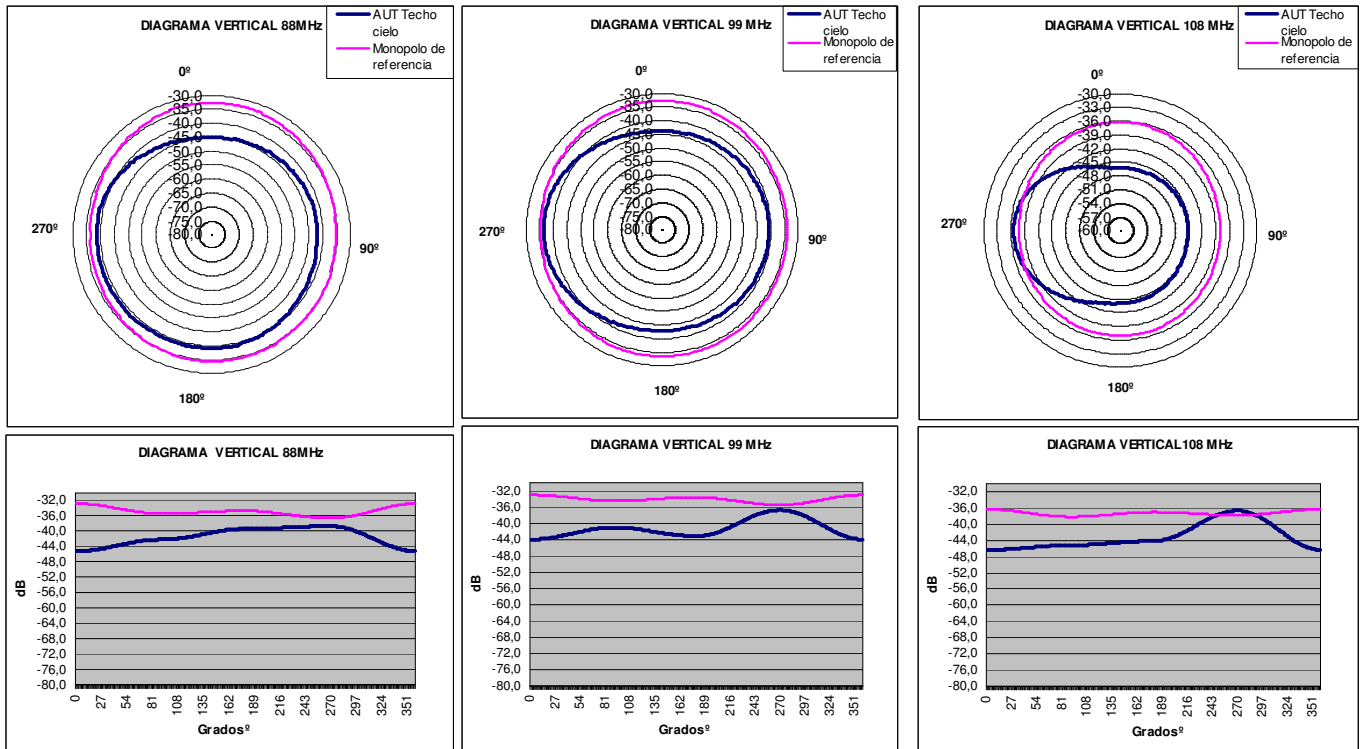


Fig.9.19 Diagramas verticales

E.5.3 Diagrama Horizontal

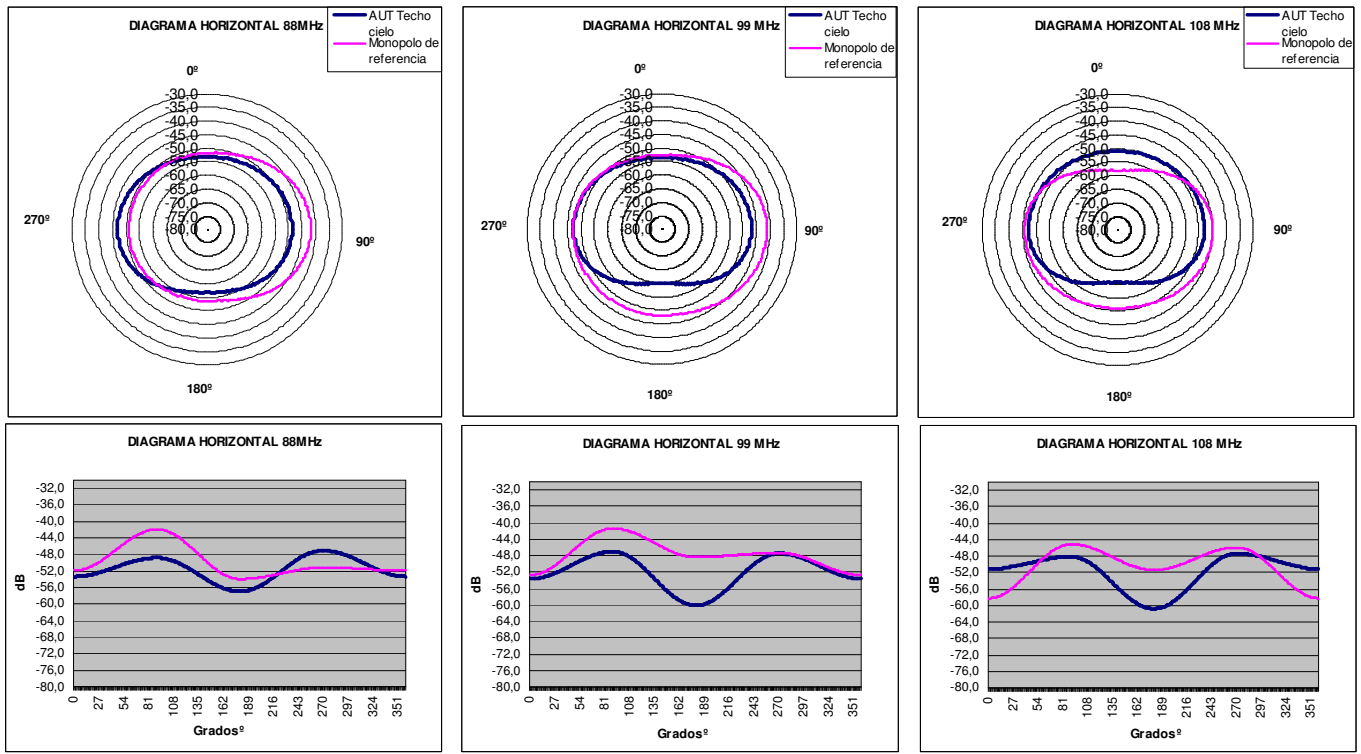


Fig.9.19 Diagramas horizontales

E.6 Diagramas de radiación para 20 metros y 4 orientaciones

E.6.1 Diagrama Total

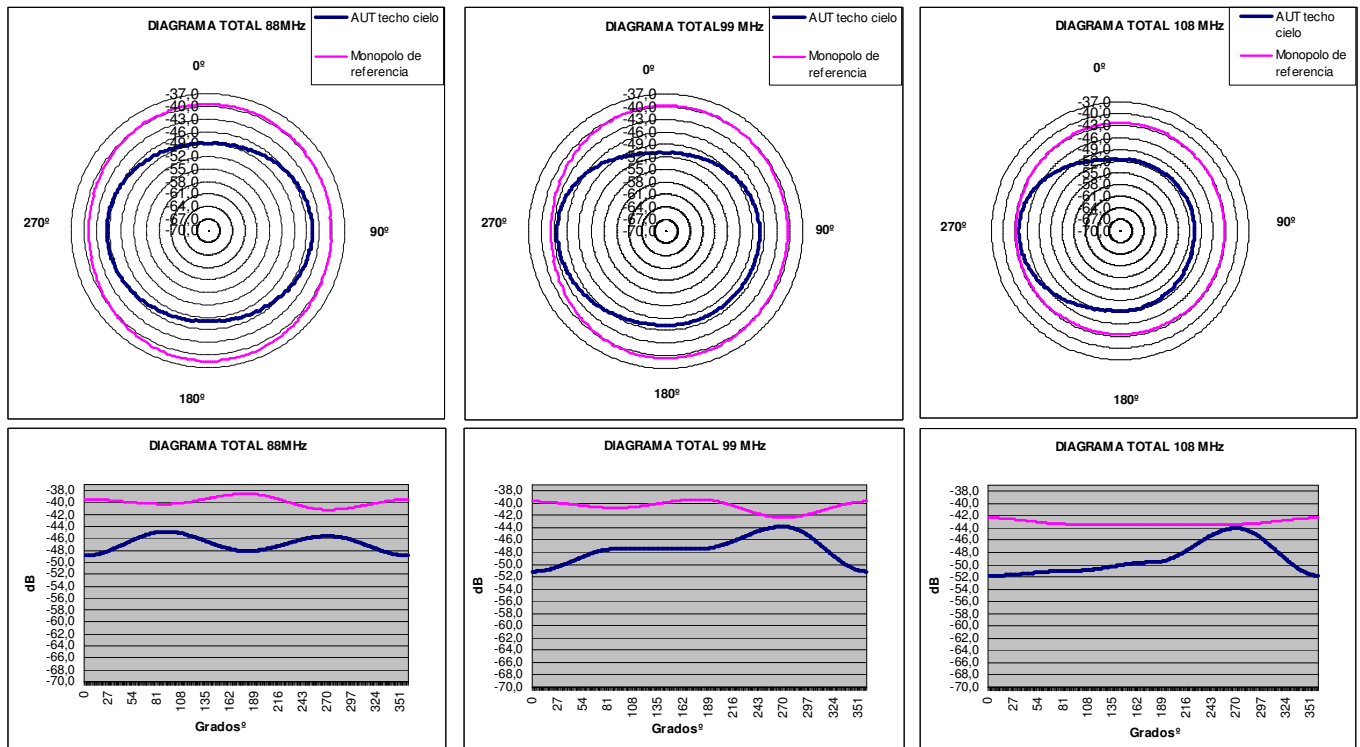


Fig.9.20 Diagramas totales

E.6.2 Diagrama Vertical

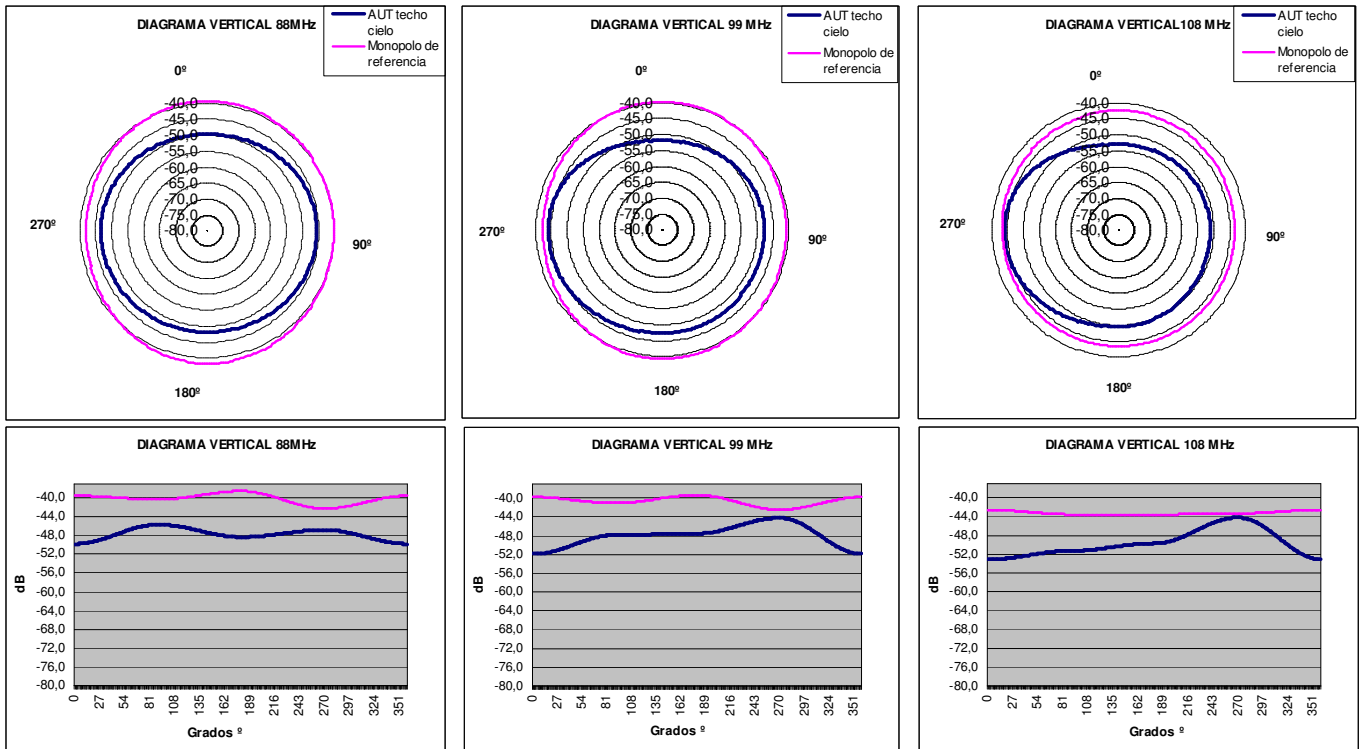


Fig.9.21 Diagramas verticales

E.6.3 Diagrama Horizontal

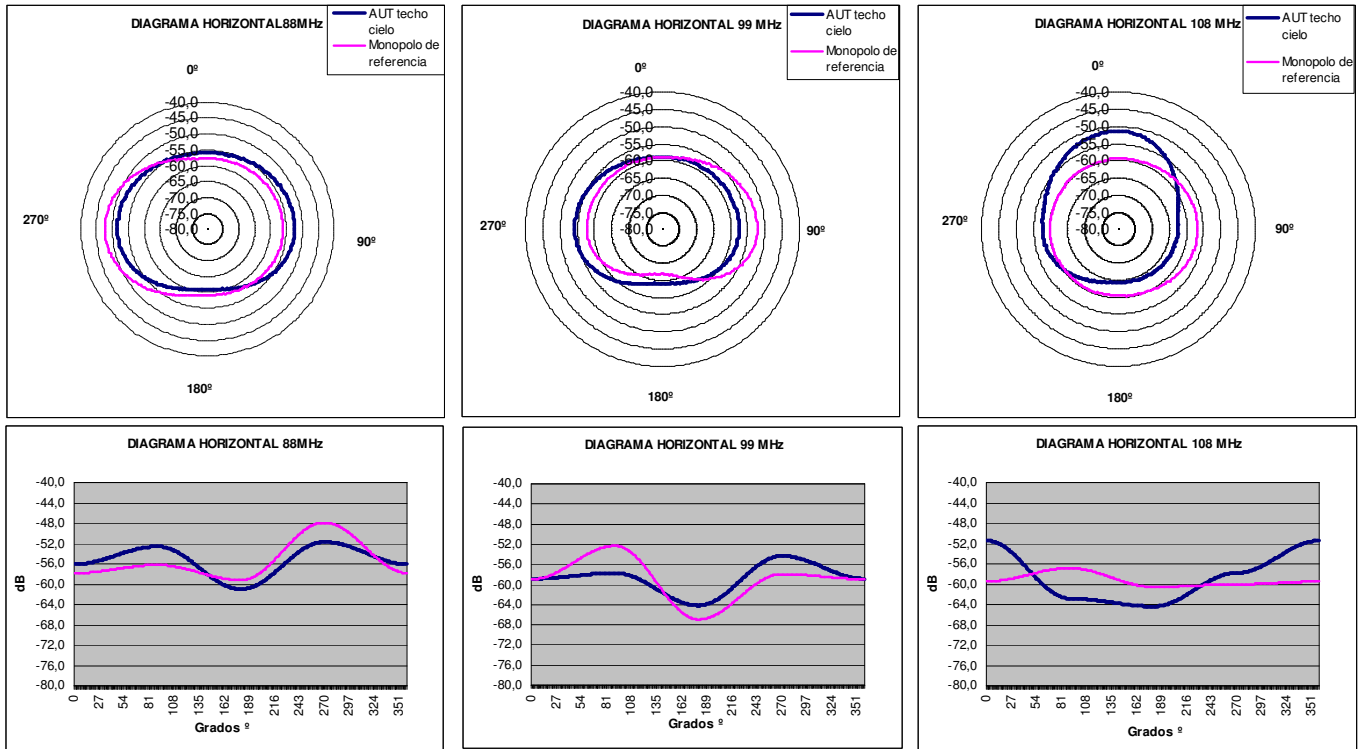


Fig.9.22 Diagramas horizontales

9.5 Anexo F. Medidas realizadas en cámara semi-anechoica

F.1 Diagramas de radiación en polarización vertical y horizontal

F.1.1 Diagrama Vertical

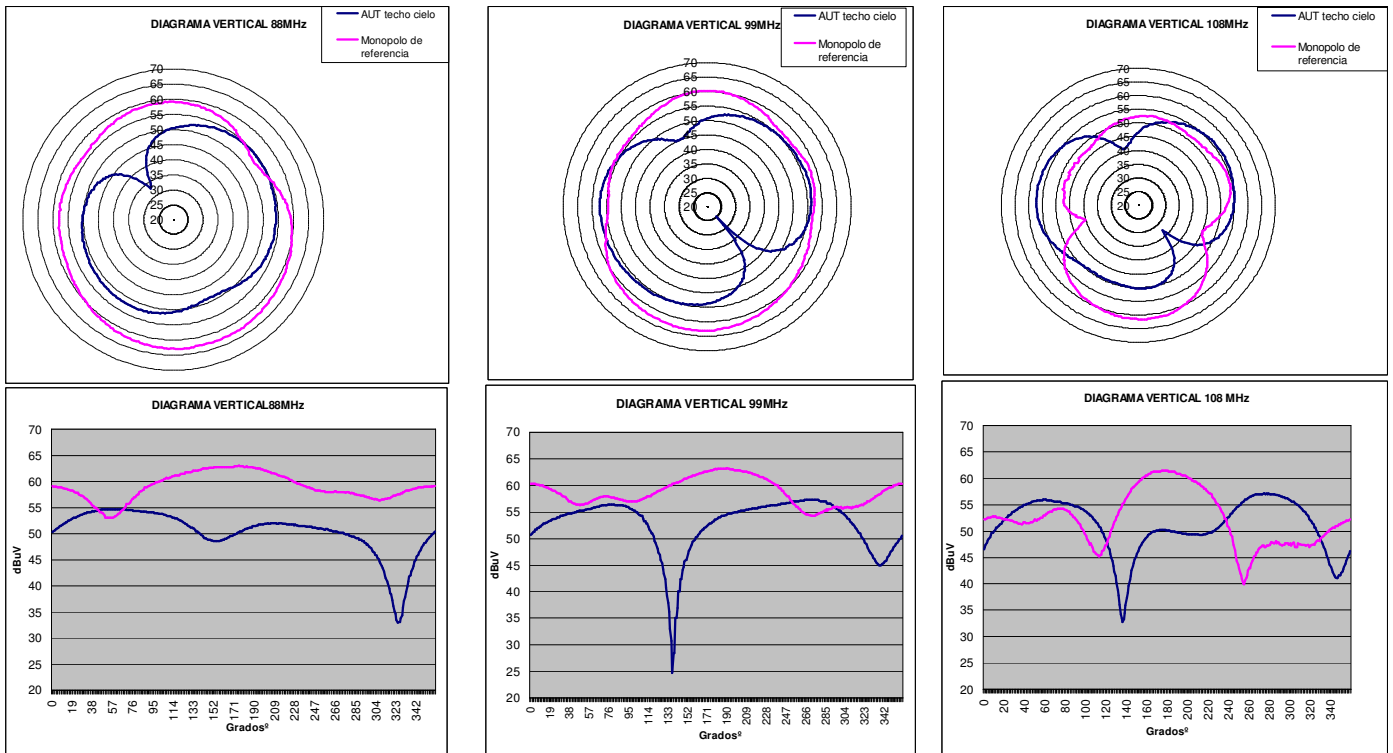


Fig.9.23 Diagramas Verticales

F.1.2 Diagrama Horizontal

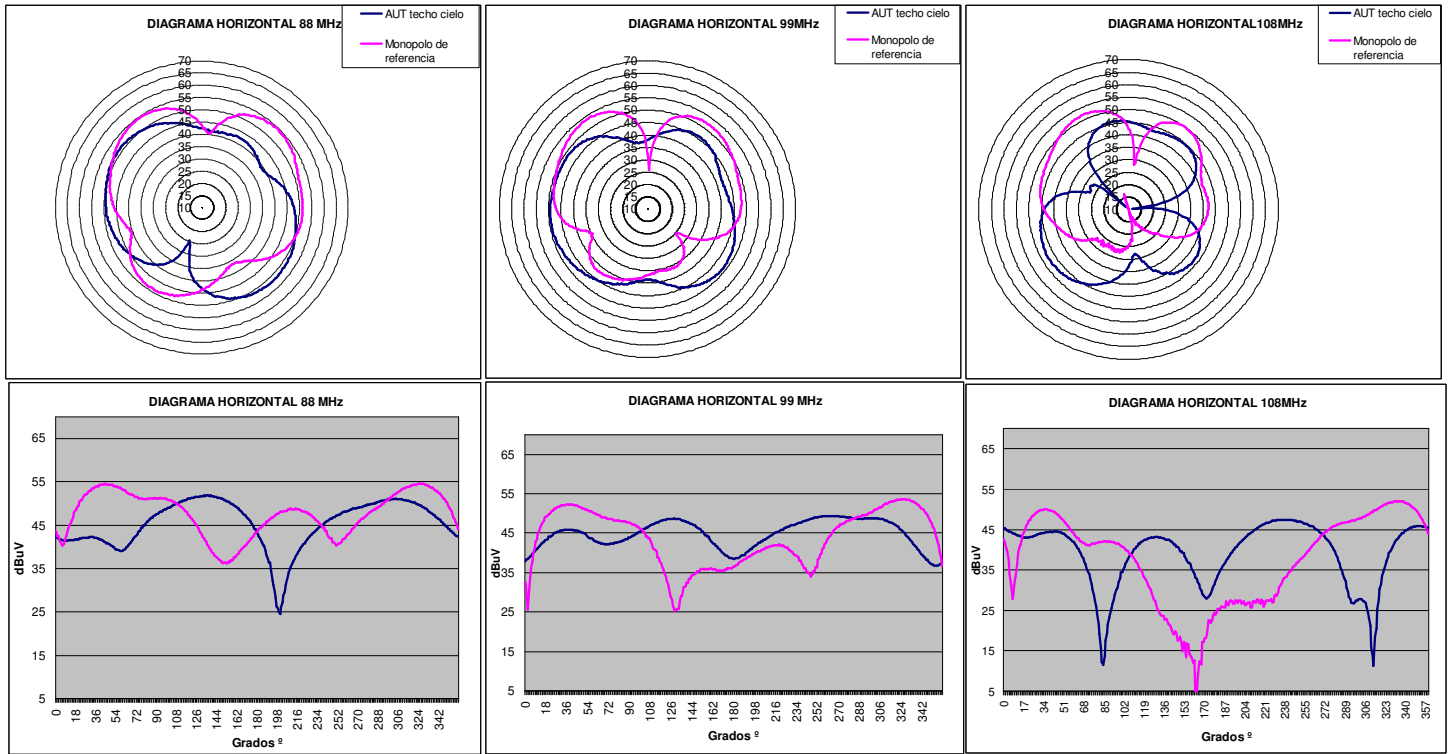


Fig.9.24 Diagramas horizontales