



Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i  
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TRABAJO DE FIN DE GRADO

**TÍTULO DEL TFG: Sistemas de Radiogoniometría**

**TITULACIÓN: Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación**

**AUTOR: Ramon López Perpiñá**

**DIRECTOR: Eduard Úbeda Farré**

**FECHA: 08/09/21**

**Título:** Sistemas de Radiogoniometría

**Autor:** Ramon López Perpiñá

**Director:** Eduard Úbeda Farré

**Data:** 08/09/2021

## **Resum**

Los sistemas de radiogoniometría nos permiten obtener la dirección de propagación de una determinada onda electromagnética incidente. El objetivo final es obtener la localización concreta de la fuente emisora. Para hacerlo se busca la intersección de las orientaciones hacia fuentes radio de diversas estaciones de radiogoniometría y se usan técnicas de triangulación.

El objetivo de este trabajo es estudiar los sistemas de radiogoniometría. En la primera parte del estudio se explican las características y componentes principales que debe tener un sistema de radiogoniometría: el tipo de ondas que reciben, los métodos de propagación de las ondas que usan y las bandas frecuenciales de trabajo. También se estudian las antenas y sus clasificaciones (*peak-detection* y *null-detection*), los tipos de estrategia de detección manuales y automáticas (TDOA, Watson-Watt/Adcock, Doppler, etc), las aplicaciones reales y finalmente cómo se consigue ubicar al objetivo.

Por otro lado, el estudio práctico se encarga de estudiar el comportamiento de las antenas más conocidas. Estas antenas son la antena de cuadro, de espiras cruzadas, la agrupación Adcock. De por sí solas estas antenas tienen una ambigüedad de  $180^\circ$  cuando se quiere determinar la dirección de la fuente radio. Para solucionar esta ambigüedad se utiliza una antena llamada antena sensor. Para estudiar el comportamiento de estas antenas se ha utilizado el software de modelado basado en hilos de corriente 4nec2. Para hacer un estudio riguroso se evalúa cómo se comportan las antenas desde diferentes puntos de vista. El primero es simular la antena a diferentes tamaños con la ambigüedad en la dirección recibida. El segundo es ver cómo se comporta la antena con la antena sensor. Por último se efectúa una comparación de ancho de banda de todas las antenas.

Para finalizar, se ha podido comprobar que es necesario aplicar un factor de corrección de acoplamiento mutuo entre las antenas que se usan para la radiogoniometría y la antena sensor. La antena Adcock, basada en una agrupación de dipolos, presenta un mayor ancho de banda que las formadas por espiras.

**Title:** Sistemas de Radiogoniometría

**Author:** Ramon López Perpiñá

**Director:** Eduard Úbeda Farré

**Date:** 08/09/2021

## Overview

Direction finding systems obtain the direction of incidence of an impinging electromagnetic wave. The ultimate goal is to obtain the specific location of the emitting source. To do this, the intersection of the bearings to radio sources from different direction finding stations is sought and triangulation techniques are used.

The aim of this work is to study several direction finding systems. The first part of the study explains the main characteristics and components that a direction-finding system must have: the type of waves it detects, the wave propagation methods it uses and the working frequency bands. This work also addresses the several types of used antennas and their classifications (peak-detection and null-detection), the types of manual and automatic detection strategies (TDOA, Watson-Watt/Adcock, Doppler, etc.), the real applications and finally how to locate the target.

On the other hand, the practical study deals with the behaviour of the firstly conceived antennas. These antennas are the loop antenna, the crossed loop antenna and the Adcock array. These antennas exhibit a  $180^\circ$  ambiguity when it comes to determining the direction of the radio source. To solve this ambiguity, an additional antenna, so-called sense antenna, is used. To study the behaviour of these antennas, the wire-based modelling software 4nec2 has been used. In order to make a rigorous study, we evaluate how the antennas behave from different points of view. Firstly, the antenna is simulated with several sizes and ambiguity in the received direction. Secondly, the behaviour of the antenna with the sensor antenna is addressed. Finally, a bandwidth comparison of all antennas is carried out.

Finally, it was found that it is necessary to apply a mutual coupling correction factor between the antennas used for direction finding and the sensor antenna. The Adcock antenna, based on an Adcock array of dipoles, has a higher bandwidth than those formed by loops.

# ÍNDICE

<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
<b>2. CONDICIONES DE PROPAGACIÓN</b>	<b>2</b>
2.1 MECANISMOS DE PROPAGACIÓN	2
2.1.1 PROPAGACIÓN POR ONDA DE SUPERFICIE	3
2.1.2 PROPAGACIÓN POR ONDA AÉREA O IONOSFÉRICA	4
<b>3. LOCALIZACIÓN DE FUENTES RADIO</b>	<b>6</b>
3.1. RADIOGONIOMETRÍA	6
3.1.1. ANTENAS DE RADIO DIRECTION FINDING	8
3.1.1.1. ANTENA YAGI	8
3.1.1.3. ANTENA ESPIRA	9
3.1.1.4. ANTENA SOLENOIDAL CON NÚCLEO DE FERRITA	10
3.1.1.5. ANTENAS SENSOR	11
3.1.1.6. PHASED ARRAYS	12
3.1.2 TIPOS DE ESTRATEGIA DE DETECCIÓN	13
3.1.2.1 RADIOGONIOMETRÍA MANUAL	13
3.1.2.2 RADIOGONOMETRÍA AUTOMÁTICA	14
3.1.2.2.1 GONIÓMETRO BELLINI-TOSI	14
3.1.2.2.2 WATSON-WATT	15
3.1.2.2.3 AGRUPACIÓN ADCOCK	16
3.1.2.2.4 DOPPLER	20
3.1.2.2.5 SEGUIMIENTO	21
3.1.3 APLICACIONES	23
3.1.3.1 DETECCIÓN DE JAMMING	23
3.1.3.2 RADIONAVEGACIÓN MARINA	25
3.2.1 TRIANGULACIÓN	26
3.2.2 TIME-DIFFERENCE OF ARRIVAL: TDOA	28
<b>4. ANTENAS DE RADIOGONIOMETRÍA</b>	<b>32</b>
4.1 ESPIRA	32
4.2 ESPIRAS CRUZADAS	49
4.3 AGRUPACIÓN ADCOCK	58
4.5 COMPARACIÓN DEL ANCHO DE BANDA	67
<b>5. CONCLUSIONES</b>	<b>70</b>
<b>6. BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>71</b>

## LISTADO DE FIGURAS

- Fig. 2.1 GRWAVE [2].
- Fig. 2.2 Ley de Snell [2].
- Fig. 3.1 Distribución de elementos de la antena Yagi.
- Fig. 3.2 Diagrama de radiación de la antena Yagi.
- Fig. 3.3 Estructura de antena Log-Period.
- Fig. 3.4 Radiación de antena Log-Period.
- Fig 3.5 Antena de cuadro.
- Fig. 3.6 Patrón de radiación de la antena de cuadro.
- Fig. 3.7 Antena formada por núcleo de ferrita.
- Fig. 3.8 Dipolo.
- Fig. 3.9 Patrón de radiación resultante entre antena sensor y antena con ambigüedad.
- Fig. 3.10 Adcock array.
- Fig. 3.11 Equipo amateur de radiogoniometría.
- Fig. 3.12 Antena de cuadro cruzado con goniómetro.
- Fig. 3.13 Antena de cuadro con tubo de rayos catódicos.
- Fig. 3.14 Agrupación Adcock.
- Fig. 3.15 TDOA en antena Adcock.
- Fig. 3.16 Equipo Doppler.
- Fig. 3.17 Monopulso de amplitud.
- Fig. 3.18 Monopulso de fase.
- Fig. 3.19 Chaff.
- Fig. 3.20 Reflectores de esquina.
- Fig. 3.21 Ejemplo de sistema NDB.
- Fig. 3.22 Triangularización horizontal.
- Fig. 3.23 Triangularización vertical.
- Fig. 3.24 TOA: Time of Arrival.
- Fig. 3.25 Posibles hipérbolas por una radiobaliza.
- Fig. 3.26 Intersección entre hipérbolas.
- Fig. 3.27 Ejemplo de sistema DNS.
- Fig. 3.28 Ejemplo de sistema AD-2.
- Fig. 4.1 Formas de radiación de la espira.
- Fig. 4.2 Radiación en forma de cardioide.
- Fig. 4.3 Antena de cuadro.
- Fig. 4.4 Diagrama de radiación de la espira en 2D.
- Fig. 4.5 Diagrama de radiación de la espira en 3D.
- Fig. 4.6 Dipolo.
- Fig. 4.7 Diagrama de radiación del dipolo en 2D.
- Fig. 4.8 Diagrama de radiación del dipolo en 3D.
- Fig. 4.9 Estructura de espira y dipolo.
- Fig. 4.10 Plano horizontal (perpendicular al plano de la espira) del diagrama de radiación del dipolo (orientado verticalmente). En rojo, orientación del campo eléctrico lejano.

Fig. 4.11 Plano horizontal del diagrama de radiación de la espira (orientada verticalmente). En rojo, orientación del campo eléctrico lejano.

Fig. 4.12 Diagrama cardioide resultante de la combinación espira-dipolo.

Fig. 4.13 Conjunto con el factor de corrección.

Fig. 4.14 Conjunto sin el factor de corrección.

Fig. 4.15 Longitud dipolo  $0.001\lambda$  m y longitud del lado de la espira  $0.0005\lambda$  m.

Fig. 4.16 Longitud dipolo  $0.01\lambda$  m y longitud del lado de la espira  $0.009\lambda$  m.

Fig. 4.17 Separación de  $0.0065\lambda$  m.

Fig. 4.18 Separación de  $0.5\lambda$  m.

Fig. 4.19 Loop con dipolo dentro.

Fig. 4.20 Loop con dipolo dentro de longitud  $0.009\lambda$  m.

Fig. 4.21 Loop con dipolo dentro de longitud  $0.003\lambda$  m.

Fig. 4.22 Primera fila de la tabla 4.3.

Fig. 4.23 Última fila de la tabla 4.3.

Fig. 4.24 Estructura del conjunto de las espiras cruzadas con el dipolo sensor

Fig. 4.25 Diagrama de radiación de las espiras cruzadas.

Fig. 4.26 Espiras cruzadas sin elemento sensor.

Fig. 4.27 Espiras cruzadas con elemento sensor.

Fig. 4.28 Espiras cruzadas con elemento sensor alimentado con signo opuesto.

Fig. 4.29 Espiras cruzadas con longitud de  $0.0005\lambda$  m.

Fig. 4.30 Espiras cruzadas con longitud de  $0.05\lambda$  m.

Fig. 4.31 Espiras cruzadas con longitud vertical de  $0.001\lambda$  m.

Fig. 4.32 Espiras cruzadas con longitud vertical de  $0.05\lambda$  m.

Fig. 4.33 Espiras cruzadas con longitud horizontal de  $0.001\lambda$  m.

Fig. 4.34 Espiras cruzadas con longitud horizontal de  $0.05\lambda$  m.

Fig. 4.35 Espiras cruzadas con dipolo sensor. Lado vertical de la espira es de  $0.0025\lambda$ , lado horizontal de la espira es de  $0.002\lambda$  y longitud del dipolo sensor es de  $0.003\lambda$ .

Fig. 4.36 Espiras cruzadas con dipolo sensor. Lado vertical de la espira es de  $0.0085\lambda$ , lado horizontal de la espira es de  $0.008\lambda$  y longitud del dipolo sensor es de  $0.009\lambda$ .

Fig. 4.37 Separación entre las espiras cruzadas y el dipolo de  $0.003$  m.

Fig. 4.38 Separación entre las espiras cruzadas y el dipolo de  $0.3$  m.

Fig. 4.39 Antena Adcock con dipolo sensor.

Fig. 4.40 Adcock alimentado con los 4 elementos.

Fig. 4.41 Adcock con dos elementos alimentados y dos alimentados con valor cero.

Fig. 4.42 Longitud dipolos del Adcock de  $0.001\lambda$  m y separación de  $0.1$  m.

Fig. 4.43 Longitud dipolos del Adcock de  $1\lambda$  m y separación de  $0.1$  m.

Fig. 4.44 Separación entre dipolos del Adcock de  $0.1$  m.

Fig. 4.45 Separación entre dipolos del Adcock de  $0.75$  m.

Fig. 4.46 Diagrama de radiación 2D con elemento sensor.

Fig. 4.47 Diagrama de radiación 3D con elemento sensor.

Fig. 4.48 Diagrama de radiación 2D con elemento sensor calibrado.

Fig. 4.49 Diagrama de radiación 3D con elemento sensor calibrado.

Fig. 4.50 Longitud de los dipolos del Adcock y dipolo sensor de  $0.001$  m.

Fig. 4.51 Longitud de los dipolos del Adcock y dipolo sensor de  $1$  m.

Fig. 4.52 Separación de los dipolos del Adcock y dipolo sensor de  $0.1$  m.

Fig. 4.53 Separación de los dipolos del Adcock y dipolo sensor de  $0.75$  m.

Fig. 4.54 Tamaño del dipolo de  $0.001\lambda$  m y tamaño del lado de la espira de  $0.0005\lambda$  m.

Fig. 4.55 Tamaño del dipolo de  $0.008$  m y tamaño del lado de la espira de  $0.004\lambda$  m.

Fig. 4.56 Tamaño del dipolo sensor de  $0.003\lambda$  m, tamaño del lado vertical de la espira de  $0.0025\lambda$  y tamaño del lado horizontal de  $0.002\lambda$  m.

Fig. 4.57 Tamaño del dipolo sensor de  $0.024\lambda$  m, tamaño del lado vertical de la espira de  $0.02\lambda$  y tamaño del lado horizontal de  $0.016\lambda$  m.

Fig. 4.58 Adcock con longitud de los dipolos de  $0.001\lambda$  m.

Fig. 4.59 Adcock con longitud de los dipolos de  $0.256\lambda$  m.

# 1. INTRODUCCIÓN

Muchos de los avances tecnológicos, como el desarrollo de internet, de los walkies-talkies o de los drones, han surgido de necesidades militares. La radiogoniometría también surgió de una necesidad durante la guerra a lo largo de las primeras décadas del siglo XX.

Los sistemas de radiogoniometría permiten obtener la orientación hacia fuentes de ondas electromagnéticas. El avance de técnicas de radiogoniometría ha mejorado la precisión de la localización de objetivos, el seguimiento de embarcaciones o aeronaves, la disminución de interferencias en los sistemas, etc.

El objetivo de este trabajo es estudiar el avance de estos sistemas radiogoniométricos. Para poder hacer un estudio riguroso se ha decidido estructurar el trabajo en una parte teórica y una práctica. En la parte teórica primero de todo se explica los mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas según sus frecuencias de trabajo, dándole importancia a la propagación por onda de superficie y ionosférica. Seguidamente se explica que es el término de la radiogoniometría y que antenas se usan para obtener la orientación al objetivo. Dentro de las antenas se hace una rápida división según la frecuencia de trabajo que se utilicen. Si se trabaja a bajas frecuencias, dada la baja directividad de las antenas en recepción, para captar la señal incidente se utiliza un nulo de radiación (*null-detection*). Si se trabaja a altas frecuencias, con haces más directivos, se utiliza también la detección a través de un lóbulo de radiación (*peak-detection*).

La estrategia de detección manual consiste en hacer rotar la antena hasta encontrar el nulo de potencia de señal o el pico de potencia de señal, según la frecuencia de trabajo. Por otro lado dentro de las estrategias automáticas se describen las técnicas desarrolladas por Bellini-Tosi, Watson-Watt, Adcock, Doppler y Monopulso. A continuación se habla de las aplicaciones directas que tiene dentro del jamming y la radionavegación. Finalmente se termina con el apartado teórico hablando de las estrategias para poder ubicar al objetivo. La primera técnica que se describe es la triangulación. Se hace un estudio de los dos tipos existentes (horizontal y vertical). Y la otra estrategia que se usa para ubicar al objetivo es TDOA (*Time Difference Of Arrival*) y sus aplicaciones en radionavegación.

El fin del análisis práctico es estudiar las antenas más comunes dentro de la radiogoniometría a baja frecuencia. Por lo tanto, la obtención del ángulo de incidencia (en inglés, *Angle of Arrival (AOA)*) se hace normalmente a través de un nulo de recepción. Las antenas estudiadas son la espira, las espiras cruzadas, la agrupación Adcock y el monopulso. Todas estas antenas presentan una ambigüedad de 180° cuando intentan obtener el ángulo de incidencia de la señal recibida. Para acabar con esta ambigüedad se combina la señal recibida por cada una de estas antenas con una antena adicional

llamada antena sensor (en inglés, *sense antenna*). Cuando se trata las antenas formadas por espiras, se descubre que al combinarlas con la antena sensor se necesita un factor corrector de acoplamiento mutuo para obtener un único nulo de detección. Para finalizar con el estudio práctico se hace una comparativa entre las cuatro antenas para ver cual nos da mayor ancho de banda.

## **2. CONDICIONES DE PROPAGACIÓN**

Para poder entender profundamente cómo funcionan los sistemas de radiogoniometría y radionavegación es importante entender los diferentes tipos de propagación existentes en función de la frecuencia de trabajo.

La propagación electromagnética se ve muy condicionada por los medios alrededor de la Tierra, como el suelo y la atmósfera, así como por la presencia de obstáculos y la orografía del terreno. La relevancia de estos condicionantes en la propagación varía en función de la frecuencia. El suelo afecta de forma diferente según la antena y frecuencia a la que trabajemos. Si se trata de frecuencias bajas, principalmente en onda media e inferiores, y antenas cercanas al suelo aparecen las ondas de superficie, que se propagan a lo largo de la interficie de separación tierra-aire. Por otro lado, si se trabaja a frecuencias altas (en bandas de onda corta o superiores) y antenas elevadas respecto al suelo, se producen reflexiones y difracciones. En cuanto a las afectaciones producidas por la atmósfera, los gases de la troposfera producen un efecto de refracción de las ondas que curvan su trayectoria. Si nos centramos en la banda frecuencia de las microondas, las ondas además sufren una fuerte atenuación debida a la absorción de gases atmosféricos, como el vapor de agua y el oxígeno, así como la dispersión o despolarización asociada a la lluvia, niebla o otros fenómenos meteorológicos. Finalmente, en la capa de la ionosfera en propagaciones a lo largo de las bandas de MF y HF se producen las conocidas reflexiones ionosféricas, que van acompañadas asimismo de atenuación, dispersión y cambios de polarización.

### **2.1 MECANISMOS DE PROPAGACIÓN**

Se puede hacer una clasificación de mecanismos de propagación según la banda frecuencial.

En primer lugar encontramos la onda guiada Tierra-Ionosfera. Esta capa de la atmósfera se comporta como un buen conductor dentro de la banda frecuencial VLF (Very Low Frequency) que trabaja desde los 3 kHz a los 30 kHz. Si hablamos de unas distancias que varían entre 60 y 100 km, se puede comparar la longitud de onda de esta banda frecuencial (10-100 km). Es por eso que en esas condiciones la ionosfera se comporta como una guía conductora esférica con pérdidas. Para este tipo de propagación se utilizan antenas con polarización vertical eléctricamente pequeñas pero con un tamaño físico muy

grande. Este mecanismo de propagación da buenos resultados en el campo de la navegación marina.

Por otro lado, está la onda terrestre (en inglés, *ground-wave*). Este mecanismo de propagación trabaja principalmente en las bandas de LF y MF, que se corresponden con el rango de frecuencias de los 30 kHz a los 3 MHz. Se forma una onda de superficie que se mueve discontinuamente entre tierra y aire adaptándose al relieve del terreno. Las antenas que se suelen utilizar suelen ser monopolos elevados respecto a la tierra entre unos 50 y 200 metros y con polarización vertical. Dependiendo de la frecuencia de trabajo pueden presentar alcances desde 50 km, con HF, hasta 2000 km con LF. Tiene grandes aplicaciones en radiodifusión y sistemas navales.

La onda ionosférica o celeste (en inglés, *sky-wave*) es la que se produce por la reflexión con la ionosfera a en las bandas de MF y HF, desde 300 kHz a 30 MHz, a lo largo de las cuales la ionosfera se comporta como un dieléctrico estratificado. La radiación de este tipo de ondas se realiza mediante antenas elevadas tanto con polarización vertical como horizontal. Lo que suele interesar es que solo haya una reflexión con la ionosfera, pero la altura de la ionosfera puede variar según el momento del día y la estación del año. La distancia de la comunicación varía con la frecuencia. Si nos centramos en MF por la noche, puede llegar a los 2000 km; si hablamos de HF tanto por la noche como por el día, se puede llegar a los 4000 km. Las antenas más utilizadas son las logarítmicas. Sus principales aplicaciones son la radiodifusión y las comunicaciones punto a punto.

Finalmente están las ondas de espacio, que aparecen a frecuencias superiores a los 30 MHz (VHF, UHF, SHF). Este tipo de ondas no se ven afectadas por la ionosfera. Se propagan mediante reflexiones y difracciones ocasionadas por obstáculos en el suelo y pueden sufrir atenuación, dispersión y refracción en la troposfera. El tipo de antenas que se utiliza para trabajar con este tipo de ondas son antenas situadas a una elevación considerable y muy directivas. Tiene aplicaciones en telefonía móvil, comunicaciones vía satélite, radar, etc. Por eso tiene un rango de alcances muy variable, desde entre 10 a 40 km hasta comunicaciones por el espacio.

### **2.1.1 PROPAGACIÓN POR ONDA DE SUPERFICIE**

Este tipo de onda engloba el rango de frecuencias de VLF, LF, MF y HF, es decir, frecuencias bajas y frecuencias medias. El elemento radiante acostumbra a estar en polarización vertical. La propagación contiene componentes de campos de superficie y de espacio. Las contribuciones de espacio a su vez resultan de la combinación de los campos de propagación directa y los reflejados en la tierra. Las componentes de la transmisión por superficie se transmiten de manera rasante a la superficie terrestre. El efecto dieléctrico con pérdidas de la tierra hace que el frente de onda se incline a medida que avanzan. La mayoría de las ondas superficiales trabajan en las

bandas de VLF, LF y MF porque como más baja sea la frecuencia más se reducen las pérdidas con el suelo y por tanto aumenta la cobertura. Este tipo de propagación se aprovecha especialmente para las comunicaciones sobre el mar, donde la conductividad del agua salada permite la comunicación a más de 150 Km.

El programa GRWAVE, recomendado por la ITU (International Telecommunications Union), permite obtener las curvas de propagación de la onda terrestre y las contribuciones de las ondas directas y reflejadas en el suelo en función de la frecuencia de trabajo y las características eléctricas del entorno [1] (ver Fig. 2.1).

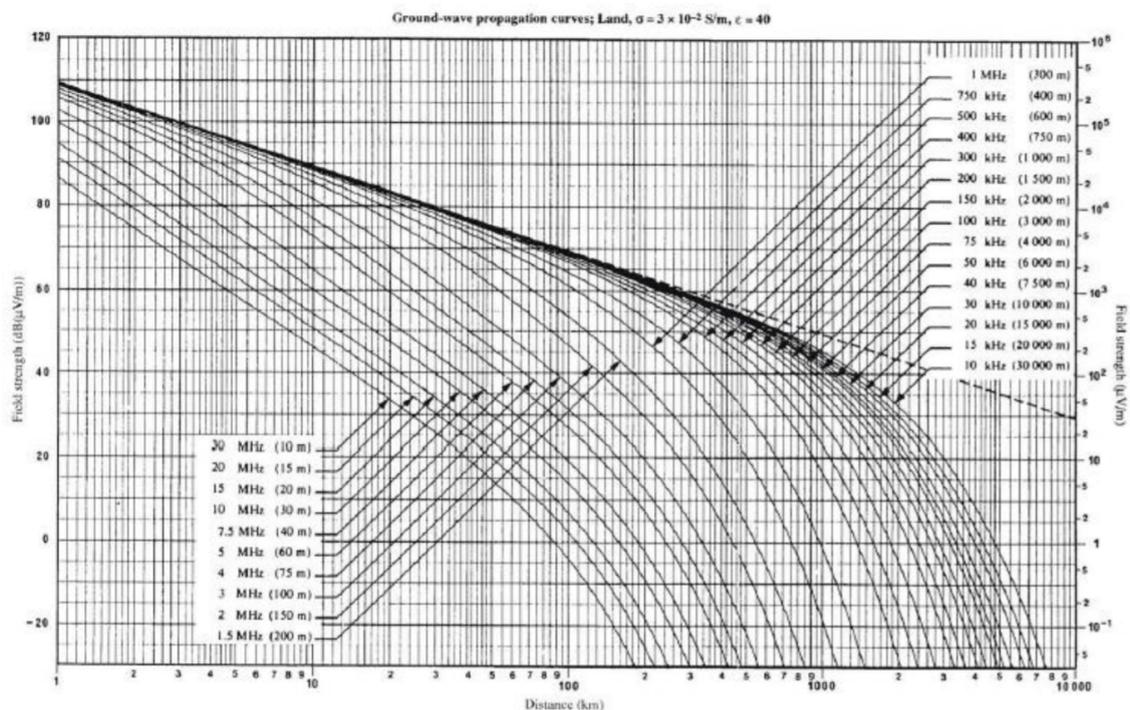


Fig. 2.1 GRWAVE [2].

### 2.1.2 PROPAGACIÓN POR ONDA AÉREA O IONOSFÉRICA

La ionosfera es una de las capas de la atmósfera, concretamente la que va desde 60 hasta 400 km de altura. Debido a su capacidad ionizante refleja todas las señales electromagnéticas hasta los 30 MHz. Que tenga una capacidad ionizante quiere decir que tiene electrones libres producido por las radiaciones solares que se emiten en las bandas de los rayos X y ultravioleta. La densidad de electrones en la ionosfera varía en función de la hora del día y la estación del año, y está relacionada con el nivel de insolación. También es fluctuante en función de la altura de tal manera que la mayor densidad de electrones aparece entre los 100 y 300 km de altura.

Se define que las capas de la ionosferas diurnas son: la capa D , entre los 60 km y 90 km, ionizada por los rayos X; la capa E , ionizada por rayos X y ultravioleta; las capas F1 y F2, ionizadas por rayos X, que ocupan

respectivamente las zonas de los 120 km a los 300 km y de 300 km a 800 km. Estas capas también tienen ionizaciones por rayos gamma o ultravioleta cuando se producen fenómenos solares agresivos.

Cuando cae la noche la ionización producida por el Sol desaparece. Las capas E, F1 y F2 son las únicas que se mantienen de noche al tener mayor altura pero los iones no se combinan tan fácilmente con gases libres como pasa en capas inferiores.

La llamada reflexión ionosférica es en realidad una “reflexión interna total” asociada a una refracción entre estratos con diferente permitividad. La propagación en estas condiciones está ligada a la Ley de Snell. A medida que la onda se propaga a través de los diferentes estratos dieléctricos (con índice de refracción decreciente), se curva (ver Fig. 2.2). Este fenómeno se define con la siguiente ecuación, que relaciona el ángulo de incidencia ( $\phi$ ) en los estratos dieléctricos y el índice de refracción de cada uno de ellos ( $n_x$ ). Así pues, el ángulo de curvatura va aumentando hasta que la onda vuelve reflejada totalmente hacia la Tierra.

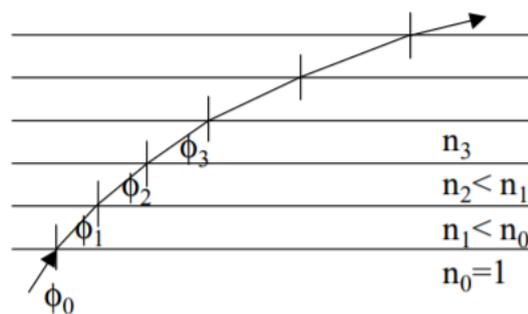


Fig. 2.2 Ley de Snell [2].

$$n_0 \text{sen}(\phi_0) = n_1 \text{sen}(\phi_1) = \dots = n_i \text{sen}(\phi_i) \quad (2.1)$$

La frecuencia máxima a la que se puede trabajar con incidencia oblicua y reflexión ionosférica depende del ángulo de incidencia, el cual llega a su máximo con un ángulo de transmisión en la ionosfera respecto a la tierra igual a  $0^\circ$ . Se sabe que la máxima frecuencia de trabajo corresponde a 30 MHz y corresponde a la capa F2, concretamente alrededor de los 300 km de altura [2]. Por lo tanto, para asegurar que la transmisión por ondas ionosféricas se produzca correctamente hay que trabajar alrededor de pocas decenas de Megahercios (mayormente en banda HF).

La propagación asociada a comunicaciones de radionavegación que trabajan en la banda frecuencial VLF se refleja en la capa D. El rango de longitudes de onda de la banda frecuencial VLF va desde los 10 km hasta los 100 km.

Las señales que se transmiten dentro de las bandas frecuenciales LF y MF pueden ser transmitidas tanto por onda terrestre como por onda ionosférica. Si se hace de forma ionosférica no se pueden transmitir durante el día porque la capa D produce atenuaciones superiores a los 50 dB. En cambio por la noche desaparece la capa D y se reflejan sobre la capa E que permiten a las ondas rebotar a sus objetivos con suficiente potencia para que se realice la comunicación.

### 3. LOCALIZACIÓN DE FUENTES RADIO

El concepto de localización de fuentes radio (en inglés, *radio source finding*) hace referencia a la obtención de una dirección hacia una fuente de radio mediante el sondeo electromagnético del espacio. Por lo tanto, los objetivos del *radio source finding* pueden ser variados; a saber, localizar transmisores de señal radio (conocidos o desconocidos), determinar la localización de fuentes que provocan interferencias, guiar a vehículos aéreos, marinos o terrestres para que no se produzca una colisión; localizar un transmisor no autorizado, etc.

#### 3.1. RADIOGONIOMETRÍA

La radiogoniometría (en inglés, *Radio Direction Finding (DF)*) representa un conjunto de técnicas a partir de las cuales se puede obtener la dirección hacia el emisor de una señal radio recibida. El dispositivo que nos permite llevar a cabo esta acción es el radiogoniómetro (*Radio-Direction Finder (RDF)*). Sólo con una estación de radiogoniometría se puede obtener la dirección hacia el transmisor. Pero si lo que se quiere es obtener la posición concreta, con cierto margen de error, se deben utilizar las medidas de dos o más estaciones de radiogoniometría. Este método se llama triangulación y consiste en buscar el punto donde se produce la intersección de las líneas que se trazan desde el receptor hasta el emisor de la señal radio, para así poder localizarlo. Este tipo de sistemas han sido implementados dentro de los sistemas de radionavegación marina y aérea. En la radionavegación se utilizaban radiobalizas fijas como pueden ser los sistemas de *Non-directional Beacons (NDB)* o radiofaro omnidireccional VHF (VOR).

Los sistemas de radiogoniometría nos permiten trabajar a cualquier tipo de frecuencia. Si trabajamos a baja frecuencia nuestras antenas receptoras tienen un tamaño mayor y la señal puede ser transmitida mucho más allá del horizonte. Este tipo de antenas se suelen aplicar para navegación marina. Por otro lado, si trabajamos a altas frecuencias el tamaño de la antena es menor y normalmente se trabaja con visión directa del objetivo (*Line of sight*). Estas bandas frecuenciales son útiles para las aeronaves que vuelan a centenares de kilómetros sobre la tierra. Las mismas aeronaves ya llevan incorporados sistemas de detección automática (*Automatic Direction Finding (ADF)*).

En general, se puede afirmar que los sistemas de radiogoniometría están compuestos por cuatro componentes generales. El primero es la antena, que se encarga de captar las ondas de radio. El segundo es el sistema receptor que tiene la función de medir la respuesta de la antena. El tercero es el procesador de radiogoniometría encargado de extraer la información obtenida por la antena y medida por el sistema receptor. Esta información puede ser un ángulo de llegada, la amplitud de la señal recibida, una referencia de fase, etc. Y el cuarto es el dispositivo de salida que da visibilidad a la información anterior en una representación conveniente para el usuario.

Para que una estación de radiogoniometría se le pueda dar un buen uso y por lo tanto, que se pueda determinar la dirección hacia el emisor con mayor exactitud tienen que cumplir unos requisitos. La antena debe tener alta precisión para poder localizar con la mayor exactitud posible. La precisión debe oscilar entre  $1^\circ$  y  $3^\circ$  [3]. El receptor debe tener una alta sensibilidad para que así el sistema tenga un mayor alcance y por lo tanto mayor umbral de localización del objetivo. El receptor también debe incorporar técnicas de barrido temporal (mecánico o electrónico) y capacidad de obtener la orientación con una señal corta; es decir, con un pulso. El procesador de radiogoniometría tiene que poder deshacerse de las interferencias multicamino o de polarización cruzada y determinar el ángulo de elevación para ondas cortas en caso de que se capten ondas provenientes de reflexión ionosférica.

Con el objetivo de planificar un sistema de radiogoniometría hay varios puntos clave a tener en cuenta. Lo primero es la zona geográfica y el rango de frecuencias. Estos factores determinan la distancia máxima y mínima que permite recibir la señal de radio y en consecuencia el sistema de radiogoniometría a elegir. Otro punto importante es la ubicación del emisor. Si el emisor tiene un área de trabajo fija, la mejor solución es utilizar una agrupación de antenas porque nos da más precisión. Sin embargo, si el emisor no está situado en una zona delimitada el sistema de radiogoniometría debe ser un sistema portátil. Otro punto clave en la planificación de los sistemas de radiogoniometría es la triangulación porque determinará el número de estaciones y la forma en que están ubicadas.

Estos sistemas supusieron de gran ayuda en el ámbito militar. La capacidad de localizar la posición de un transmisor enemigo era de gran valor. En la Batalla del Atlántico, al inicio de la Segunda Guerra Mundial, gracias a los avances del sistema Huff-Duff (HF-DF) desarrollado por el Reino Unido, los sistemas de defensa británicos hundieron alrededor del 24 por ciento de los submarinos alemanes U-boats.

El HF-DF fue de las primeras implementaciones de este tipo de dispositivos. Primeramente, la radiogoniometría se basaba en sistemas que rotaban mecánicamente con un haz muy directivo. Cuando recibían una señal potente, se sabía que el emisor tenía que estar en esa dirección. Más tarde se llevaron a cabo búsquedas de fuentes mediante rotaciones electrónicas con *phased arrays*, que permiten formar un haz estrecho rápidamente. Con el uso de los *phased arrays* se mejoró la precisión de las medidas obtenidas. También, se

fueron incorporando otras técnicas para determinar la localización del objetivo, basadas en desfases temporales, cambios de fase o bien técnicas Doppler.

### 3.1.1. ANTENAS DE RADIO DIRECTION FINDING

Las antenas de radiogoniometría son antenas receptoras, por tanto no concebidas para comunicaciones bidireccionales. Un requisito indispensable para las antenas con aplicación en la radiogoniometría es que sean antenas directivas. El término directividad se suele asociar, como es habitual, con la ganancia, lo cual supone que el diagrama de radiación de la antenna tendrá un haz principal largo y estrecho. Esto es correcto principalmente en el caso de trabajar a frecuencias superiores a HF. Pero si se trabaja a frecuencias más bajas, las antenas pueden optar también por usar nulos estrechos y profundos. Por lo tanto, se puede distinguir entre antenas de tipo *null-detection* y *peak-detection*.

#### 3.1.1.1. ANTENA YAGI

Esta antena es un tipo especial de agrupación parásito y pertenece al grupo de *peak-detection*. Normalmente se constituyen por un elemento radiante, un reflector y de unos 20 directores. El reflector y los directores son los encargados de producir un haz largo y estrecho. Este tipo de agrupación es un *endfire array*; es decir, el lóbulo principal apunta hacia la dirección de alineamiento de los elementos de la agrupación. La antena Yagi proporciona muy buenas características porque tienen un lóbulo principal muy directivo y una relación delante-detrás superior a los 50 dB.

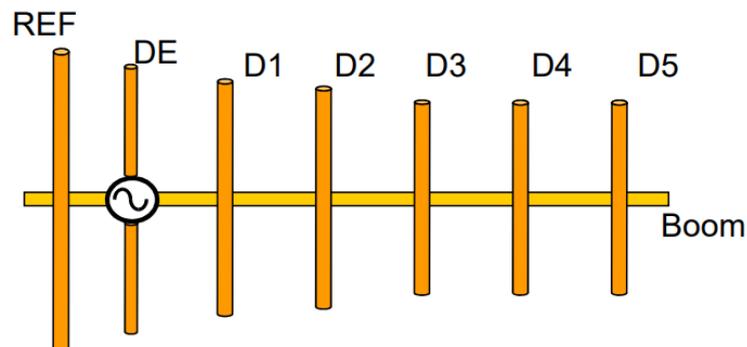


Fig. 3.1 Distribución de elementos de la antena Yagi [4].

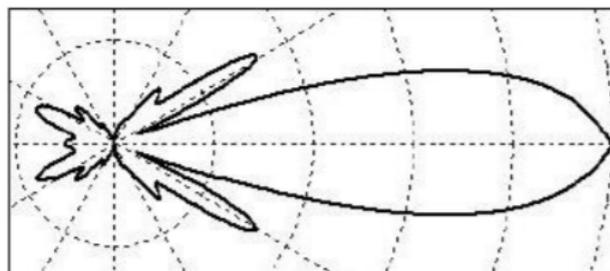


Fig. 3.2 Diagrama de radiación de la antena Yagi [5].

### 3.1.1.2. ANTENA LOG-PERIOD

Esta antena representa otro tipo de agrupación multi-elemento. Es una antena direccional que entra también dentro del grupo *peak-detection*. La forma de trabajo y la manera como se construye es similar a la antena Yagi. Si se cambia la frecuencia de trabajo, se varían los elementos activos de la antena. Existen varios tipos de antenas log-periódicas, como las planas, trapezoidales, en zig-zag, en V, de ranura y dipolares. La más utilizada es la matriz de dipolos logarítmicos, abreviada como LPDA. Tiene una directividad muy elevada y con una relación front to back ratio superior a los 14 dB. El patrón de radiación se mantiene uniforme para una variación de frecuencias en escala de 10:1. Los elementos que irradian son alineados a lo largo de una línea de transmisión central y la distribución de los elementos se hace espaciándolos en función del logaritmo de la frecuencia.

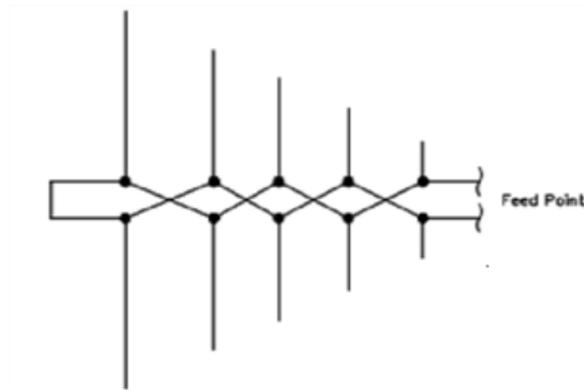


Fig. 3.3 Estructura de antena Log-Period [6].

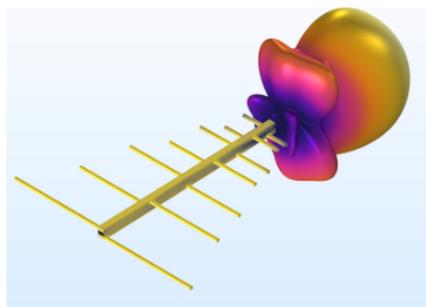


Fig. 3.4 Radiación de antena Log-Period [7].

### 3.1.1.3. ANTENA ESPIRA

Esta antena también se llama antena de cuadro. Se puede encontrar de diversas formas: circular, cuadrada, rombo, etc. Esta antena entra dentro de las antenas *null-detection*. Para poder obtener la mejor medida de orientación se

debe equilibrar electrostáticamente. De lo contrario, muestra dos modos de funcionamiento superpuestos: el primero es el llamado *true loop* donde el diagrama de radiación es en forma de ocho, y el otro es el *antenna effect* donde este ocho se deforma. Este diagrama de radiación en forma de ocho implica una ambigüedad de  $180^\circ$  en la detección de la dirección de la onda incidente. Este tipo de antenas tiene una resistencia de radiación muy baja, cosa que produce una baja sensibilidad en recepción. Una opción para mejorar este tipo de antenas sin variar el diagrama de radiación es la antena solenoidal de núcleo de ferrita.



Fig 3.5 Antena de cuadro.

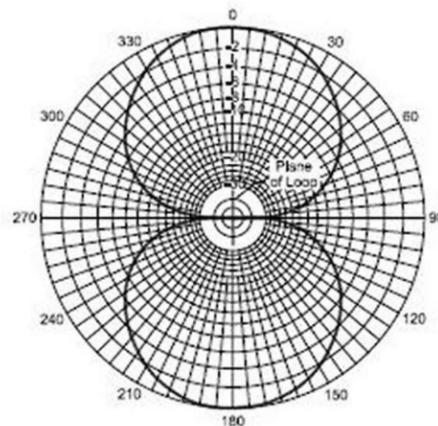


Fig. 3.6 Patrón de radiación de la antena de cuadro [8].

#### 3.1.1.4. ANTENA SOLENOIDAL CON NÚCLEO DE FERRITA

Este tipo de antenas (también llamadas *loop-stick* en inglés) mejoran las prestaciones de las antenas de cuadro, con las cuales comparte el principio de funcionamiento. La antena *loop-stick* está formada por barras de núcleo de ferrita envuelta de cable bobinado a su alrededor. Proporciona una alta inductancia, lo cual permite reducir el tamaño de la antena de cuadro y a la vez aumentar su sensibilidad. Las antenas de núcleo de ferrita y las de cuadro comparten diagrama de radiación. Al igual que las antenas de cuadro, las antenas *loop-stick* son sensibles al campo magnético de las ondas radio. El voltaje que se entrega a la espira es proporcional al flujo magnético que

atraviesa la bobina y al número de vueltas de la bobina. Así pues, las antenas *loop-stick* en emisión mejoran la resistencia de radiación respecto la espira sola; asimismo, por reciprocidad, en recepción, las antenas *loop-stick* mejoran el área efectiva y la sensibilidad.

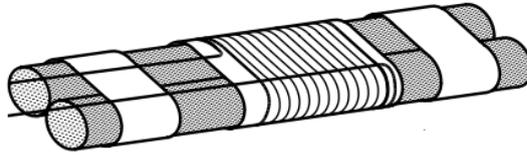


Fig. 3.7 Antena formada por núcleo de ferrita [9].

### 3.1.1.5. ANTENAS SENSOR

Este tipo de antena, llamada en inglés *sense antenna* o *sensitive antenna*, es esencial para quitar la ambigüedad de  $180^\circ$  que forman algunas antenas de cuadro o cuadro cruzado, entre otras. De esta forma obtendremos un solo nulo. El mecanismo consiste en detectar la fase del frente de onda de la señal para compararla con la fase de la señal de salida de la espira. De esta forma nos indica la dirección verdadera hacia el objetivo. Las antenas que más se utilizan para eliminar la ambigüedad son el dipolo y el monopolo. Lo que hace que estas antenas nos sean tan útiles para eliminar la ambigüedad es que nos permiten trabajar en polarización vertical y tienen una radiación omnidireccional. Cuando la antena con ambigüedad y el elemento sensor se combinan desfasados  $90^\circ$  se obtiene una forma de cardioide y pasamos de tener dos nulos a tan solo uno.



Fig. 3.8 Dipolo.

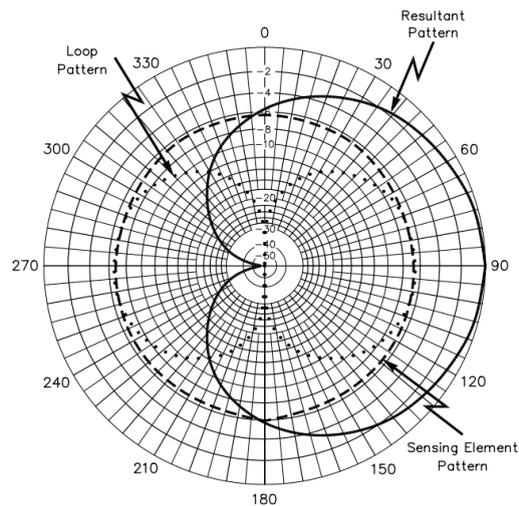


Fig. 3.9 Patrón de radiación resultante entre antena sensor y antena con ambigüedad [9].

### 3.1.1.6. PHASED ARRAYS

Este tipo de agrupaciones se pueden dividir en dos grandes grupos: *endfire* y *broadside*. Los elementos de agrupaciones *broadside* están espaciados por igual, tienen la misma fase y la dirección de radiación es perpendicular al eje de la agrupación. Por otro lado, los elementos de la agrupación *endfire* están espaciados por igual pero tienen un desfase de  $180^\circ$  entre elementos consecutivos y la dirección de radiación es en la dirección del eje de la agrupación. Los *phased arrays* se caracterizan por ser muy directivos. Dependiendo de la frecuencia de trabajo podrían ser tanto *null-detection* como *peak-detection*. Así pues, mientras a bajas frecuencias utilizan un nulo para detectar el objetivo, a altas frecuencias utilizan el lóbulo principal. La antena más utilizada para este tipo de aplicaciones y con estas características es la agrupación Adcock.

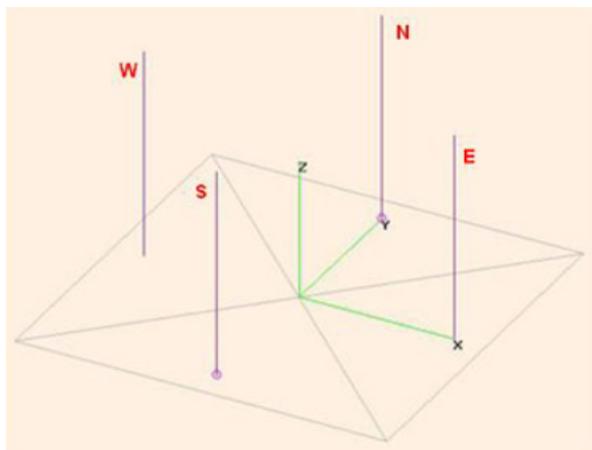


Fig. 3.10 Adcock array [10].

## 3.1.2 TIPOS DE ESTRATEGIA DE DETECCIÓN

### 3.1.2.1 RADIOGONIOMETRÍA MANUAL

La radiogoniometría manual es la estrategia más sencilla de detección. El radiogoniómetro está formado por una antena, un receptor y un dispositivo de salida. La mayoría de diseños ya integran estos tres componentes en un único dispositivo portátil. La forma de evaluar de donde nos procede la señal es a través de testeo repetido del voltaje recibido en diversas direcciones con el fin de dar con la dirección apropiada. La dirección de la radio-fuente se puede asociar al máximo de voltaje detectado (*peak-detection*) o al nulo de detección (*null-detection*). El uso de un método u otro depende de la antena que se utilice. Se rota la antena receptora hasta que se encamina hacia la dirección de potencia idónea (máxima o mínima) de señal recibida.

La tipología de antenas utilizadas es diversa (de espira, una Yagi o una Log-Periódica) y depende de la frecuencia de trabajo. Las antenas Yagi y Log-Period se usan más a altas frecuencias y se suelen fabricar a partir de dos o tres elementos hechos de cinta de acero flexible. Para obtener la dirección en este caso se utiliza el lóbulo principal (*peak-detection*). Por otro lado, a más bajas frecuencias, donde aparece la dificultad de obtener diagramas de radiación directivos, se tiende a utilizar antenas de espira o de barra de ferrita. Como estas antenas tienen una ambigüedad de  $180^\circ$  se suele incorporar un segundo elemento, una antena sensor, para de esta forma trabajar con un diagrama de radiación equivalente a una cardioide y con ese único nulo se consigue obtener la orientación (*null-detection*).



Fig. 3.11 Equipo amateur de radiogoniometría [11].

Este método tiene diversas ventajas. Una de ellas es que es muy económico porque tiene un bajo coste comprarlo y mantenerlo. Y también que las antenas que se utilizan tienen una alta sensibilidad, son muy directivas y se les puede dar otro uso a parte de la radiogoniometría. Sin embargo, la radiogoniometría manual resulta poco apropiada para el seguimiento de radio-fuentes interferentes móviles, como por ejemplo los *jammers*. Son más bien adecuados

para la localización de estaciones emisoras fijas y conocidas, como por ejemplo las radiobalizas marinas.

### **3.1.2.2 RADIOGONOMETRÍA AUTOMÁTICA**

#### **3.1.2.2.1 GONIÓMETRO BELLINI-TOSI**

El método goniómetro Bellini-Tosi fue inventado en 1907 por Ettore Bellini y Alessandro Tosi. Este método utiliza una antena que consta de dos espiras cruzadas perpendiculares. Estas espiras se cruzan en el centro en ángulo recto, apuntando hacia los puntos cardinales. Además, se incluye una tercera antena sensor para eliminar la ambigüedad de  $180^\circ$  en la dirección de incidencia de la onda detectada. El conjunto formado por las espiras cruzadas y el dipolo da un diagrama de radiación resultante que equivale a una cardioide y por lo tanto sólo habrá un nulo de detección. En este tipo de antenas podemos encontrar errores de polarización. Este error es inducido por las componentes horizontales, ya que éstas se ven afectadas por las ondas celestes (*sky-waves*). Otro error que se puede encontrar en las espiras cruzadas es que no sean exactamente perpendiculares.

La forma de determinar la dirección de la señal de origen es con el ángulo de llegada (en inglés; *angle of arrival*). Mientras esta señal produce una tensión inducida en el eje Norte-Sur (NS) que corresponde a un coseno, en el eje Este-Oeste (EO) se corresponde con un seno. A partir de la tensión inducida en las espiras y mediante un goniómetro, el receptor es capaz de obtener la dirección de llegada sin necesidad de rotar físicamente la antena.

El goniómetro consta de dos bobinas cruzadas fijas situadas siguiendo la orientación de las espiras (ver Fig. 3.12). Además, dispone de una tercera espira móvil que gira en función del campo magnético producido por las corrientes que circulan por las otras dos (fuerza de Lorentz). Así, la amplitud del campo magnético resulta proporcional a las tensiones inducidas por las antenas. Significa que el campo magnético de la espira Norte-Sur es proporcional al coseno del ángulo de llegada y el de la espira Este-Oeste, al seno. El goniómetro se ve afectado por el campo magnético, y produce una rotación de la bobina interior. Al rotar la bobina interior del goniómetro se produce una variación en el acoplamiento de las bobinas cruzadas fijas porque mientras en una se magnifica el acoplamiento en la otra disminuye. La fase y la amplitud de la señal acoplada se modifican, y produce una rotación del diagrama de radiación. La ventaja es que esta rotación puede ser calibrada, y la antena puede ser orientada hacia la fuente de la señal.

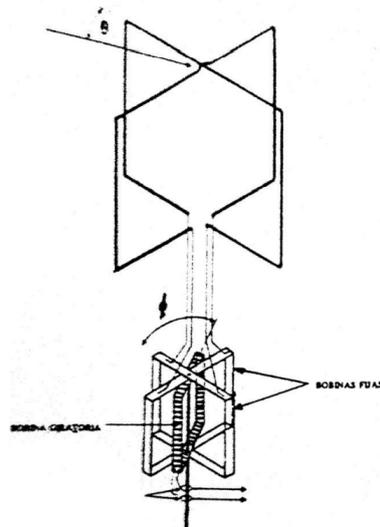


Fig. 3.12 Antena de cuadro cruzado con goniómetro [12].

### 3.1.2.2 WATSON-WATT

El método Watson-Watt fue implementado por Robert Watson-Watt en 1926. En inglés es llamado *High Frequency Direction Finding* (HF/DF) o también conocido comúnmente como *Huff-Duff*. Como en el método Bellini-Tosi también utiliza una antena formada por dos espiras cruzadas perpendiculares. Sin embargo, en vez de usar un goniómetro utiliza un tubo de rayos catódicos para visualizar gráficamente la dirección de la onda incidente. Este instrumento está conectado a las espiras cruzadas y muestra las tensiones inducidas por las antenas de forma instantánea. De este modo se observa el ángulo de llegada de la señal.

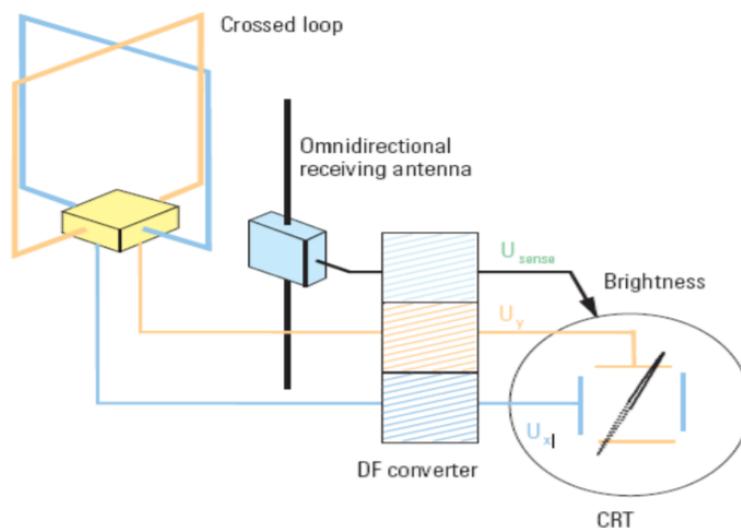


Fig. 3.13 Antena de cuadro con tubo de rayos catódicos [3].

Este sistema tiene las ventajas de ser muy simple de implementar y de ocupar poco espacio. Además, con una señal pulsada, de duración corta, puede determinar la orientación. En cambio nos induce a interferencias por propagación multicamino debido a la pequeña apertura de las espiras receptoras. El hecho de tener una pequeña apertura de antena produce que el sistema trabaje con un ancho de banda espacial superior y se detecten las señales procedentes de ecos de propagación multi-camino, que normalmente llegan con menor intensidad y a mayores frecuencias especiales que la señal de interés. Esto provoca errores en la determinación de la dirección de llegada de la onda incidente. Además, el uso de espiras también permite detectar ondas con polarización horizontal, con poca importancia en las ondas de superficie de interés, pero sí determinantes en las ondas celestes. Este tipo de ondas resultan de poco interés en la mayoría de sistemas de radiogoniometría porque no indican de manera directa la dirección de la radio-fuente.

### **3.1.2.2.3 AGRUPACIÓN ADCOCK**

Frank Adcock fue un ingeniero inglés que patentó una agrupación formada por cuatro dipolos o cuatro monopolos situados de forma ortogonal entre sí. De esta forma se consiguió eliminar los errores de polarización que tenían los métodos de Bellini-Tosi y Watson-Watt. Tiene sentido porque este tipo de antenas a menudo trabajan a frecuencias medias y bajas, con lo cual capturaban normalmente ondas terrestres (en inglés, *ground-waves*), con polarización vertical. Así pues, mediante el diseño con cuatro dipolos situado haciendo referencia los puntos cardinales en Fig. 3.14, se ignoran las componentes horizontales del campo eléctrico recibido, lo cual evita la recepción de ondas celestes (en inglés, *sky-waves*). Además, el uso de aperturas más anchas permite reducir los errores asociados a la propagación multicamino. El sistema tenía un diagrama de radiación formado por dos lóbulos que se hacía rotar para obtener la orientación hacia el objetivo. Este sistema presentaba los inconvenientes de tener que rotarse físicamente y tener una ambigüedad de 180°. Robert Watson-Watt propuso incorporar a esta patente un quinto elemento que resolviera la ambigüedad (dipolo sensor) y el empleo de un osciloscopio de rayos catódicos para evitar la rotación física. La antena que nos queda después de estas modificaciones es la agrupación Adcock.

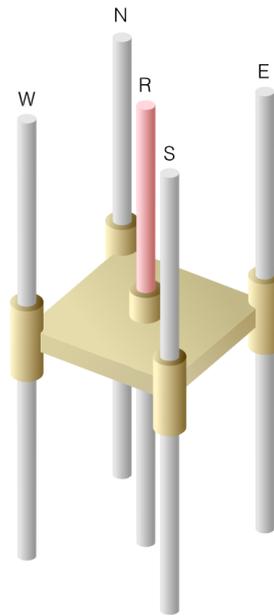


Fig. 3.14 Agrupación Adcock [13].

Una vez distribuidos los dipolos haciendo referencia a los puntos cardinales se supone que llega una señal de interés con un ángulo de llegada ( $\varphi$ ) respecto al centro de referencia. La señal llegará con el mismo ángulo a todos los dipolos pero no en el mismo instante porque están en posiciones diferentes. Por tanto, a cada dipolo de la agrupación llegará la señal de interés con un desfase. El punto central entre los 4 dipolos será un punto de referencia. Todos los dipolos están situados a una distancia  $R$  del punto de referencia. En la Fig. 3.14 se muestra la distribución física de la agrupación Adcock mediante dipolos. Los desarrollos matemáticos de a continuación son igualmente válidos con el uso de dipolos o de monopolos. De hecho, a menudo, las agrupaciones Adcock están sujetas a plataformas que hacen de plano de masa, por lo cual las estructuras se comportan como monopolos (ver Fig. 3.15).

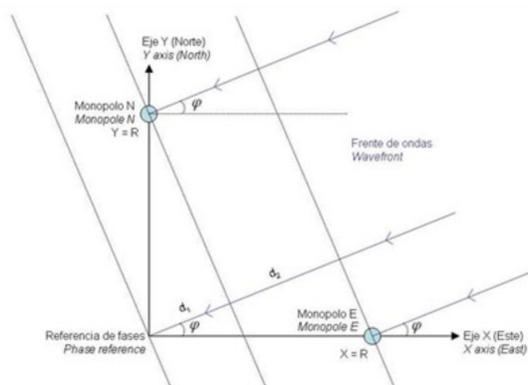


Fig. 3.15 TDOA en antena Adcock [10].

Como se muestra en la Fig. 3.15 la señal que llega al dipolo N recorre una distancia menor, acortándose una distancia  $d_1$  respecto al punto de referencia. Igualmente, la señal que llega al dipolo E recorre una distancia todavía menor, acortándose una distancia  $d_1 + d_2$  respecto al mismo punto de referencia. A la vista de la Fig. 3.15, y aplicando trigonometría, se determina que la distancia  $d_1 + d_2$  corresponde con:

$$\cos(\varphi) = \frac{d_1 + d_2}{R} \quad (4.1)$$

$$\cos(\varphi)R = d_1 + d_2 \quad (4.2)$$

Análogamente, la distancia  $d_1$  da lugar a:

$$\cos(90 - \varphi) = \frac{d_1}{R} \quad (4.3)$$

$$\cos(90 - \varphi)R = d_1 = \sin(\varphi)R \quad (4.4)$$

Teniendo en cuenta que el sistema es simétrico y que todos los dipolos (monopolos) comparten la misma distancia con el centro de referencia, el dipolo S tendrá el mismo desfase que el N pero en signo negativo y al dipolo O le ocurrirá lo mismo pero con el dipolo E. Por lo tanto, se afirma que el voltaje inducido en cada dipolo de la agrupación es:

$$\begin{aligned} r_N(t) &= m(t)e^{jkR\sin(\varphi)} \\ r_S(t) &= m(t)e^{-jkR\sin(\varphi)} \\ r_E(t) &= m(t)e^{jkR\cos(\varphi)} \\ r_O(t) &= m(t)e^{-jkR\cos(\varphi)} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Donde el valor  $m(t)$  hace referencia a la señal modulada incidente y  $k$  representa el número de onda. La agrupación Adcock trabaja de forma que para determinar el ángulo  $\varphi$  efectúa la diferencia de voltajes incidentes entre los dipolos opuestos y enfrentados respecto al centro de referencia.

$$\begin{aligned} r_N(t) - r_S(t) &= m(t)(e^{jkR\text{sen}(\varphi)} - e^{-jkR\text{sen}(\varphi)}) \\ r_E(t) - r_O(t) &= m(t)(e^{jkR\text{cos}(\varphi)} - e^{-jkR\text{cos}(\varphi)}) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Se simplifican las anteriores ecuaciones utilizando las siguientes propiedades trigonométricas del coseno y el seno:

$$\text{sen}(\varphi) = \frac{e^{j\varphi} - e^{-j\varphi}}{2j} \quad (4.7)$$

$$\text{cos}(\varphi) = \frac{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}{2} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} r_N(t) - r_S(t) &= m(t)2j\text{sen}[kR\text{sen}(\varphi)] \\ r_E(t) - r_O(t) &= m(t)2j\text{sen}[kR\text{cos}(\varphi)] \end{aligned} \quad (4.9)$$

Suponiendo que el valor de R es muy pequeño en el rango de frecuencias de trabajo ( $\lambda \gg R$ ), las expresiones anteriores se simplifican de manera que:

$$\begin{aligned} r_N(t) - r_S(t) &\approx m(t)2jkR\text{sen}(\varphi) \\ r_E(t) - r_O(t) &\approx m(t)2jkR\text{cos}(\varphi) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Finalmente se obtiene al ángulo de llegada ( $\varphi$ ) haciendo el arcotangente del cociente de los valores previos.

$$\arctan\left[\frac{r_N(t) - r_S(t)}{r_E(t) - r_O(t)}\right] = \arctan\left[\frac{m(t)2jkR\text{sen}(\varphi)}{m(t)2jkR\text{cos}(\varphi)}\right] = \arctan\left[\frac{\text{sen}(\varphi)}{\text{cos}(\varphi)}\right] = \arctan[\tan(\varphi)] = \varphi \quad (4.11)$$

En la anterior expresión es implícita la ambigüedad de fase del sistema ya que siendo el rango de valores posibles del ángulo de incidencia  $\varphi$  entre 0 y  $2\pi$ , se cumple que  $\tan(\varphi) = \tan(\varphi + \pi)$ . Por tanto, en este rango de ángulos siempre aparecen un par de ángulos con la misma tangente para una incidencia dada. De ahí el uso de la antena sensor para deshacer la ambigüedad.

La señal de la antena sensor tiene que estar desfasada  $90^\circ$  para que en el tubo de rayos catódicos elimine la ambigüedad. Con el desfase de  $90^\circ$  se consigue que la señal de la antena sensor y la señal producida por la diferencia de voltajes entre los dipolos norte y sur o la señal diferencia producida entre este y

oeste tengan el mismo paso por cero. Si la señal incidente proviene de las direcciones NE o NO el voltaje tendrá una tensión positiva. En el caso de que la señal incidente provenga de SE o SO tendrá una tensión negativa. A partir de esto el tubo de rayos catódicos es capaz de dibujar el ángulo de incidencia sin ambigüedad al ser controlado por los intervalos de voltaje positivo inducidos en la antena sensor [9].

#### 3.1.2.2.4 DOPPLER

El sistema Doppler mide la variación de la frecuencia recibida por la antena a causa de la velocidad relativa de la fuente emisora con respecto al receptor. El sistema consta de una antena omnidireccional que se hace girar en círculo en el plano horizontal a una velocidad constante. A lo largo de este movimiento circular si la antena se acerca a la fuente de la señal, la frecuencia aparente aumenta. De lo contrario, si la antena se aleja de la fuente, la frecuencia aparente disminuye. Así, conociendo la posición y la variación de la frecuencia es fácil saber el rumbo del objetivo. Con la finalidad de eliminar la rotación de la antena se implementó el Pseudo-Doppler. Habitualmente se utilizan agrupaciones de entre cuatro y ocho antenas distribuidas de forma circular, estas antenas hacen un muestreo electrónico para evitar tener una rotación física.

Es un sistema de bajo coste y no se ve normalmente afectado por polarización horizontal, aunque presenta inconvenientes. Por ejemplo, no puede trabajar con señales múltiples y necesita una señal que oscile en régimen permanente; es decir, no le sirve con una señal pulsada para obtener la orientación. Las antenas que utilizan el sistema Doppler tienen normalmente una baja sensibilidad debido a que suelen ser antenas omnidireccionales.



Fig. 3.16 Equipo Doppler [3].

### 3.1.2.2.5 SEGUIMIENTO

El Radar de seguimiento (en inglés, *track Radar*) se basa en controlar la ubicación del objetivo a medida que se va desplazando. Es habitual utilizar dos (o más) haces directivos ligeramente desviados respecto la dirección de apuntamiento media y monitorizar la diferencia de señal recibida a través de ambas antenas. Mediante un sistema de procesado con retroalimentación negativa se puede seguir el desplazamiento del objetivo en tiempo real de manera que se intente minimizar la diferencia de señal recibida a través de los dos haces redirigiendo las direcciones de apuntamiento de ambas antenas a través de un servo-sistema rotor. Esta técnica, ideada inicialmente para sistemas Radar, también tiene su equivalente en radiogoniometría. Los sistemas Radar localizan (y siguen) en el espacio objetos pasivos, lo cual asume que la estación Radar debe ser a la vez transmisora y receptora. En cambio, los sistemas de radiogoniometría son pasivos y se centran exclusivamente en la localización de radio-fuentes. Por tanto, un sistema de radiogoniometría puede ser implementado a partir de la etapa de recepción de un sistema de seguimiento Radar. Así pues, mientras en los sistemas Radar son bidireccionales, los sistemas de radiogoniometría las antenas son sólo receptoras.

La estrategia habitual de Radar de seguimiento hoy día es el monopolso [14], a través del cual en Radar pulsado permite obtener la ubicación del objetivo mediante el envío (y recepción) de un solo pulso. Esto es posible porque emite un solo pulso a través de dos haces (o más) ligeramente desviados respecto a la dirección central de apuntamiento. Existen versiones más antiguas que hacían el promediado a través de una conmutación temporal entre ambos haces. Todos estos sistemas asumen una detección de nulo para apuntar correctamente al objetivo.

Es posible encontrar dos configuraciones del sistema monopolso: el monopolso de amplitud y el monopolso de fase. El monopolso de amplitud genera los dos haces en el mismo punto central pero los haces tienen una orientación ligeramente desviada (ver Fig. 3.17). La entrada de diferencia de las señales recibidas por ambas antenas da un error de tensiones que es proporcional a la desviación del ángulo respecto al punto de mira. Se puede afirmar que si la señal viene por la bisectriz de los dos lóbulos el valor del canal de diferencia va a ser cero. Sin embargo, dependiendo del signo del canal de diferencia se puede saber de dónde viene la señal y con el valor de este error se puede reorientar al objetivo.

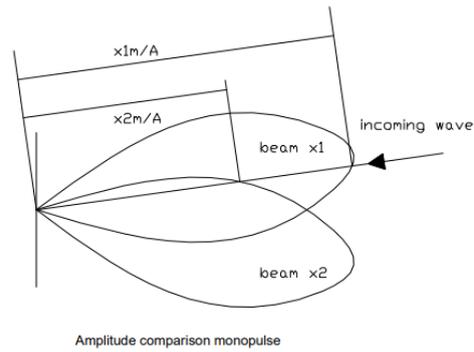


Fig. 3.17 Monopulso de amplitud [15].

El monopulso de fase tiene una distribución diferente de los lóbulos. Éstos se sitúan en paralelo y se ubican en forma de agrupación de dos elementos con una cierta separación (ver Fig. 3.18). En buena lógica, si la señal viene de la dirección de apuntamiento (en inglés, *boresight*) la diferencia de fase es cero. En cualquier otro caso, la diferencia de fase en recepción va a ser diferente a cero.

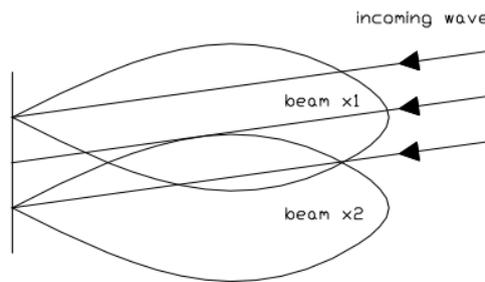


Fig. 3.18 Monopulso de fase [15].

El sistema de radiogoniometría Adcock, de hecho, se basa en la confrontación de dos pares de haces en dos direcciones (Norte-Sur o Este-Oeste) siguiendo el esquema del sistema monopulso de fase; esto permite la detección automática de la dirección donde se encuentra la fuente (si la radio-fuente es estática). Sería posible también el uso de una agrupación como la Adcock pero solamente con dos antenas enfrentadas. Esta configuración no permitiría el apuntamiento automático aun siendo la fuente estática y cabría utilizar un sistema mecánico servo-rotor para girar el eje de alineamiento de las antenas y así conocer la dirección de la fuente.

### 3.1.3 APLICACIONES

#### 3.1.3.1 DETECCIÓN DE JAMMING

Los sistemas de radiogoniometría suponen de gran ayuda para detectar *jammers*. El *jamming* son señales de radiofrecuencia que se envían al radar con la intención de interferir en su funcionamiento habitual saturando el receptor con ruido o aportando información falsa. Se distinguen en dos tipos de jamming, el mecánico y el electrónico.

El *jamming* mecánico consiste en reflejar las señales de radio para confundir con estas señales falsas al operador del radar. Este tipo de *jamming* incluye estos dispositivos:

- El *chaff* o reflectores antirradar es un conjunto de tiras metálicas de diferentes longitudes, variando según la frecuencia de trabajo. Estos reflectores crean una área de falsos retornos dificultando que un contacto real sea fácil de detectar. Con los avances tecnológicos se pasaron a construir con fibra de vidrio de distintas longitudes recubiertas de aluminio. De esta forma se consiguió reducir su peso. La ventaja que tienen este tipo de jamming mecánicos es que producen una nube de interferencias densa y duradera, pero solo es eficaz dentro de la célula de alcance que produce. Este tipo de jamming causa mayor afectación a objetivos lentos como barcos que objetivos muy veloces como aeronaves. Esta nube o señuelo debe tener una sección transversal de radar mayor que el objetivo para que el radar pueda rastrearlo.



Fig. 3.19 Chaff [16].

- Los reflectores de esquina tienen la misma funcionalidad que el chaff pero físicamente son totalmente distintos. Consiste en objetos con muchos lados que irradian la señal radio del radar hacia la misma fuente.

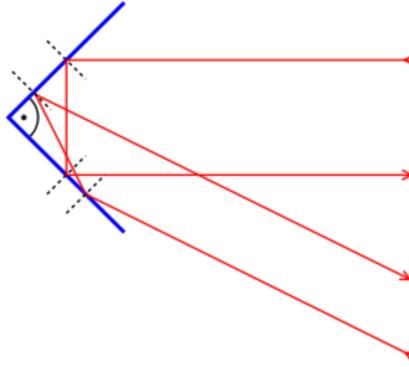


Fig. 3.20 Reflectores de esquina [17].

Por otro lado, el *jamming* electrónico envía señales radio adicionales hacia los receptores enemigos dificultando así que se pueda detectar el objetivo. Podemos distinguir dos tipos de *jamming* electrónico, el de ruido y el de repetición. Los tipos más comunes de *jamming* electrónico de ruido son:

- El ruido o *jamming* puntual se produce cuando una fuente interferente centra toda su potencia en una sola frecuencia. El problema de trabajar a una única frecuencia es que puede contrarrestarse fácilmente con un cambio de frecuencia o bien con el cambio de la frecuencia de repetición de pulsos (PRF) con el fin de que el interferente deje de emitir a esa frecuencia o en esos instantes.
- El *jamming* de barrido frecuencial es una modificación del *jamming* puntual, consiste en que toda la potencia interferente se vaya desplazando de una frecuencia a otra. Este método tiene la mejora respecto al otro de poder interferir múltiples frecuencias en una ventana temporal rápida. Pero por contrapartida no puede afectar a todas al mismo tiempo y por tanto pierde eficacia.
- El *jamming* de barrera es una modificación de la interferencia de barrido donde el interferente cambia tan rápido de frecuencias que parece ser un radiador constante en todo el ancho de banda de trabajo del radar. Tiene la gran ventaja de producir interferencias a múltiples frecuencias simultáneamente. El problema que tiene este método es que la potencia se tiene que distribuir entre todas las frecuencias de uso. Por lo que la interferencia es limitada según el número de frecuencias que se quiera cubrir.

Una vez descritos los tipos de *jammers* más habituales, se debe saber cómo combatirlos para evitar que produzcan interferencias en las estaciones Radar. Habitualmente se utilizan *phased arrays* para obtener el *angle-of-arrival* (AOA) de una fuente de señal emitida por el *jammer*. Entonces con la medición de diferentes estaciones de radiogoniometría utilizando la triangulación se puede localizar dónde se sitúa el emisor del *jamming*. Otro método que se puede

utilizar es la diferencia de *time differential of arrival* (TDOA). La señal recibida por dos estaciones situadas en diferentes localizaciones llegará con un pico temporal distinto. Tanto la obtención del *angle-of-arrival* como *time differential of arrival* son técnicas radiogoniométricas para obtener la ubicación de una fuente *jammer*.

### 3.1.3.2 RADIONAVEGACIÓN MARINA

El primer método usado para la radiolocalización marina fueron las radiobalizas circulares o también llamadas radiobalizas *Non-directional Beacons* (NDB) y fueron desarrolladas sobre los años 20. Estos sistemas permiten que la señal llegue a una gran distancia siguiendo la curvatura de la Tierra, ya que utilizan la propagación por onda guiada Tierra-Ionosfera. Las ondas superficiales trabajan en el rango de 30 kHz a 30 MHz. Este tipo de propagación ofrece la ventaja de transmitir la señal a largas distancias pero a baja altura.

Se incorporaron en los barcos radiogoniómetros que median la señal omnidireccional proveniente de las radiobalizas. Éstas se solían instalar al lado de los faros. Las radiobalizas emiten una señal radio con el objetivo de orientar al receptor sobre dónde se encuentran las balizas. También radian la identificación de la radiobaliza en cuestión. Para ello las balizas transmitían una señal continua o una señal periódica y los barcos debían incorporar una antena direccional. Combinando la orientación obtenida de dos o más radiobalizas se podía situar al objetivo. Para poder facilitar la localización del objetivo, las balizas se situaban en cadena. La precisión con la que se determinaba la localización del objetivo depende la precisión del haz del radiogoniómetro, de la medición del ángulo de llegada y de la distancia entre los barcos y las radiobalizas. En condiciones óptimas el ángulo de llegada se debía determinar con una precisión no menor a  $2^\circ$  [18].

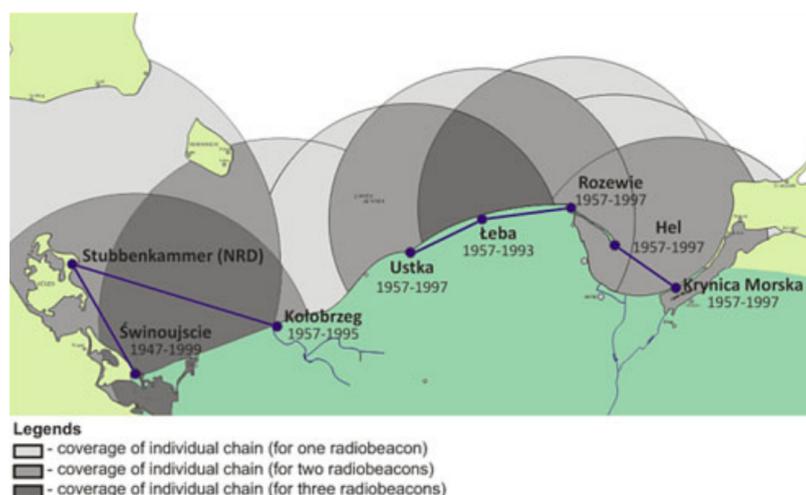


Fig. 3.21 Ejemplo de sistema NDB [18].

Otro sistema común es el VOR (rango omnidireccional VHF). Este tipo de radiofaro está diseñado para las aeronaves y para un corto alcance. Normalmente, este sistema permite a la aeronave saber dónde se encuentra y trazar la trayectoria que debe seguir. Este sistema también se apoya en una red de radiobalizas. Como su nombre indica, este tipo de baliza funciona en VHF. Utiliza un *phased array* para enviar una señal altamente direccional. Esta señal gira en dirección horizontal. También se emite una radiación omnidireccional cuando la señal giratoria cruza el eje norte. Entonces, la diferencia de fase entre la señal omnidireccional y la señal giratoria determina la localización del avión.

## 3.2 UBICACIÓN DE FUENTES RADIOELÉCTRICAS

El concepto de *radio-source location* consiste en poder ubicar en el espacio un objetivo mediante las ondas de radio. Para llevar a cabo la localización habitualmente se necesita más de una estación de radiogoniometría, excepto en algún caso puntual. Hay dos metodologías para hacerlo. Una parte del ángulo de llegada a las estaciones de radiogoniometría y la otra de la diferencia temporal de la llegada de la señal en diferentes antenas.

### 3.2.1 TRIANGULACIÓN

Esta técnica es un método topográfico que mide los ángulos formados por tres puntos. Con el uso de la trigonometría y sabiendo la distancia entre dos de las estaciones (*baseline*) se pueden calcular las distancias entre las demás. Se tiene que tener en cuenta la forma del triángulo ya que si se forman ángulos muy agudos las medidas son más imprecisas. Este esquema resulta imprescindible dentro del ámbito de la radiogoniometría porque permite ubicar el emisor de una señal radio. Se destacan dos tipos de triangulación: la vertical o ionosférica y la horizontal o en azimut [19].

La triangulación horizontal o azimutal trabaja con dos o más estaciones. Cada estación obtiene la dirección hacia el objetivo y de la intersección de las líneas de orientación de cada estación se ubica el emisor de la señal radio. Las estaciones radiogoniométricas trabajan normalmente con ondas terrestres (*ground waves*). De ahí la denominación de triangulación horizontal. En teoría, este tipo de sistemas podrían trabajar con sólo dos receptores en condiciones óptimas. Ahora bien, en la práctica, para obtener un resultado más preciso y para proporcionar robustez al sistema en caso que alguna estación dejará de funcionar o no recibiera señal, se utilizan como mínimo tres estaciones. Como se ve en la Fig. 3.18, cuando se habla de localizar un objetivo no es posible proporcionar coordenadas exactas, pero sí un área donde se puede situar. Cuanto más precisos sean los radiogoniómetros utilizados, más restringida será el área donde ubicar el objetivo [19].

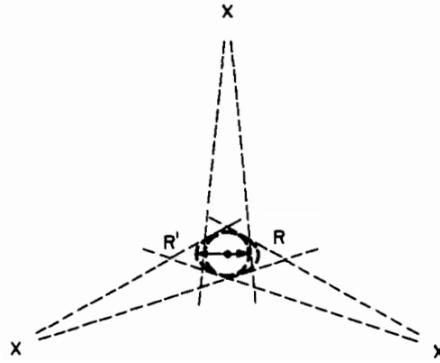


Fig. 3.22 Triangularización horizontal [19].

Un factor que también se debe tener en cuenta es la distribución de las estaciones de radiogoniometría. La distribución dependerá del área de cobertura desde donde podamos captar la señal del emisor y entonces determinemos la dirección con precisión. La distribución óptima se realiza situando las estaciones de radiogoniometría de forma uniforme alrededor del transmisor. Hay que tener en cuenta que si dos estaciones se sitúan muy cerca, el ángulo que forman respecto al emisor es muy agudo e induce a error. Normalmente esta distribución uniforme es difícil de conseguir por las características geográficas y por la correcta comunicación entre las diferentes estaciones de radiogoniometría.

La triangulación vertical o ionosférica permite ubicar el objetivo mediante una sola estación (de ahí la denominación en inglés *Single Station Location*). La triangulación vertical está pensada para ubicar transmisores cuya señal transmitida llega a la estación mediante una reflexión ionosférica. Para poder determinar el ángulo de elevación con el que llega la señal a la tierra se debe saber previamente la altura de la ionosfera (ver Fig. 3.19) [19].

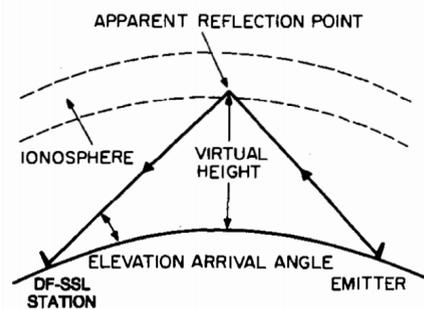


Fig. 3.23 Triangularción vertical [19].

Para saber la dirección de donde se sitúa el emisor, se utiliza la medida en acimut. Para saber a qué distancia se encuentra, se utiliza el ángulo de elevación juntamente con la altura de la ionosfera. La altura de la ionosfera es cambiante dependiendo de la hora del día o de la estación del año. Se pueden

obtener medidas estimadas de la altura de la ionosfera con una ionosonda. También mediante los ionogramas se relaciona la altura con la frecuencia de trabajo. Así pues, aquí aparecen dos errores de medición. El primero es el mismo que en la triangulación horizontal, la precisión con la que se determina la dirección del objetivo. El otro error depende del ángulo de elevación y del cálculo previo de la altura de la ionosfera.

Si el objetivo es determinar la localización de una fuente emisora de onda terrestre, la mejor opción sería un sistema de triangulación horizontal. En cambio, si las ondas son celestes el mejor sistema es el de la triangulación vertical. Ambos sistemas nos ofrecen ventajas respecto al otro. La triangulación horizontal tiene una mayor precisión. Sin embargo, la triangulación vertical tiene una mayor velocidad de detección porque no tienen que comunicarse con otras estaciones para determinar la localización. Ambos métodos presentan errores en la medida de la dirección. Pero la triangulación vertical también tiene errores en las medidas del ángulo de elevación en la recepción y el cálculo de qué altura tiene la ionosfera.

### 3.2.2 TIME-DIFFERENCE OF ARRIVAL: TDOA

Este es otro método de *radio source location* basado en técnicas de alcance. *Time of Arrival* es el sistema más sencillo y usado de técnicas de alcance, como por ejemplo en el GPS. Este método se basa en el conocimiento del momento exacto en el que un señal ha sido enviada por el objetivo, el momento exacto en el que llega al punto de referencia y la velocidad a la que se transmite, habitualmente la velocidad de la luz [20]. Con estos tres parámetros es fácil saber a qué distancia se encuentra del punto de referencia.

$$d = c * (t_{arrival} - t_{sent}) \quad (4.12)$$

Utilizando dos o tres puntos de referencia y utilizando el mismo procedimiento es posible localizar el objetivo calculando la intersección.

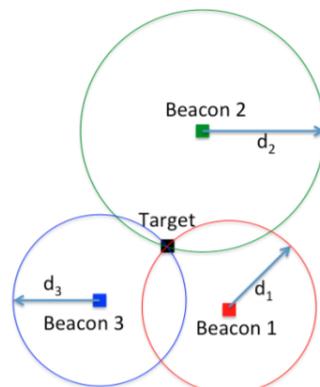


Fig. 3.24 TOA: Time of Arrival [20].

El *Time-Differential of Arrival* es el segundo método más usado dentro de las técnicas de alcance y nos da mayor versatilidad que el TOA porque no requiere el instante en que es enviado la señal. Solamente necesita el instante en el que llega y la velocidad a la que se transmite. La diferencia de tiempo con la que llega la señal a los dos puntos de referencia nos permite calcular las distancias del objetivo hasta los dos puntos de referencia.

$$\Delta d = c * (\Delta t) \tag{4.13}$$

Para poder llevar esta ecuación a dos dimensiones se utiliza la siguiente expresión:

$$\Delta d = \frac{\sqrt{(x_2 - x)^2 - (y_2 - y)^2} - \sqrt{(x_1 - x)^2 - (y_1 - y)^2}}{\tag{4.14}$$

Donde los puntos  $(x_1, x_2)$  y  $(y_1, y_2)$  son los puntos de referencia de las dos radiobalizas. Utilizando la regresión no lineal se convierte esta ecuación en forma de hipérbolas. Una vez se hayan calculado las hipérbolas de dos o tres radiobalizas se podrá calcular la intersección y localizar al objetivo.

Suponiendo un ejemplo como el de la imagen previa con 3 radiobalizas y un objetivo, se toma la medida de la diferencia temporal en la baliza 2 y la 3, entonces esto nos dará dos hipérbolas, lo cual nos dificulta encontrar la intersección correcta. Una forma de descartar una hipérbola es conociendo el área por donde puede estar o combinar con otros métodos. Cuando se ha descartado una de las dos hipérbolas, se aplica el mismo procedimiento para las otras radiobalizas y la intersección para situar al objetivo.

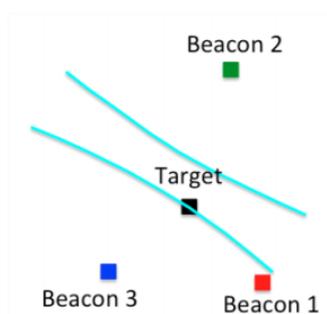


Fig. 3.25 Posibles hipérbolas por una radiobaliza [20].

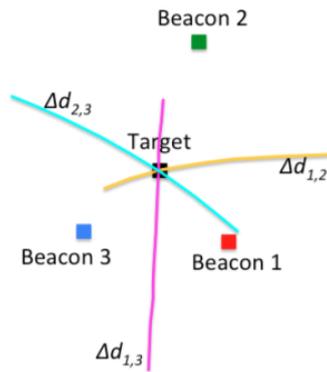


Fig. 3.26 Intersección entre hipérbolas [20].

Ambos procedimientos presuponen que tienen visión directa (*Line of Sight*). En caso de que este camino está bloqueado llegará por un camino más largo y por lo tanto esto conlleva un retraso en el camino y no nos permitirá tener una ubicación precisa del objetivo.

Unos de los sistemas de alcance con líneas hiperbólicas más utilizados son los siguientes:

*Decca-Navigation System* (DNS) es uno de los primeros sistemas hiperbólicos de medio alcance desarrollado sobre los años 30. El método consistía en una cadena de al menos 3 radiobalizas, donde una funcionaba como maestro y las otras como esclavo. Es de los sistemas más utilizados a pie de costa. El funcionamiento se basaba utilizando la diferencia de fases de llegada de la señal entre el maestro y un esclavo. A partir de estas diferencias de fases se pintaban cuadrículas hiperbólicas para cada diferencia entre el maestro y un esclavo. La precisión en este método es buena para una cadena corta porque debe haber un tiempo de sincronización muy corto, del cual se encarga el maestro. Hay ciertos factores que nos afectan como el ángulo de inserción de las cuadrículas hiperbólicas que nos determinarán la posición, la distancia con el objetivo y la hora diaria que puede afectar a las condiciones de propagación [18].

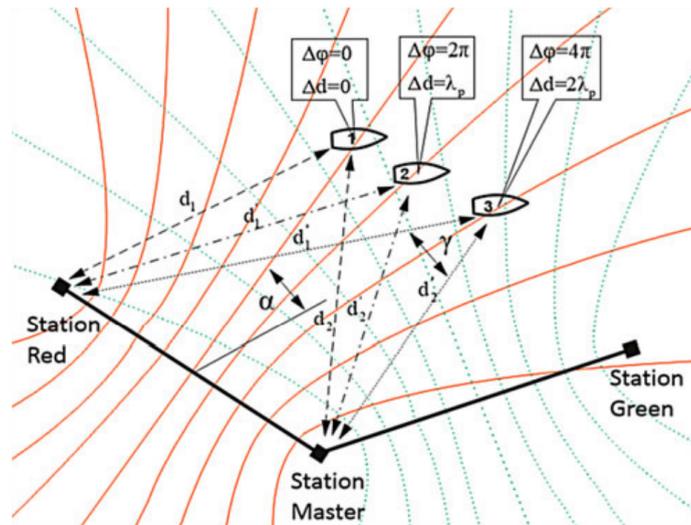


Fig. 3.27 Ejemplo de sistema DNS [18].

Sobre los años 40 se implementó otro método, el AD-2. Éste es un sistema de posicionamiento con fase y su principal objetivo es dar una área de cobertura de navegación sobre el agua. Como el sistema anterior, este sistema se basa en una cadena de radiobalizas donde hay uno que es un maestro y otros 3 que son esclavos.

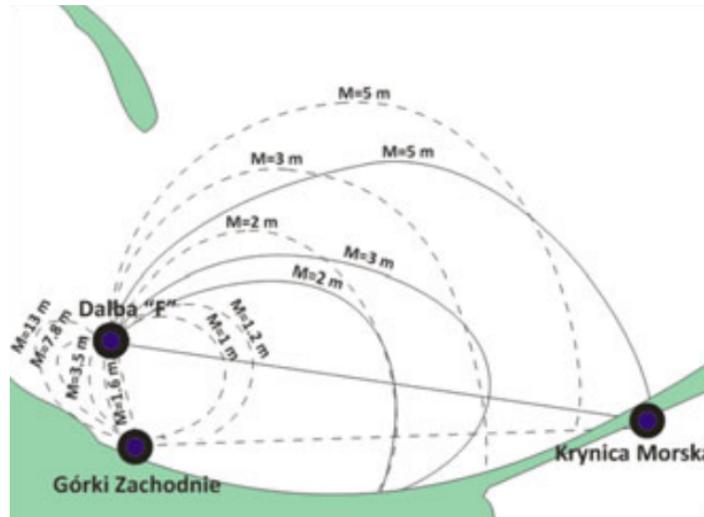


Fig. 3.28 Ejemplo de sistema AD-2 [18].

El funcionamiento del sistema consiste en dos radiobalizas emitiendo señales sincronas de broadcasting a dos frecuencias [18]. Una frecuencia es la de medida y la otra es la de identificación de la área hiperbólica. La medida de las diferencias de fases permitirá saber al navegante en qué área hiperbólica está. Entonces las dos estaciones emisoras seleccionadas en ese momento se dibujan unas cuadrículas hiperbólicas de navegación. Por tanto, el navegante puede saber dónde se sitúa. leyendo el cinturón de hiperbólico de navegación junto con donde se cruzan las dos cuadrillas hiperbólicas de las estaciones emisoras. Los receptores suelen hacer conversión, mediante un ordenador, de

las coordenadas hiperbólicas a las coordenadas geográficas correspondientes para saber la localización de la fuente.

## 4. ANTENAS DE RADIOGONIOMETRÍA

### 4.1 ESPIRA

Es el tipo más sencillo de antena radiogoniométrica y pertenece al tipo de antenas de nulo agudo. Consiste en una espira que puede tener diferentes formas, circular o cuadrada. En sí, no es tan importante la forma sino que la antena sea simétrica. La espira capta la señal incidente y trata de colocarla en el nulo de recepción mediante un sistema de rotación. Se recomienda que el nulo sea profundo y estrecho.

En la antena de cuadro es posible identificar dos errores principalmente. El primero se produce por el desequilibrio en la propia estructura, de manera que la captación no se realiza por igual en todos los lados de la espira. La consecuencia de este error es que el diagrama resultante se construye con un nulo menos nítido y éste se desplaza fuera del plano de la espira. El segundo error ocurre bajo la incidencia de ondas celestes, que llegan a la espira con polarización horizontal. Se le llama *night error* porque aparece debido a ondas celestes originadas en la reflexión ionosférica, que en las bandas de trabajo habituales de MF y LF son normalmente perceptibles por la noche. Produce deformaciones y desplazamientos del diagrama de radiación. No afecta a la forma de los nulos sino a la dirección de los mismos.

El diagrama de radiación de interés debe tener un único nulo profundo y estrecho. En la Fig. 4.1 se muestran los diagramas de radiación que pueden originarse con la espira.

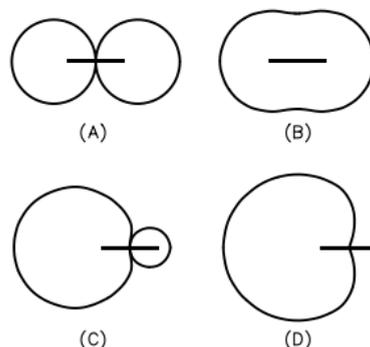


Fig. 4.1 Formas de radiación de la espira [8].

La Fig. 4.1.A muestra la forma habitual de un diagrama de radiación de una espira, que tiene dos nulos y una forma simétrica. Pero tiene un problema de ambigüedad, que no permite determinar con claridad la dirección de la señal entrante. Esta ambigüedad se resuelve con un elemento sensor, que

acostumbra a ser un dipolo. Se escoge esta antena porque tiene también un diagrama de radiación simétrico y omnidireccional. El dipolo se alimenta desfasado  $90^\circ$  respecto a la espira. La idea es que la suma de ambos patrones de radiación construya un diagrama de radiación cardioide. Así pues, la forma de trabajar en este conjunto es localizar los nulos con la espira sola y luego resolver la ambigüedad con el elemento sensor. En la Fig. 4.2 se muestran los diagramas de radiación de la espira, del dipolo y de la cardioide resultante. La Fig. 4.1.B es un ejemplo de una espira desequilibrada, que lleva a una pérdida de profundidad y estrechez en los nulos. La Fig. 4.1.C muestra un caso de una espira desintonizada con respecto al dipolo sensor y que provoca un cambio de fase. Por último, la Fig. 4.1.D es la forma de interés, la cardioide, y es el objetivo de este tipo de antenas porque tiene un solo nulo.

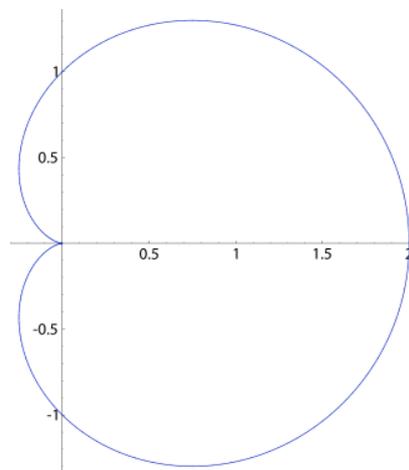


Fig. 4.2 Radiación en forma de cardioide [21].

Para lograr la combinación correcta de los dos elementos, primero se han estudiado los dos elementos individualmente y finalmente el conjunto formado por ambos.

Por un lado, tenemos la espira. La forma de esta estructura puede ser circular, cuadrada o de otro tipo. Para el análisis de este trabajo, se elige la cuadrada ya que su modelado y simulación resulta más fácil. Otro punto importante para hacer el análisis del rendimiento es que las señales de interés son las ondas terrestres (en inglés, *ground waves*). Las ondas celestes (en inglés, *sky waves*) son señales procedentes de la reflexión de la ionosfera y no dan información fiable. La razón es que pueden provenir de más de una reflexión y además, la ionosfera cambia su altura dependiendo de la hora del día. Por lo tanto, la espira debe estar orientada verticalmente para poder captar las *ground waves*.



Fig. 4.3 Antena de cuadro [22].

La espira simple en emisión no radia a lo largo de la dirección perpendicular al plano de la espira. Si la espira tiene un comportamiento adecuado, el diagrama resultante tiene forma de "donut" o de "ocho". Esto significa que la antena está definida por dos nulos en direcciones perpendiculares al plano de la antena. La Fig. 4.4 muestra con una línea roja el corte del plano horizontal y con las líneas azules el corte vertical. Por lo tanto, esta espira muestra un comportamiento muy bueno porque es simétrico y con dos nulos estrechos y profundos en el centro.

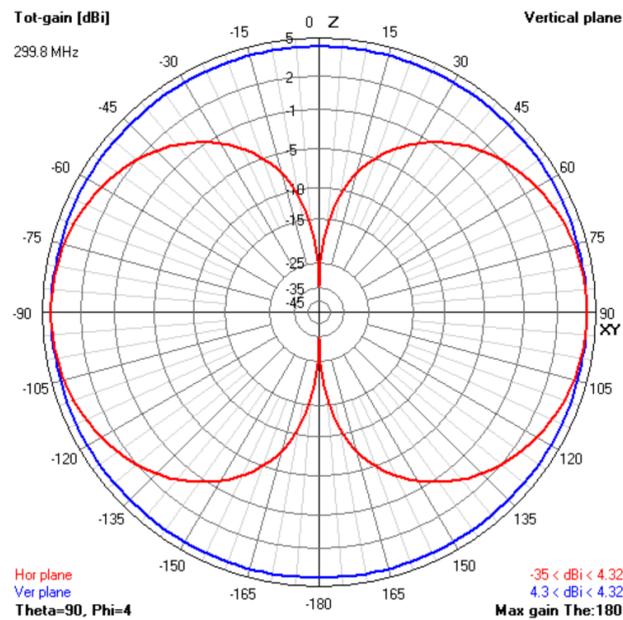


Fig. 4.4 Diagrama de radiación de la espira en 2D.

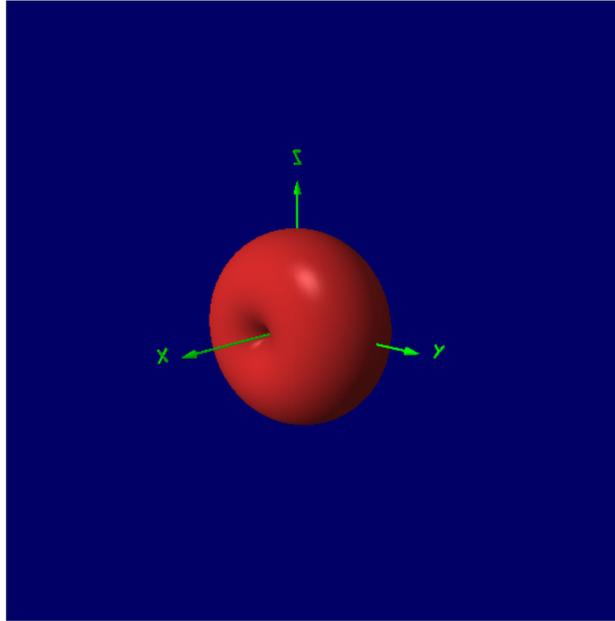


Fig. 4.5 Diagrama de radiación de la espira en 3D.

Por otro lado, el dipolo de este conjunto hace la función de elemento sensor. La razón por la que se llama sensor es que resuelve la ambigüedad inherente en el diagrama de radiación de la espira. El dipolo es la antena más simple ya que consiste en dos hilos conductores colineales unidos por el punto de alimentación. El dipolo cumple las características necesarias porque es simétrico y omnidireccional a lo largo de su plano perpendicular. El diagrama de radiación del dipolo, al igual que la espira, es también un "donut" o un "ocho" y la dirección de radiación nula coincide con la dirección de orientación del dipolo.

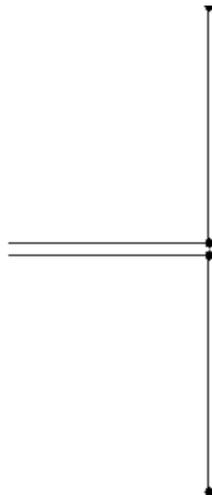


Fig. 4.6 Dipolo.

En la Fig. 4.7 se muestra el diagrama de radiación del dipolo. Se puede apreciar un comportamiento idóneo y que es como el diagrama de la espira. En

la Fig. 4.7 el corte vertical se representa con las líneas azules y el corte horizontal con las rojas.

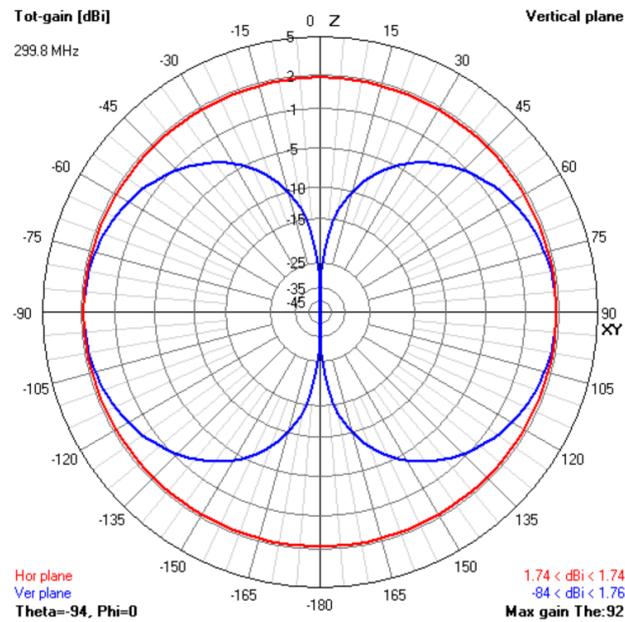


Fig. 4.7 Diagrama de radiación del dipolo en 2D.

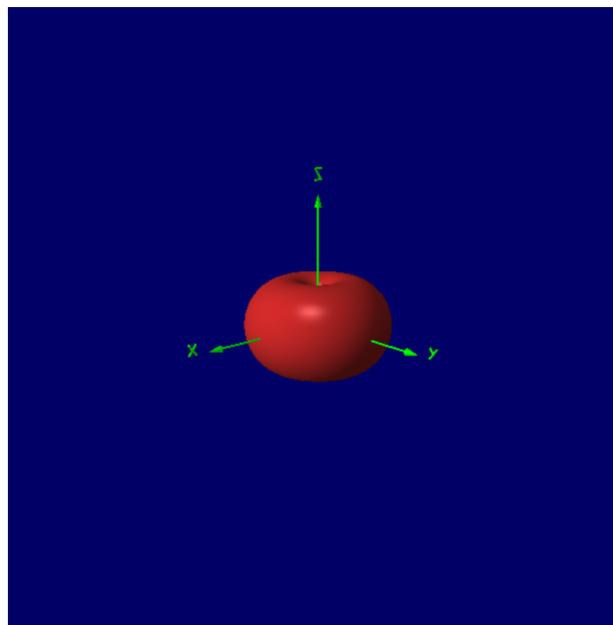


Fig. 4.8 Diagrama de radiación del dipolo en 3D.

Una vez vistos los elementos por separado, es el momento de ver qué ocurre cuando trabajan juntos. Como se ha mencionado anteriormente, la radiogoniometría y la radionavegación funcionan preferentemente con las ondas de tierra en las bandas de MF y LF y con polarización vertical. Con el objetivo de captar este tipo de ondas el nulo de la cardioide se debe situar en el

plano horizontal. En consecuencia, la espira y el dipolo deben tener una orientación vertical.

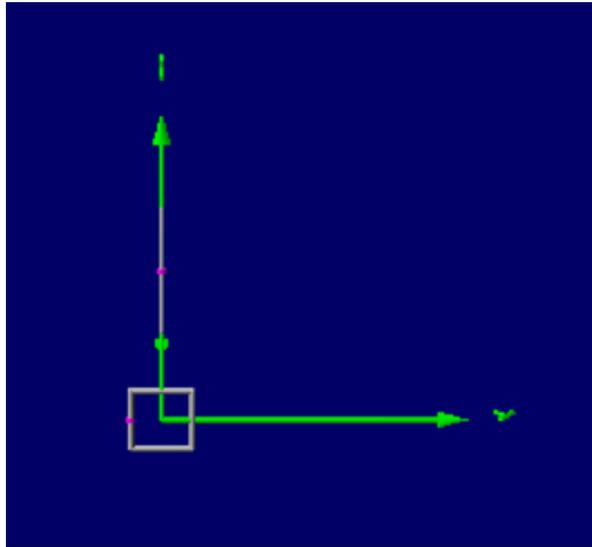


Fig. 4.9 Estructura de la espira y el dipolo.

Para explicar cómo se forma el diagrama cardioide cuando se combinan los dos elementos, es necesario ver cómo se comportan los campos radiados dentro del diagrama de radiación. Primero es importante poner el punto de alimentación en la parte correcta de las antenas. En el caso de los dipolos el punto está en el centro. Y en la espira, para este caso, el punto correcto es el punto medio de un lado vertical. Los puntos de alimentación se pueden ver en la Fig. 4.9, representado con un punto rosa en la espira y en el dipolo. Si se presta atención a las Figs. 4.4 y 4.7, se puede ver que los diagramas de radiación de la espira y del dipolo son iguales pero intercambiando el plano vertical por el plano horizontal.

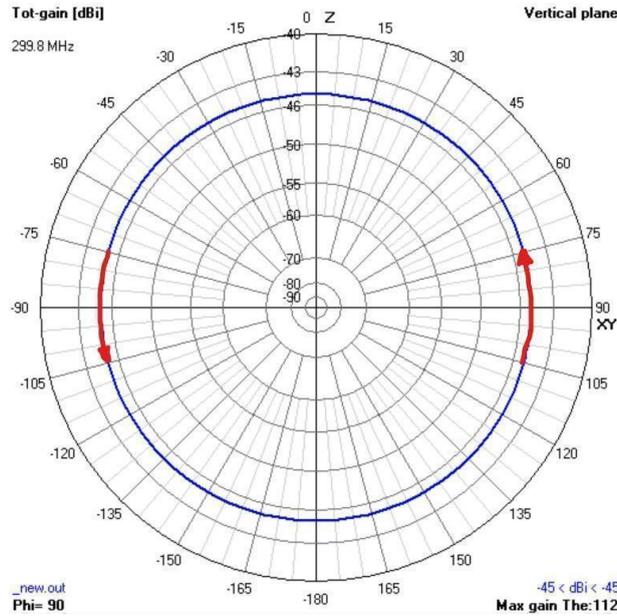


Fig. 4.10 Plano horizontal (perpendicular al plano de la espira) del diagrama de radiación del dipolo (orientado verticalmente). En rojo, orientación del campo magnético lejano.

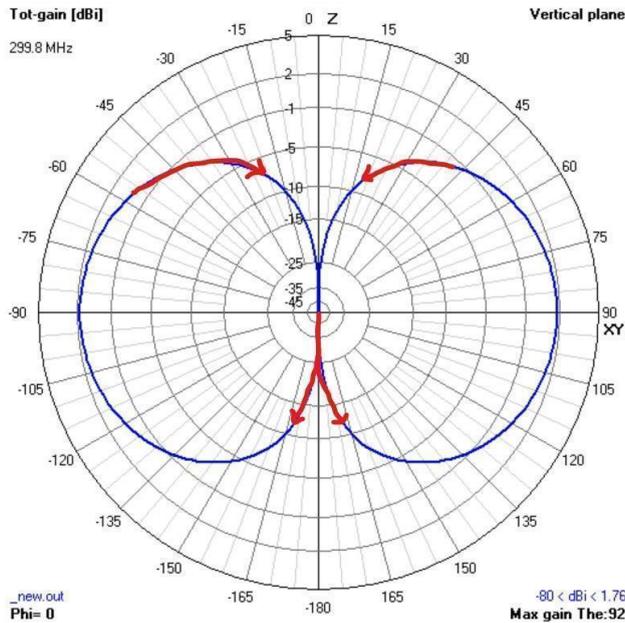


Fig. 4.11 Plano horizontal del diagrama de radiación de la espira (orientada verticalmente). En rojo, orientación del campo magnético lejano.

Como se ve en las Figs. 4.10 y 4.11, mientras en la parte derecha de los diagramas los campos lejanos tienden a hacer una suma constructiva, en la parte izquierda la suma resulta destructiva. Esta última produce el nulo en la dirección perpendicular al plano de la espira. Esta situación se da tanto en el plano vertical como en el plano horizontal. Así se produce la cardioide resultante que se busca.

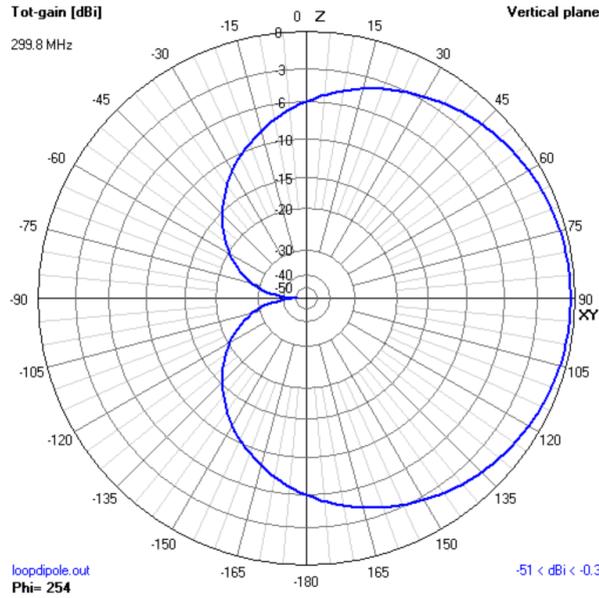


Fig. 4.12 Diagrama cardioide resultante de la combinación espira- dipolo.

Uno de los puntos más importantes es la alimentación del conjunto espira-dipolo. No es lo mismo alimentar un solo elemento que una combinación de antenas. Para hacerlo correctamente es importante analizar el campo eléctrico de ambos componentes y el campo resultante.

La particularización de ambos campos radiados (lejanos) en el eje Y positivo ( $\varphi=\pi/2$  y  $\theta=\pi/2$ ), que es una dirección perpendicular a la dirección de alineamiento del dipolo, X, y la espira, estirada sobre el plano XY, da lugar a las siguientes expresiones:

$$\vec{E}_{Dipolo}|_{eje Y} = j \frac{k\eta e^{-jkr}}{4\pi r} I_{Dipolo} L \hat{\Phi} \quad (4.15)$$

$$\vec{E}_{Loop}|_{eje Y} = \frac{k^2 \eta e^{-jkr}}{4\pi r} I_{Loop} A \hat{\Phi} \quad (4.16)$$

donde los campos eléctricos lejanos radiados por el dipolo y la espira dependen de su longitud L y de su área A, respectivamente.

El diagrama cardioide impone un cero en el eje Y en la dirección  $\varphi=\pi/2$ , si se hace cumplir que:

$$\vec{E}_{Dipolo}|_{eje Y} + \vec{E}_{Loop}|_{eje Y} = 0 \quad (4.17)$$

$$\frac{k^2 \eta e^{-jkr}}{4\pi r} I_{loop} A = -j \frac{k \eta e^{-jkr}}{4\pi r} I_{dipole} L \quad (4.18)$$

$$k I_{loop} A = -j I_{dipole} L \quad (4.19)$$

$$I_{dipole} = j \frac{k I_{loop} A}{L} \quad (4.20)$$

de donde se infiere que la alimentación del dipolo sensor debe estar desfasada 90° respecto la alimentación de la espira.

Seguindo este planteamiento es posible obtener una relación de las intensidades que alimentan los elementos y que da lugar a un diagrama cardioide. Así, la forma de trabajar con esta ecuación es fijar la corriente de la espira igual a 1 A y la corriente del dipolo viene determinada por la frecuencia, el área de la espira (A) y la longitud del dipolo (L).

El modelado y simulación de la estructura conjunta se ha realizado con el software 4nec2. Los diagramas de radiación anteriores están sacados de simulaciones con este software. Un estudio interesante es ver cómo funciona el conjunto en un escenario práctico. Para intentar facilitar la simulación se trabaja a 300 MHz porque la longitud de onda a esta frecuencia es igual a 1 m. Así pues, los únicos parámetros que teóricamente deben ser modificados para obtener la corriente del dipolo son el área de la espira y la longitud del dipolo. Las dimensiones de la espira y el dipolo en este caso deben ser eléctricamente pequeñas (alrededor de la décima parte de la longitud de onda como máximo). para mantener los diagramas de radiación de las Figs. 4.4 y 4.7.

Con el objetivo de verificar el comportamiento teórico de la antena se han hecho pruebas con diferentes tamaños de los elementos. El primer problema que aparece es que mediante las alimentaciones de corriente teóricas nunca se consigue el diagrama cardioide. Después de hacer múltiples pruebas con diferentes tamaños, se deduce que en la expresión (4.20) no se tiene en cuenta el acoplamiento mutuo de un componente con otro. En la siguiente tabla se muestra el valor teórico, calculado según la expresión analítica en (4.20), y el valor real, que después de varias pruebas, consigue crear el diagrama cardioide.

Longitud del dipolo (m)	Longitud del lado de la espira (m)	Corriente teórica del dipolo (A)	Corriente real del dipolo (A)	Factor de corrección
0.001 $\lambda$	0.0005 $\lambda$	1.5708e-3	3.1e-3	1.97
0.003 $\lambda$	0.002 $\lambda$	8.37758e-3	17e-3	2.029
0.004 $\lambda$	0.003 $\lambda$	14.1371e-3	28.5e-3	2.016
0.005 $\lambda$	0.004 $\lambda$	20.106e-3	40e-3	1.9894
0.006 $\lambda$	0.005 $\lambda$	26.1799e-3	52e-3	1.9862
0.007 $\lambda$	0.006 $\lambda$	32.3135e-3	64e-3	1.98
0.008 $\lambda$	0.007 $\lambda$	38.4845e-3	75.5e-3	1.961
0.01 $\lambda$	0.009 $\lambda$	50.894e-3	105e-3	2.063

Tabla 4.1 Comportamiento del conjunto espira y dipolo.

Después de ver estos valores, está claro que para tener en cuenta el acoplamiento mutuo, la corriente del dipolo tiene que ser el doble de la corriente teórica. En las Figs. 4.13 y 4.14 se ve como actúa el factor de corrección y hacen referencia a la primera fila de la tabla 4.1.

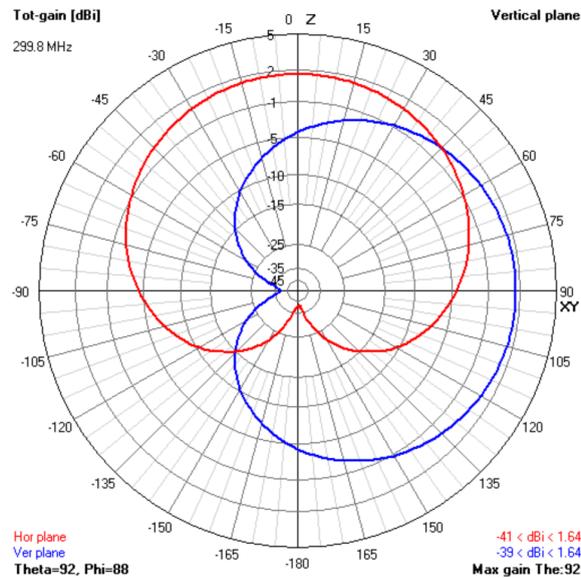


Fig. 4.13 Longitud del dipolo es de 0.003 $\lambda$  y longitud de lado de la espira es de 0.002 $\lambda$ . Con el factor de corrección aplicado.

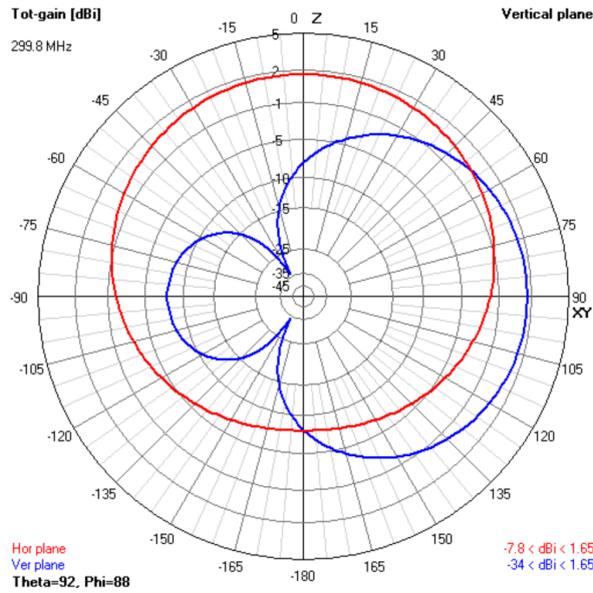


Fig. 4.14 Longitud del dipolo es de  $0.003\lambda$  y longitud de lado de la espira es de  $0.002\lambda$ . Con el factor de corrección sin aplicar.

Otra conclusión importante que se desprende tras observar los diferentes tamaños del conjunto es que si la longitud de ambos es menor, el nulo obtenido es más fino y agudo. Esto se debe a que los nulos son menos profundos y estrechos a medida que aumenta la longitud. Este aspecto es esencial para la precisión correcta. Después de hacer simulaciones, se afirma que el rango de trabajo con la espira es de 0,0005 a 0,002 metros. En las Figs. 4.15 y 4.16 se ve cómo evoluciona desde la mínima a la máxima longitud simulada y se aprecia que los nulos se van modificando a medida que aumenta el tamaño eléctrico.

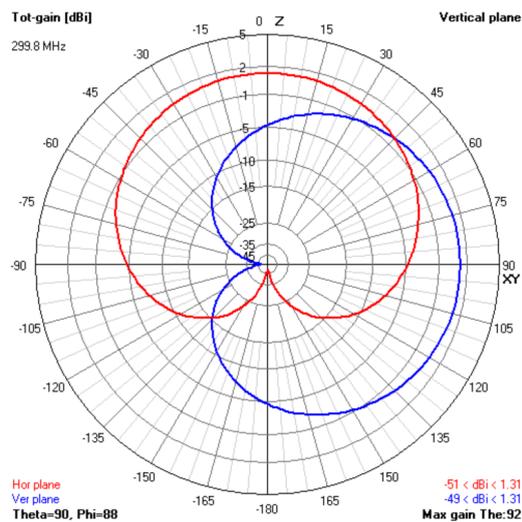


Fig. 4.15 Longitud dipolo  $0.001\lambda$  m y longitud del lado de la espira  $0.0005\lambda$  m.

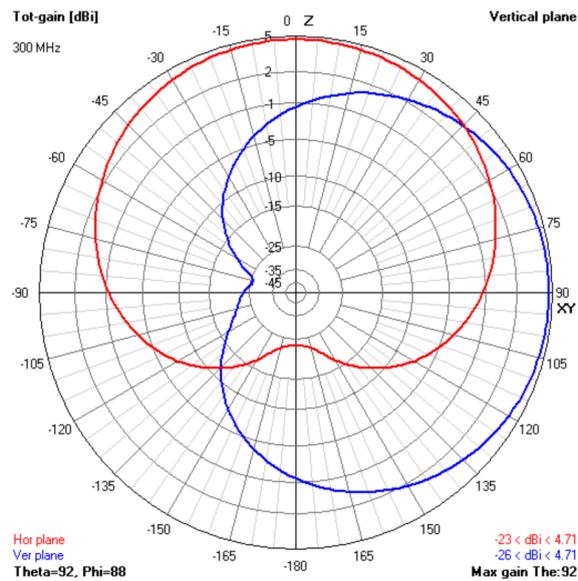


Fig. 4.16 Longitud dipolo  $0.01\lambda$  m y longitud del lado de la espira  $0.009\lambda$  m.

Relacionado con el acoplamiento mutuo, es interesante estudiar cómo funciona el conjunto a diferentes distancias entre ambos elementos. Lo esperado es que a mayor distancia entre los componentes, menor sea el acoplamiento mutuo y entonces debería disminuir el factor de corrección. Pero después de hacer varias pruebas, se ha detectado que la forma de conservar la cardioide es manteniendo el valor de la corriente corregida.

Sin embargo, a medida que la separación entre componentes va aumentando, la forma de diagrama cardioide se va deformando, hasta que se pierde el diagrama de radiación original. A lo largo de varias simulaciones, se concluye que a partir de una separación entre la espira y el dipolo de  $0,15\lambda$ , la forma del diagrama cardioide empieza a perder su forma. En las Figs. 4.17 y 4.18 se ve la evolución de la cardioide a medida que aumenta la separación.

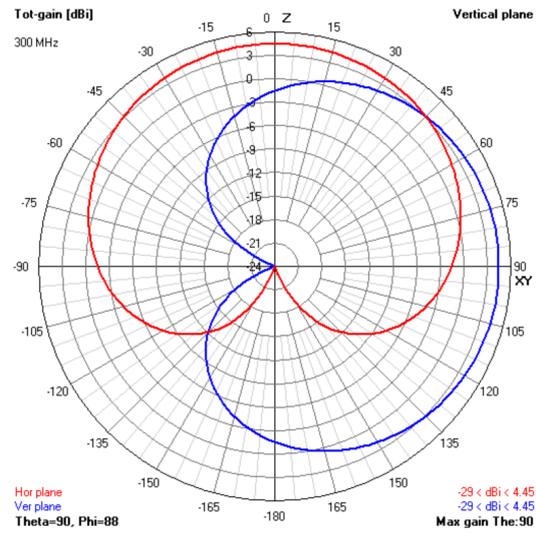


Fig. 4.17 Separación de  $0.0065\lambda$  m.

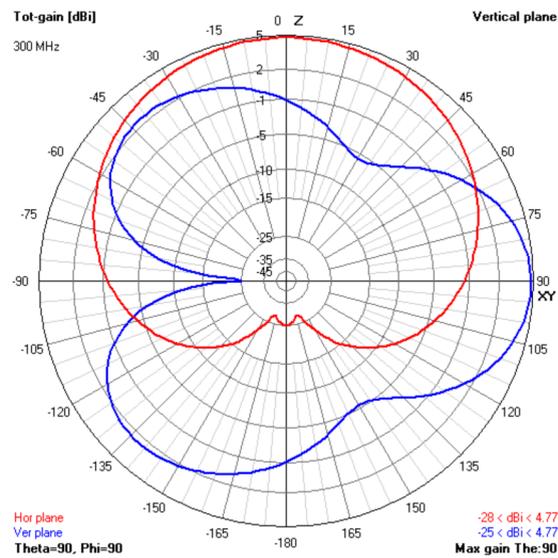


Fig. 4.18 Separación de  $0.5\lambda$  m.

En este apartado el análisis se hace con la estructura de una espira y un dipolo físicamente separados, pero hay otra estructura posible. Consiste en colocar el dipolo dentro de la espira (ver Fig. 4.19).

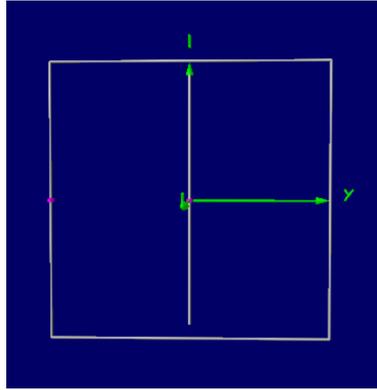


Fig. 4.19 Espira con dipolo dentro.

Para comenzar el análisis se ha fijado el tamaño de la espira y se ha disminuido el tamaño del dipolo. Se sigue utilizando la expresión teórica que relaciona las corrientes de los elementos de (4.20).

Longitud del dipolo (m)	Longitud del lado de la espira (m)	Corriente teórica del dipolo (A)	Corriente real del dipolo (A)	Factor de corrección
0.009	0.01	69.81e-3	191.5e-3	2.74
0.008	0.01	78.54e-3	211e-3	2.68
0.007	0.01	89.76e-3	240e-3	2.67
0.006	0.01	104.71e-3	276.5e-3	2.65
0.005	0.01	125.66e-3	332e-3	2.64
0.004	0.01	157.07e-3	413e-3	2.62
0.003	0.01	209.45e-3	552e-3	2.64

Tabla 4.2 Comportamiento del dipolo dentro de la espira.

En esta distribución tampoco sirve la alimentación teórica para obtener el diagrama cardioide. Al igual que antes, hay que aplicar un factor de corrección para tener en cuenta el acoplamiento mutuo y en comparación con la distribución anterior este factor aumenta y resulta ser alrededor de 2,66.

Si se analiza el diagrama de radiación, se puede ver que el nulo generado es amplio y poco profundo, lo cual no interesa, porque empobrece la precisión del sistema.

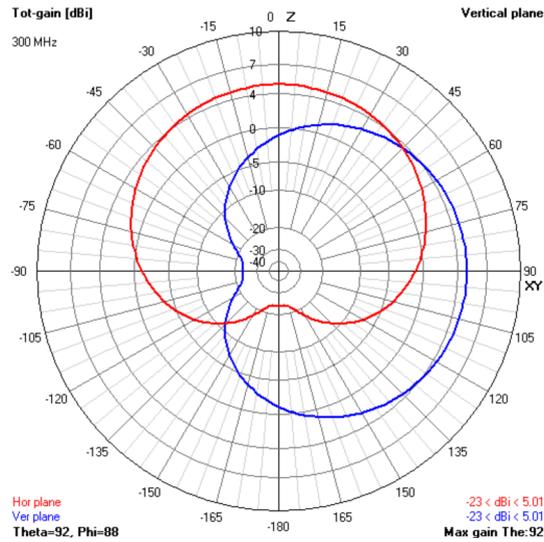


Fig. 4.20 Espira con dipolo dentro de longitud  $0.009\lambda$  m.

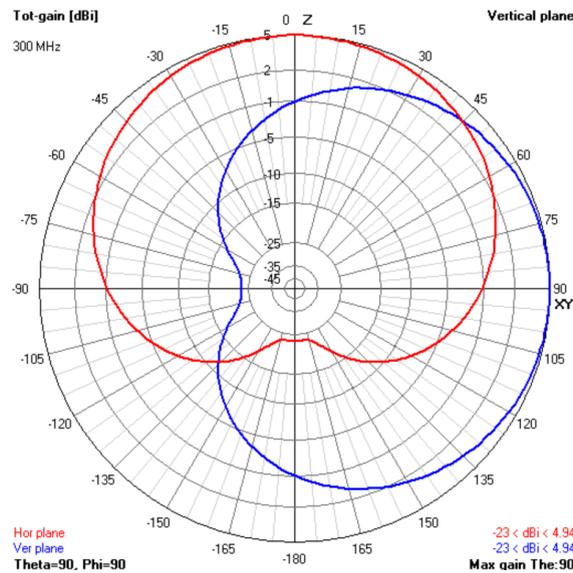


Fig. 4.21 Espira con dipolo dentro de longitud  $0.003\lambda$  m.

Por otro lado, aparece otro tipo de análisis. Consiste en aumentar o disminuir el tamaño de ambos elementos a la vez. Como se muestra en la tabla 4.3, la longitud de ambos componentes se incrementa desde la mínima longitud posible. En este caso, como en el anterior, la corriente teórica necesaria para alimentar el dipolo no se corresponde con la real. En este caso el factor corrector medio del acoplamiento mutuo es de alrededor de 2,6.

Longitud del dipolo (m)	Longitud del lado de la espira (m)	Corriente teórica del dipolo (A)	Corriente real del dipolo (A)	Factor de corrección
$0.0015\lambda$	$0.002\lambda$	$16.76e-3$	$43.5e-3$	2.6
$0.0025\lambda$	$0.003\lambda$	$22.62e-3$	$59e-3$	2.61
$0.0045\lambda$	$0.005\lambda$	$34.91e-3$	$90.5e-3$	2.59
$0.0065\lambda$	$0.007\lambda$	$47.37e-3$	$124.5e-3$	2.63
$0.0085\lambda$	$0.009\lambda$	$59.88e-3$	$155e-3$	2.59

Tabla 4.3 Comportamiento del dipolo dentro de la espira aumentando sus dimensiones.

A continuación se muestra la evolución del diagrama de radiación desde la longitud mínima hasta la máxima. Es evidente que cuanto más pequeños son los componentes, mejor es el comportamiento del sistema. Si la longitud aumenta, los nulos son menos estrechos y profundos.

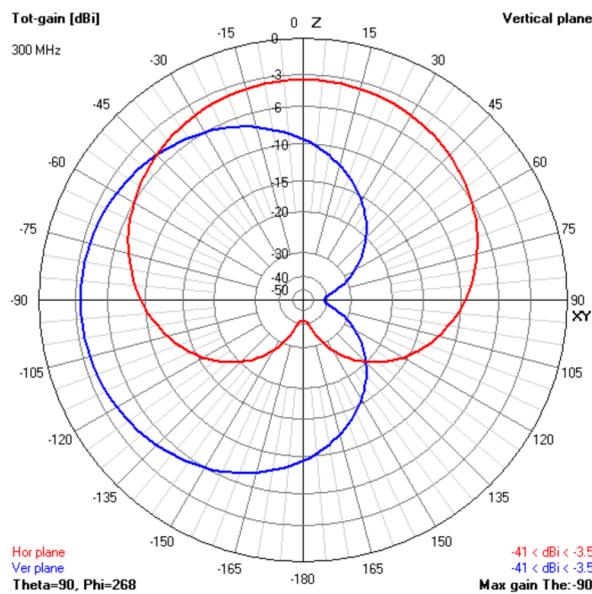


Fig 4.22 Longitud del dipolo es de  $0.0015\lambda$  y longitud de lado de la espira es de  $0.002\lambda$ .

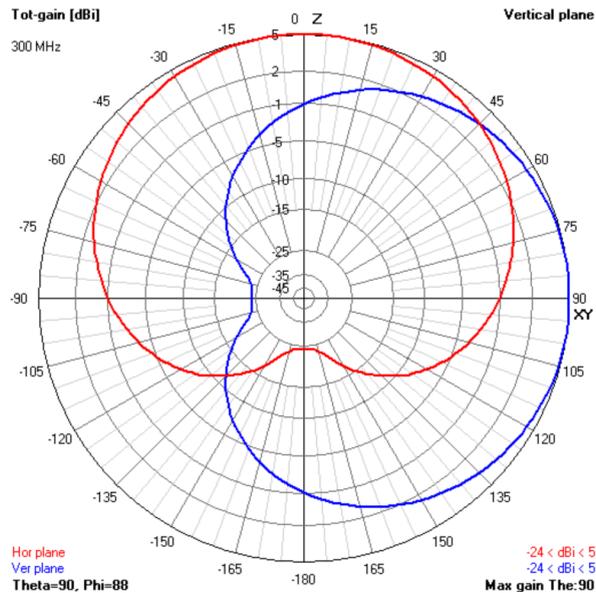


Fig 4.23 Longitud del dipolo es de  $0.0085\lambda$  y longitud de lado de la espira es de  $0.009\lambda$ .

Después de un estudio detallado de las dos distribuciones está claro que la mejor es la primera, con la espira y el dipolo separados, que, en su configuración óptima, crea un nulo muy agudo y estrecho. En un sistema de radiogoniometría, una de las cosas más importantes es la precisión, que es de gran ayuda a la hora de trazar la triangulación para situar el objetivo.

A modo de resumen, hay que recalcar que un aspecto muy importante es el tamaño del área de la espira ya que la alimentación del conjunto formado por la espira y el dipolo depende del tamaño de estos componentes. Cuanto más pequeños eléctricamente son los componentes mejor se comportan en conjunto. En cuanto a la forma de la espira, no es necesario que sea circular, puede ser cuadrada. Un problema de esta antena es la onda celeste, que produce interferencias en el conjunto. Con todo, esta antena tiene muchas ventajas ya que es económica y en comparación con otras antenas de cuadro, tiene una precisión muy similar. Además, es fácil de usar y mantener. La espira también presenta algunos inconvenientes. Por ejemplo, es un sistema lento, porque para determinar el ángulo de llegada, se tiene que girar de manera manual hasta localizar el nulo de recepción. Asimismo, su rotación manual parece inviable para el seguimiento de radio-fuentes móviles. El tamaño es limitado debido a que el sistema tiene que girar. Por supuesto, la antena de cuadro tiene el problema de la ambigüedad, ya que necesita un dipolo sensor para funcionar correctamente.

## 4.2 ESPIRAS CRUZADAS

Este tipo de antena consta de dos cuadros (o espiras) cruzados, que se cruzan perpendicularmente en el centro. Esta distribución trata de hacer referencia a los puntos cardinales. La ventaja de este conjunto sobre la espira sola es que la cruzada puede ser mayor que la espira simple, y le permite por tanto trabajar a frecuencias en que la espira simple no puede. Sin embargo, el error de polarización tiene la misma afectación en ambos sistemas. Este error es inducido por las componentes horizontales, al incidir ondas celestes.

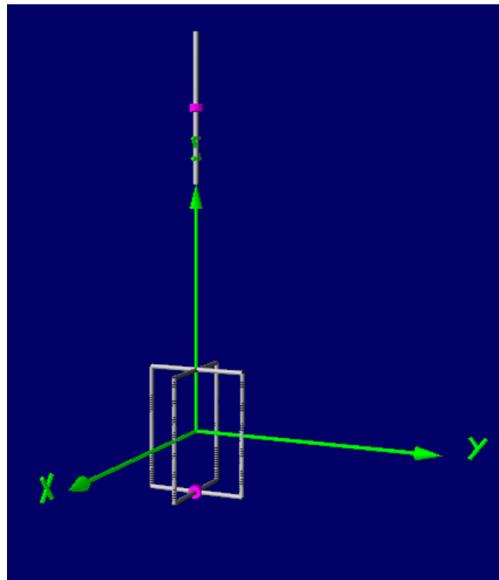


Fig. 4.24 Estructura del conjunto de las espiras cruzadas con el dipolo sensor.

El diagrama de radiación de la antena de espiras cruzadas corresponde a una forma de ocho para cada espira. La forma de trabajo de esta antena es parecida a la agrupación Adcock (apartado 3.1.2.2.3) suponiendo que las ondas incidentes a la antena tienen una polarización vertical.

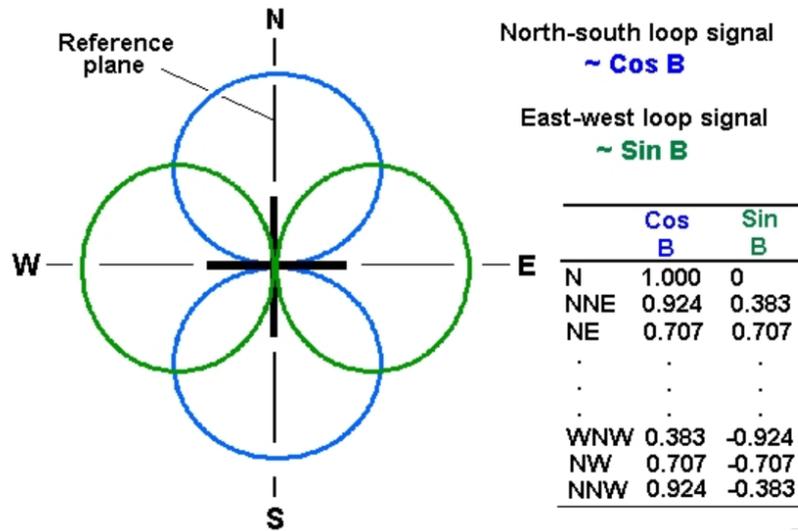


Fig. 4.25 Diagrama de radiación de las espiras cruzadas [23].

Como pasa con la antena de una única espira, éstas captan la señal proveniente de las *ground waves*. En las simulaciones se alimenta cada par de espiras con la misma intensidad, por lo que el nulo se producirá en la bisectriz de las dos espiras. En ambos sistemas hay un problema de ambigüedad, porque el diagrama de radiación de las espiras cruzadas es un "ocho". Por lo tanto, tiene el mismo problema de la espira sola. Para resolver esta ambigüedad de 180°, es necesario añadir un dipolo sensor y hacer un postprocesado de la señal recibida. En el caso de la espira sola, la incorporación de un dipolo sensor resuelve la ambigüedad. Asimismo, al igual que en la espira sola, la alimentación del dipolo del sensor debe estar desfasada 90° respecto a la alimentación de las espiras cruzadas. Sin embargo, en el caso de las espiras cruzadas, al incorporar el dipolo sensor se consigue un diagrama de radiación en forma de cardioide con el nulo girado 90° respecto a la línea de ambigüedad (ver Figs. 4.26 y 4.27). Como siempre se da esta situación de desplazamiento angular del nulo se puede usar un sistema de postprocesado para obtener la orientación real.

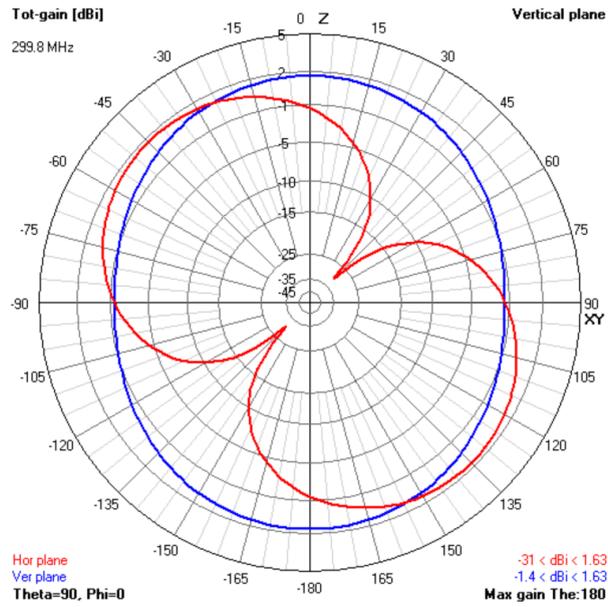


Fig. 4.26 Espiras cruzadas sin elemento sensor.

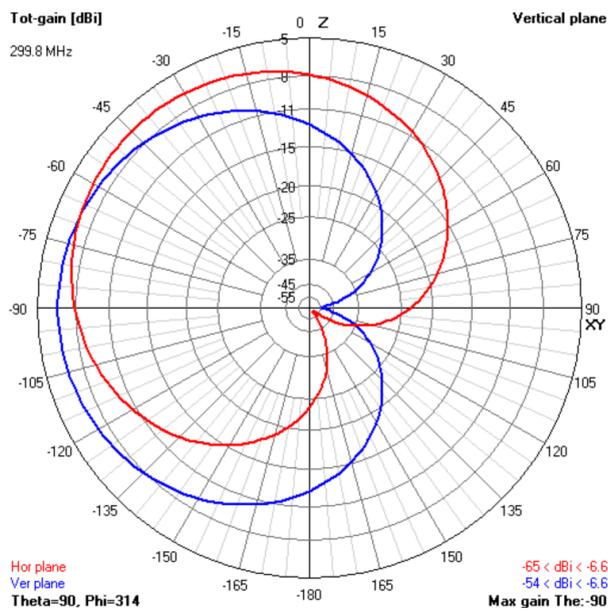


Fig. 4.27 Espiras cruzadas con elemento sensor.

El cambio del signo de la alimentación del dipolo sensor produce un cambio de orientación de  $180^\circ$  del nulo de la cardioide (ver Figs. 4.27 y 4.28).

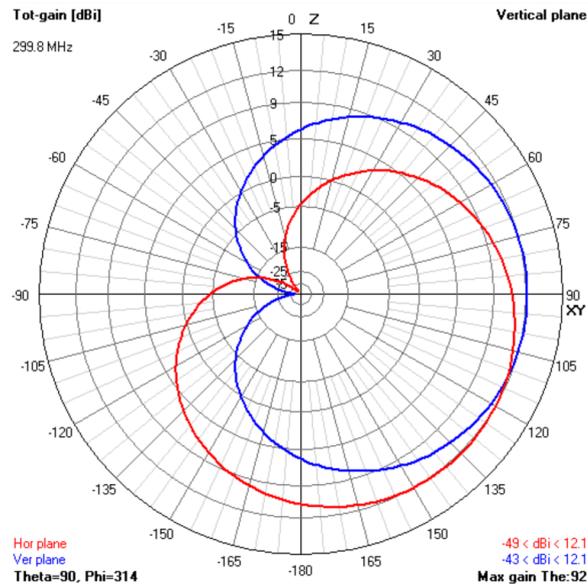


Fig. 4.28 Espiras cruzadas con elemento sensor alimentado con signo opuesto.

Para construir el conjunto de estos elementos, es necesario saber primero cómo funcionan las espiras cruzadas. Es interesante estudiar como varía el funcionamiento en función de si las espiras de la estructura son cuadradas o rectangulares. Todas las simulaciones de esta antena se hacen a 300 MHz.

El comportamiento de las espiras cruzadas cuadradas se muestra en las Figs. 4.29 y 4.30 con longitudes crecientes. Como es de esperar, la mejor situación ocurre cuando las dimensiones son más pequeñas, porque los nulos son más agudos y profundos. Cuando se aumenta la longitud, los nulos son más superficiales y se pierde la forma de "ocho".

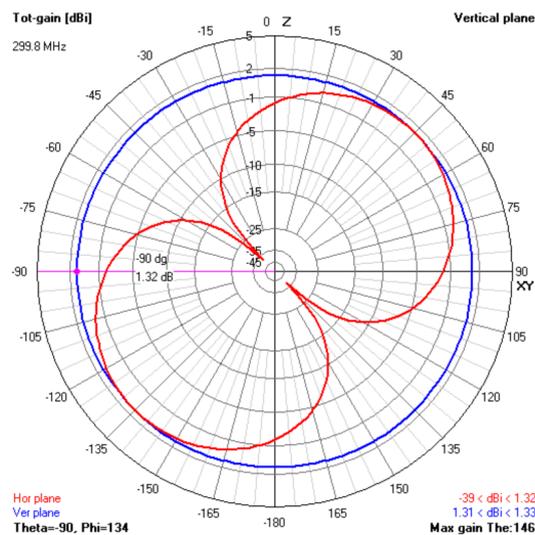


Fig. 4.29 Espiras cruzadas con longitud de  $0.0005\lambda$  m.

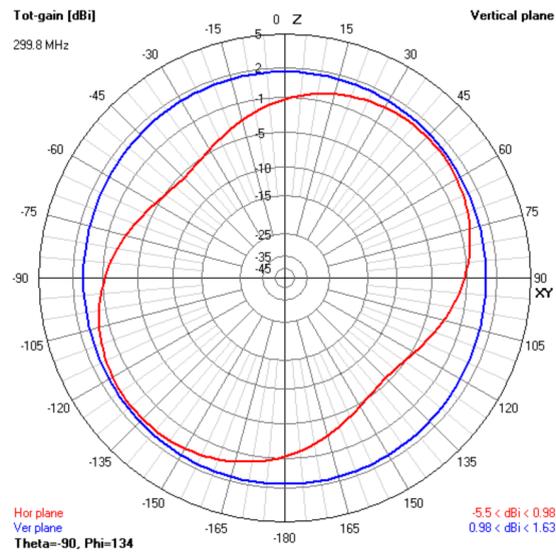


Fig. 4.30 Espiras cruzadas con longitud de  $0.05\lambda$  m.

En las Figs. 4.31 y 4.32, se muestra el comportamiento de las espiras cruzadas rectangulares aumentando sólo el lado vertical y manteniendo el lado horizontal constante a un valor muy pequeño, de  $0.0005\lambda$  m.

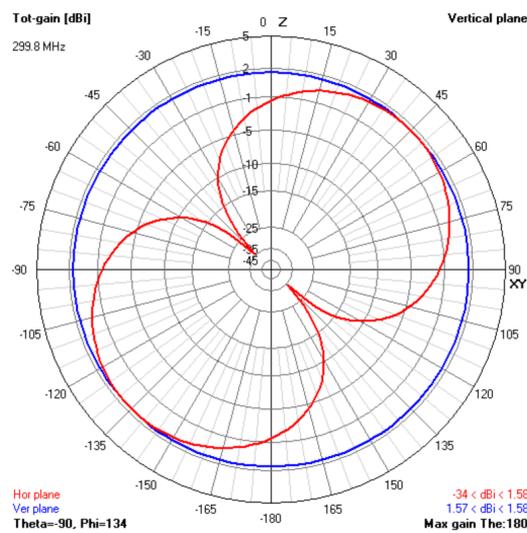


Fig. 4.31 Espiras cruzadas con longitud vertical de  $0.001\lambda$  m.

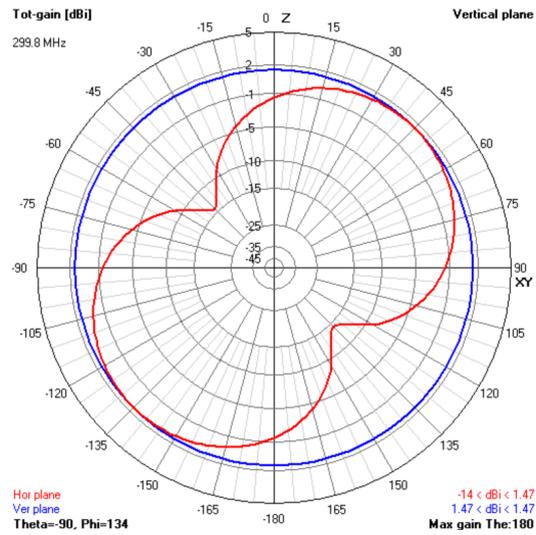


Fig. 4.32 Espiras cruzadas con longitud vertical de  $0.05\lambda$  m.

En las Figs. 4.33 y 4.34, se fija el lado vertical en  $0.0005\lambda$  m y se aumentan los lados horizontales.

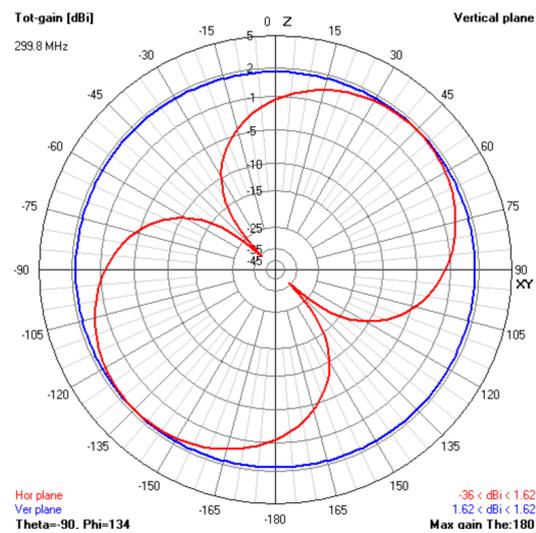


Fig. 4.33 Espiras cruzadas con longitud horizontal de  $0.001\lambda$  m.

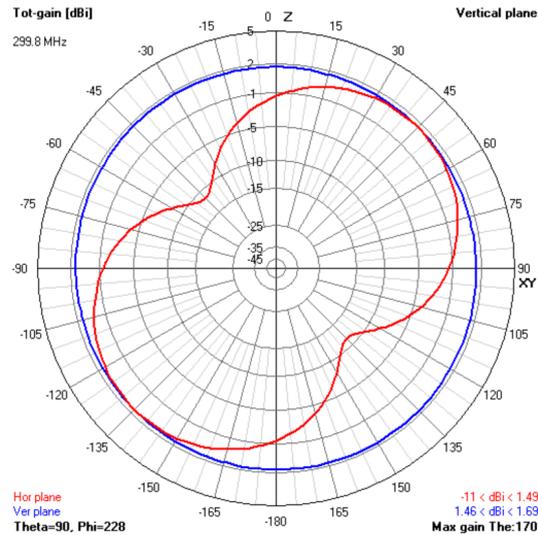


Fig. 4.34 Espiras cruzadas con longitud horizontal de  $0.05\lambda$  m.

Si se comparan los resultados de las tres situaciones, está claro que la mejor opción es que los lados verticales tengan más longitud que los horizontales ya que mantiene los nulos más nítidos y profundos en ambas gráficas. Cada una de estas espiras rectangulares tan alargadas se asemejan geoméricamente a dipolos, lo cual explica la idoneidad del diseño Adcock (basado exclusivamente en dipolos), cuyo análisis numérico se realiza en el siguiente apartado.

Las espiras cruzadas, al igual que la espira, mantienen la ambigüedad de  $180^\circ$ . Es necesario resolver esta ambigüedad para situar correctamente el objetivo. Al igual que con la espira, esta antena necesita utilizar un dipolo sensor de manera que la combinación de ambos diagramas de radiación debe dar como resultado un diagrama cardioide.

Para analizar el sistema completo, se han fijado las corrientes de alimentación de las espiras cruzados igual a 1 A. Además, se ha modificado la alimentación del dipolo sensor hasta obtener un diagrama cardioide.

Para hacer las simulaciones sin errores en las corrientes, la espira cruzada no debe estar unida en la parte superior y en la inferior. Así, en la parte inferior, hay un pequeño hueco que separa el inicio de las dos espiras, que es el punto de alimentación, y el final de éstas. Además, en la parte superior también hay un pequeño hueco que separa las espiras. La razón de esta separación es que las corrientes se distribuyen por igual si las espiras están unidos y esto hace que los nulos no aparezcan en la bisectriz correcta de los cuadrantes.

Lado vertical de las espiras (m)	Lado horizontal de las espiras (m)	Longitud del dipolo sensor (m)	Distancia entre las espiras cruzadas y el dipolo sensor (m)	Corriente del dipolo sensor (A)
$0.0025\lambda$	$0.002\lambda$	$0.003\lambda$	0.003	$27.5e-3$
$0.0035\lambda$	$0.003\lambda$	$0.004\lambda$	0.004	$42.8e-3$
$0.0065\lambda$	$0.006\lambda$	$0.007\lambda$	0.05	$101.5e-3$
$0.0085\lambda$	$0.008\lambda$	$0.009\lambda$	0.05	$137.5e-3$

Tabla 4.4 Espiras cruzadas con dipolo.

En la tabla 4.4, se muestran los valores utilizados para obtener el diagrama cardioide para diferentes tamaños de cuadros y dipolos sensores. El tamaño del dipolo sensor para conseguir los mejores resultados debe ser un poco por encima del lado vertical de la espira. Como era de esperar, si el tamaño es mayor, la alimentación del dipolo sensor necesita más potencia para crear la cardioide. En las Figs. 4.35 y 4.36, se aprecia que los mejores resultados aparecen con el tamaño más pequeño, porque el nulo es más nítido y profundo. La diferencia entre las profundidades de los nulos en los diagramas de radiación asociados a la estructura más pequeña eléctricamente y la más grande es de unos 10 dB. Con todo, el peor caso, con dimensiones máximas, ofrece buenos resultados.

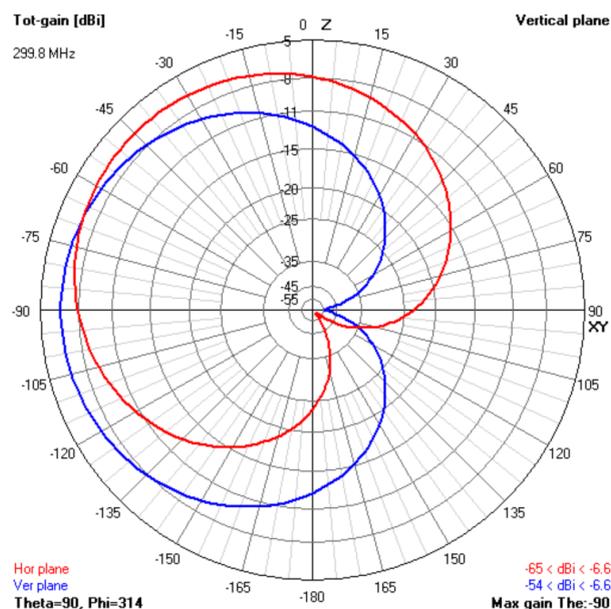


Fig. 4.35 Espiras cruzadas con dipolo sensor. Lado vertical de la espira es de  $0.0025\lambda$ , lado horizontal de la espira es de  $0.002\lambda$  y longitud del dipolo sensor es de  $0.003\lambda$ .

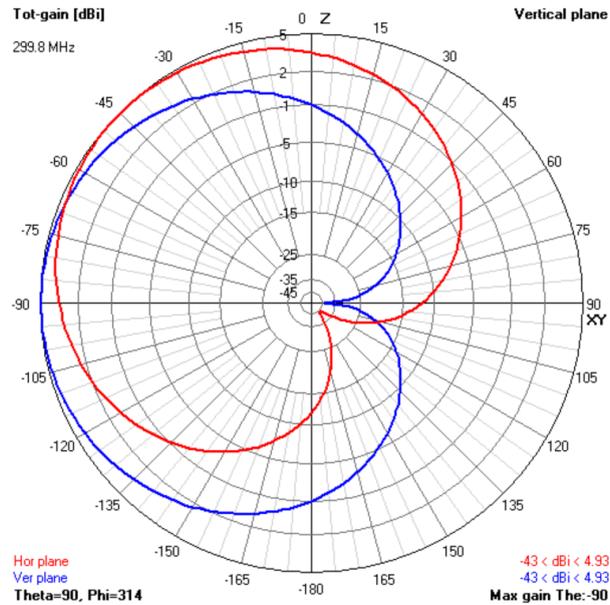


Fig. 4.36 Espiras cruzadas con dipolo sensor. Lado vertical de la espira es de  $0.0085\lambda$ , lado horizontal de la espira es de  $0.008\lambda$  y longitud del dipolo sensor es de  $0.009\lambda$ .

En las Figs. 4.37 y 4.38, se muestra el comportamiento del conjunto en el caso de que el dipolo se aleje de las espiras cruzadas. Lo primero que ocurre al mismo tiempo que aumenta la distancia entre los elementos es que la corriente del dipolo debe aumentar para conseguir una forma cardioide. Como era de esperar, la forma cardioide pierde el mejor rendimiento a medida que aumentan las distancias entre las espiras cruzadas y el dipolo sensor. Alrededor de los 0,3 metros la forma aparece demasiado distorsionada para operar (ver Fig. 4.38).

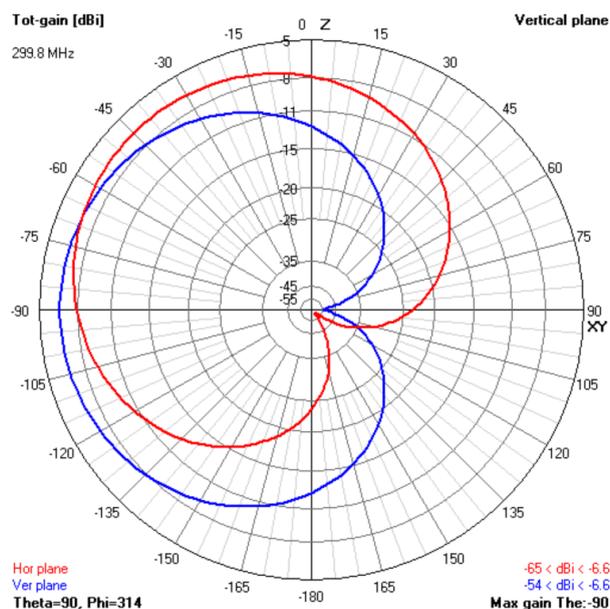


Fig. 4.37 Separación entre las espiras cruzadas y el dipolo de 0.003 m.

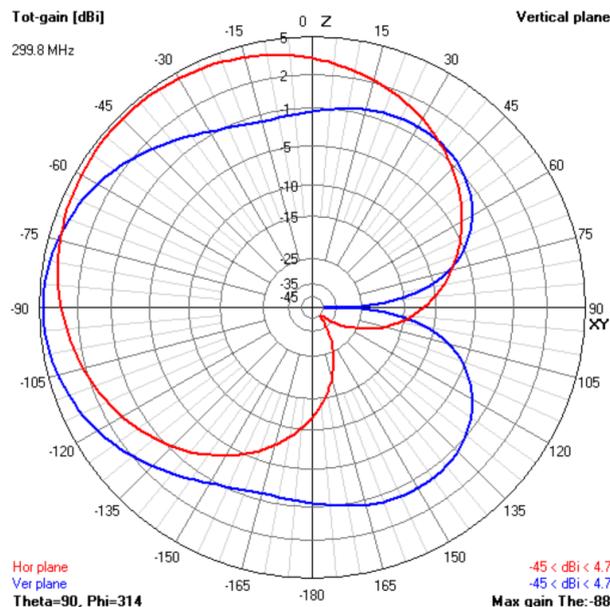


Fig. 4.38 Separación entre las espiras cruzadas y el dipolo de 0.3 m.

A modo de resumen, cabe decir que el conjunto de espiras cruzadas permite el uso de espiras más grandes que la espira sola. Además, en este sistema aparecen fuentes de error, inexistentes en la espira sola, asociados al correcto posicionamiento relativo entre las dos espiras. La antena con espiras cruzadas se ve afectada por las interferencias de las ondas del cielo, como la espira sola. Otra desventaja en común es la ambigüedad de 180°.

### 4.3 AGRUPACIÓN ADCOCK

Esta antena es una evolución de la antena de espiras cruzadas. Mejora su comportamiento, reduciendo los errores provocados por la recepción de ondas celestes. La agrupación Adcock consigue esta mejora gracias a la supresión de los componentes horizontales de las espiras cruzadas. Así, la agrupación Adcock está formada por 4 elementos verticales. Si éstos son dipolos, se denomina H-Adcock. En cambio, si los elementos son monopolos, se denomina U-Adcock. Estos nombres hacen referencia al parecido de la configuración con las letras H o U.

Los cuatro elementos de la agrupación se ubican en los puntos cardinales (Norte, Sur, Este y Oeste). La separación de los elementos debe estar en el rango entre una décima parte y una cuarta parte de la longitud de onda. La robustez de esta configuración ante las polarizaciones horizontales, permite a la agrupación Adcock trabajar en bandas como HF o VHF, donde la reflexión ionosférica es importante.

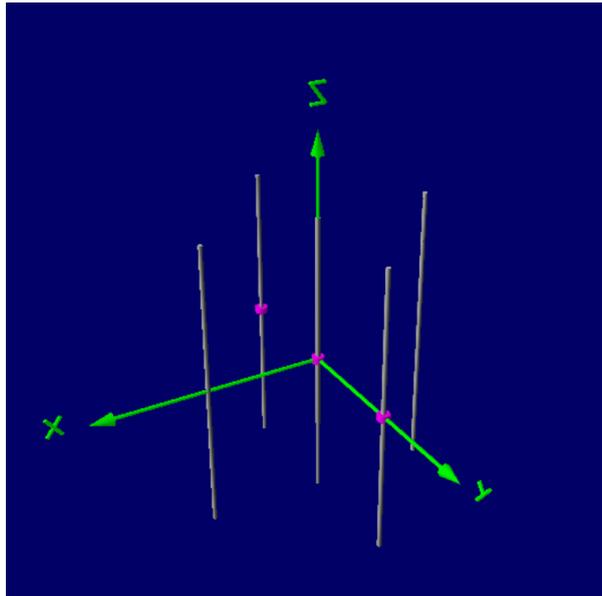


Fig. 4.39 Antena Adcock con dipolo sensor.

La antena Adcock representa un conjunto de antenas desfasadas  $180^\circ$  dos a dos. Al simular la antena como un sistema transmisor activo aparecen dos posibles distribuciones: La primera es desfasar  $180^\circ$  las antenas encaradas con la misma alimentación, es decir la norte con la sur y la este con la oeste (ver Fig. 4.40). La otra distribución es alimentar igualmente los dipolos Norte y Sur con el desfase de  $180^\circ$  y dejar los dipolos Este-Oeste alimentados con tensión cero, o viceversa (ver Fig. 4.41).

Así, el diagrama de radiación debe ser el mismo en ambos casos pero rotado. Debe ser un "ocho", al igual que las espiras cruzadas pero la posición de los nulos no es la misma en ambos casos. Cuando se alimentan todos los elementos, los nulos y la máxima radiación aparecen a lo largo de la bisectriz de las direcciones de alineamiento de los pares de dipolos enfrentados. Cuando sólo se alimentan dos de los cuatro dipolos, el máximo de radiación aparece a lo largo de la dirección de alineamiento de los dipolos activos y los nulos en la dirección trazada por los elementos alimentados con valor cero. Sea como fuere, en radiogoniometría, el sistema es receptor y pasivo, por lo cual los ceros pueden aparecer en cualquier dirección de observación acimutal. En este trabajo, para simplificar el modelado y simulación de la agrupación Adcock se ha optado por alimentar en contrafase sólo dos dipolos enfrentados (y forzando un cero en los otros dos) (ver Fig. 4.41).

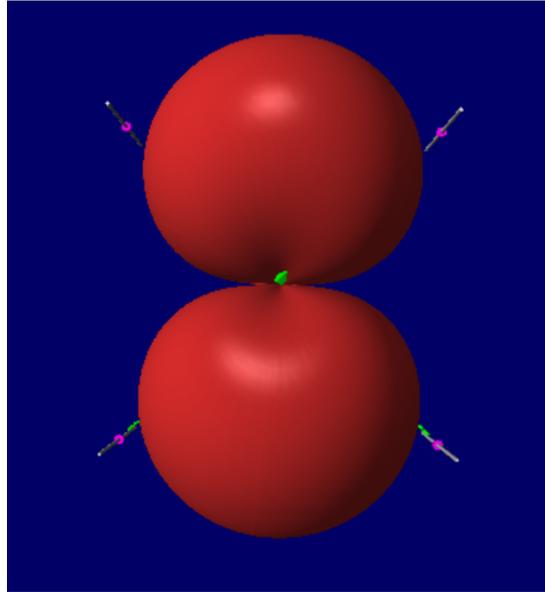


Fig. 4.40 Adcock alimentado con los 4 elementos.

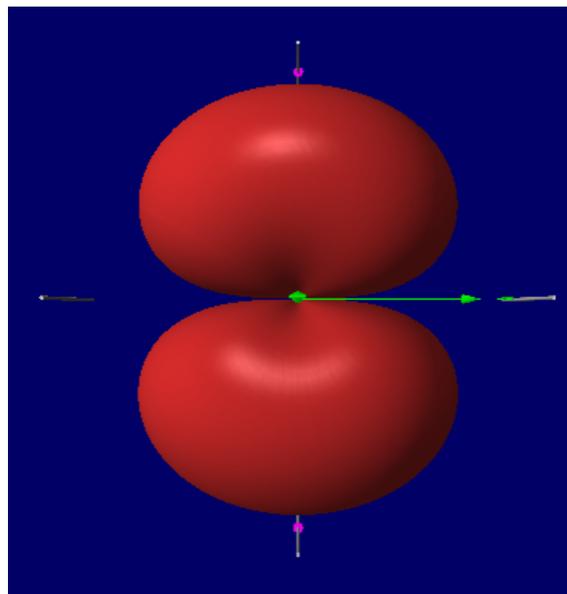


Fig. 4.41 Adcock con dos elementos alimentados y dos alimentados con valor cero.

Como se puede ver en la Fig. 4.41, esta antena también tiene una ambigüedad de  $180^\circ$ . Y la forma de solucionarlo es utilizando un dipolo sensor, al igual que las otras antenas. Todas las simulaciones del array Adcock se hacen a 300 MHz.

Para hacer un análisis correcto, se comprueba primero el comportamiento de la antena Adcock sin elemento sensor. El primer análisis consiste en aumentar el tamaño de los cuatro dipolos con la mínima separación de 0.1 m. Después, se estudia cómo funciona desde la distancia mínima hasta la máxima de 1m. Como se trabaja con una longitud de onda de un metro, el rango de trabajo va

desde los 0,1 metros hasta los 0,75 metros. El objetivo de un trabajo como éste es encontrar primero la mejor longitud de los dipolos y luego obtener a qué distancia el conjunto tiene el mejor comportamiento.

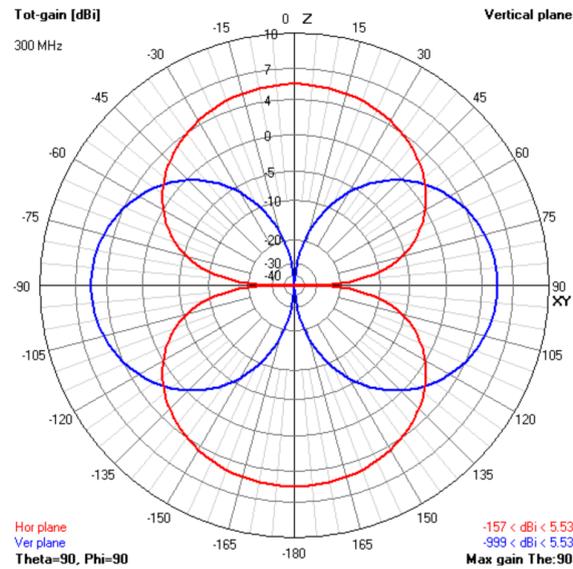


Fig. 4.42 Longitud dipolos del Adcock de  $0.001\lambda$  m y separación de 0.1 m.

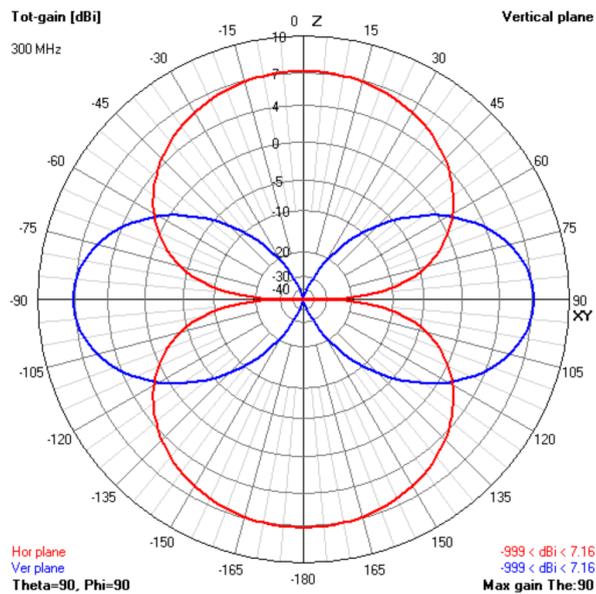


Fig. 4.43 Longitud dipolos del Adcock de  $1\lambda$  m y separación de 0.1 m.

En las Figs. 4.42 y 4.43 se muestra el diagrama de radiación con dos longitudes extremas del dipolo. En todos los casos los nullos más agudos son adecuados. A partir de cierto tamaño los lóbulos aumentan alrededor de 2 dB y pierden la forma esperada. Finalmente, si el tamaño se incrementa más de  $0,5\lambda$  metros la forma se distorsiona (ver Fig. 4.43). Por lo tanto, el rango de un trabajo óptimo es de  $0,001\lambda$  a  $0,5\lambda$  metros. En las Figs. 4.44 y 4.45, se muestra el comportamiento de la agrupación Adcock con el tamaño de los dipolos fijos 0,001 metros, y con distancias entre dipolos enfrentados diferentes.

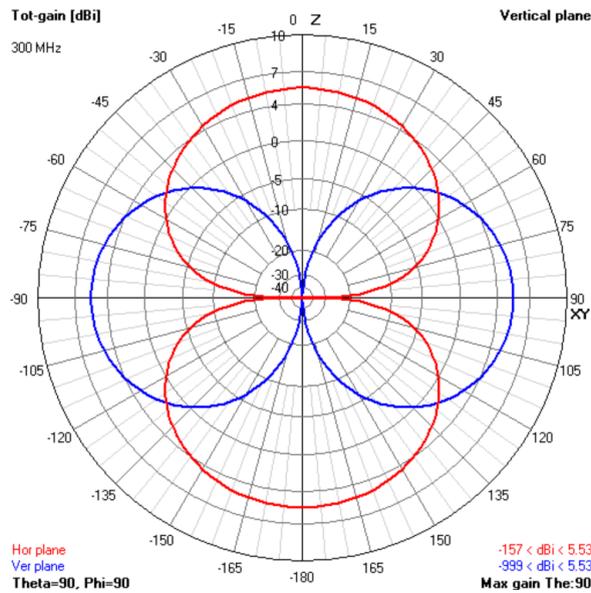


Fig. 4.44 Separación entre dipolos del Adcock de 0.1 m.

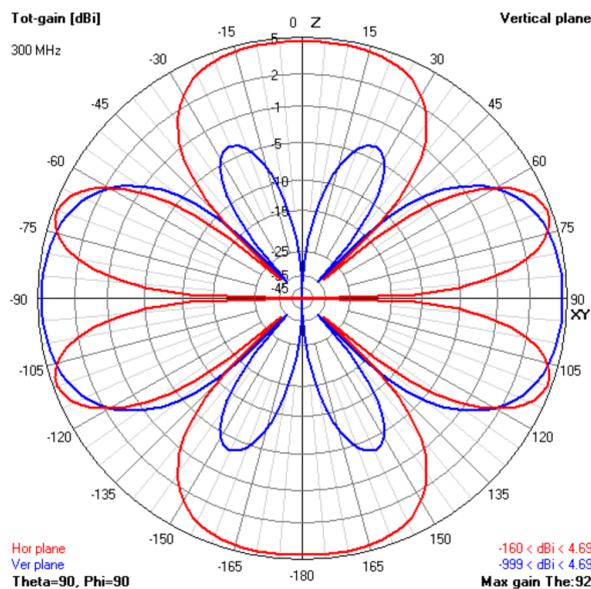


Fig. 4.45 Separación entre dipolos del Adcock de 0.75 m.

En las Figs. 4.44 y 4.45, el tamaño de los lóbulos crece gradualmente al mismo tiempo que crece la separación. El caso máximo aceptable se corresponde con una separación de 0,4 metros. Nuestras simulaciones muestran que a partir de esta separación, la forma se destruye completamente.

En conclusión, la mejor situación para trabajar es con el tamaño mínimo y la longitud mínima. Esto es posible ver en la forma de la matriz del diagrama de radiación. Porque es simétrica y esa es una característica importante para el conjunto completo. Además, los nulos son nítidos y profundos, pero se mantiene el problema de la ambigüedad. Aun así, se observa que el comportamiento puede ser aceptable hasta separaciones de 0.4 m.

A continuación se estudia cómo funciona el conjunto completo formado por los cuatro elementos de la agrupación más el dipolo sensor. A partir de los mejores tamaños y distancias entre los dipolos que configuran la agrupación Adcock, cabe incrementar el tamaño de los cinco dipolos con el objetivo de ver cual es el rango de trabajo del conjunto. Pero antes, es importante alimentar y colocar correctamente el dipolo sensor, cuya alimentación debe estar desfasada  $90^\circ$  con respecto de la alimentación de la agrupación y colocarse en el centro de los cuatro elementos del conjunto.

De la Fig. 4.47 a la Fig. 4.50 se muestra el diagrama de radiación del sistema que incluye este elemento sensor. En este caso, no se espera que tenga la forma de un cardioide ya que el uso de dipolos obliga a tener un nulo en el plano vertical (en la dirección de orientación de los dipolos, aquí supuesta z (ver Fig. 4.39)). Estos nulos precisamente permiten ignorar la influencia de las ondas celestes. Como se ve en la Fig. 4.46, inicialmente no aparece este nulo en el plano horizontal. La forma de resolver este problema es aumentar la alimentación del dipolo sensor. Entonces, el pequeño haz desaparece y se forma el nulo de interés (ver Fig. 4.48).

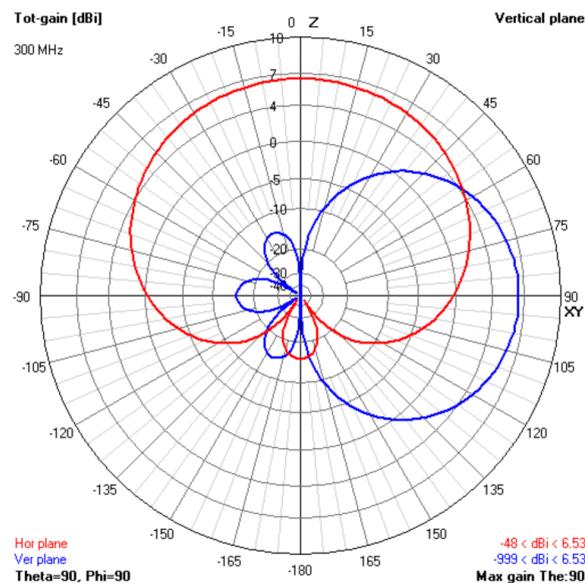


Fig. 4.46 Diagrama de radiación 2D con elemento sensor.

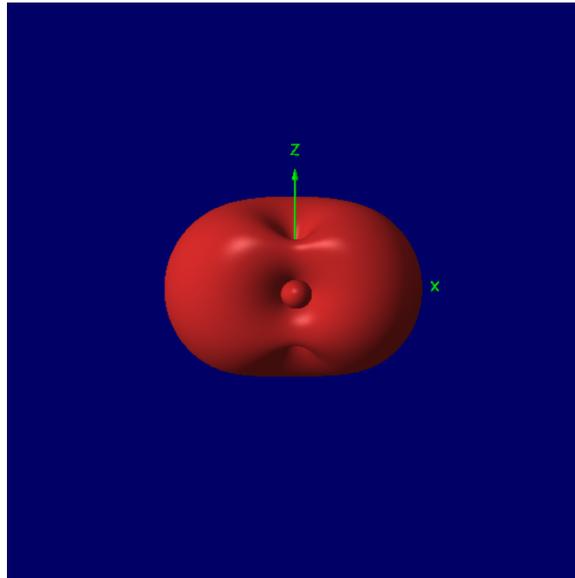


Fig. 4.47 Diagrama de radiación 3D con elemento sensor.

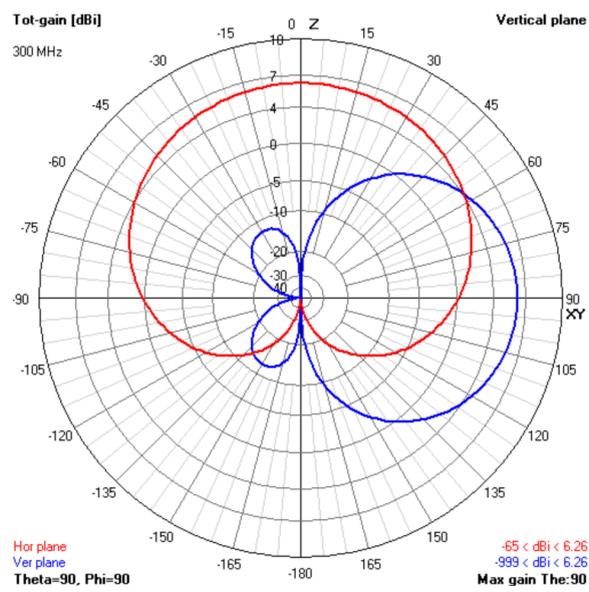


Fig. 4.48 Diagrama de radiación 2D con elemento sensor calibrado.

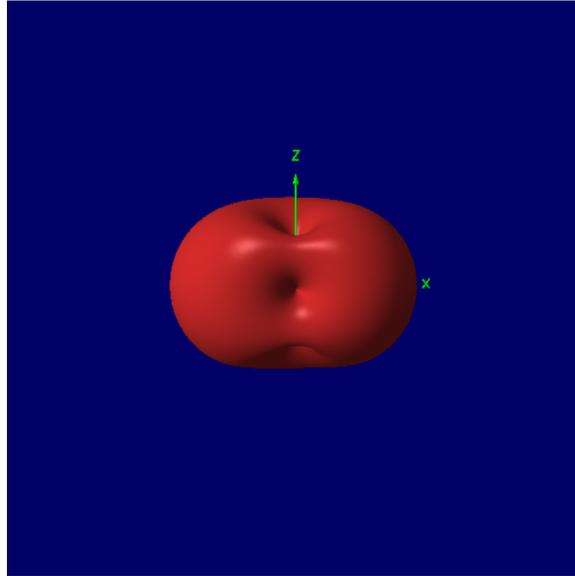


Fig. 4.49 Diagrama de radiación 3D con elemento sensor calibrado.

Una vez resuelto el problema de la ambigüedad, se prueba la respuesta con el incremento del tamaño de los elementos. Como se muestra en las Figs. 4.50 y 4.51, la forma se mantiene sin cambios hasta que la longitud de los dipolos supera los 0,1 metros. A partir de entonces, las formas se distorsionan y pierden el nulo único. Además, la mejor opción es utilizar el tamaño pequeño porque los nulos son más nítidos y profundos. A medida que se aumenta el tamaño de los elementos, se pierden estas condiciones óptimas.

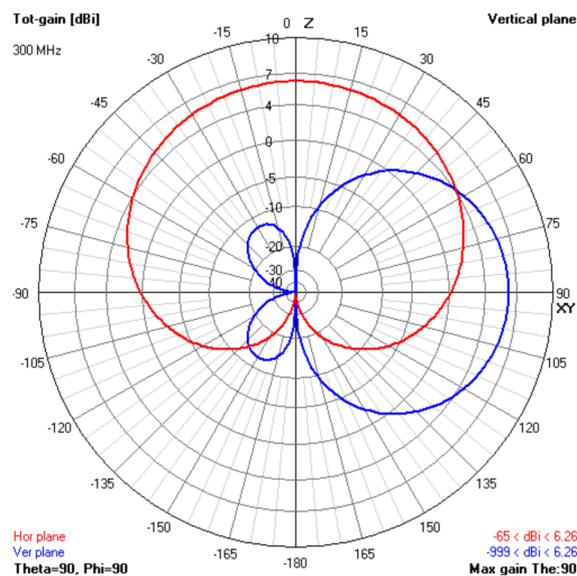


Fig. 4.50 Longitud de los dipolos del Adcock y dipolo sensor de  $0.001\lambda$  m.

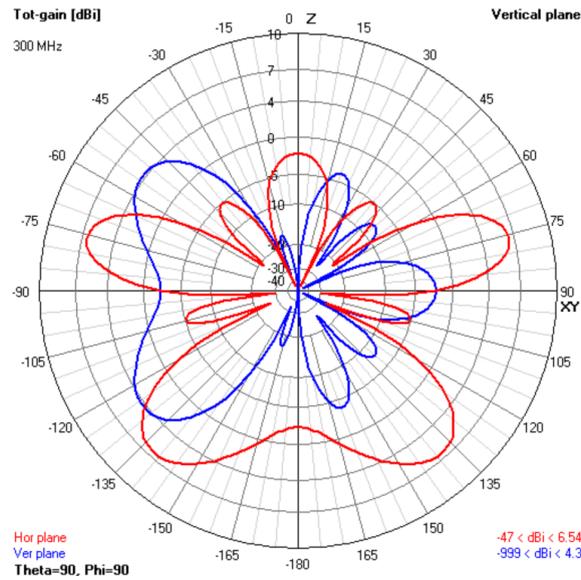


Fig. 4.51 Longitud de los dipolos del Adcock y dipolo sensor de  $1\lambda$  m.

Para terminar con el estudio del comportamiento del array Adcock, cabe reseñar que el mejor rendimiento se obtiene con la menor separación y con mínima longitud. Como se muestra en las Figs. 4.52 y 4.53, la forma deseada se deforma completamente, como consecuencia de aumentar la separación entre los elementos de la agrupación.

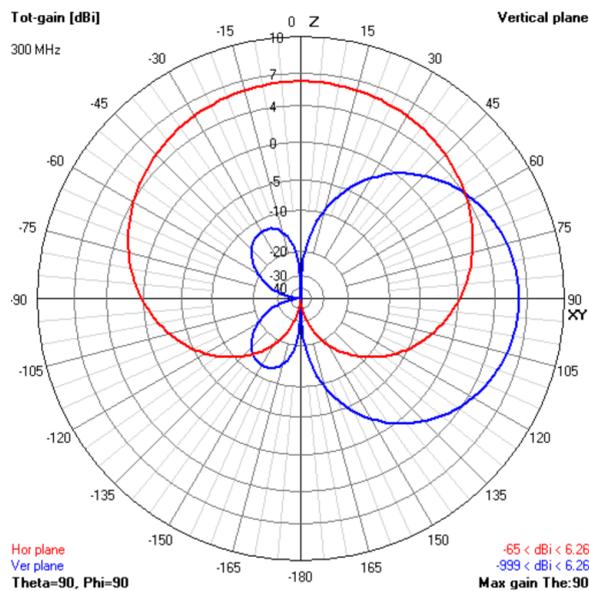


Fig. 4.52 Separación de los dipolos del Adcock y dipolo sensor de  $0.1\lambda$  m.

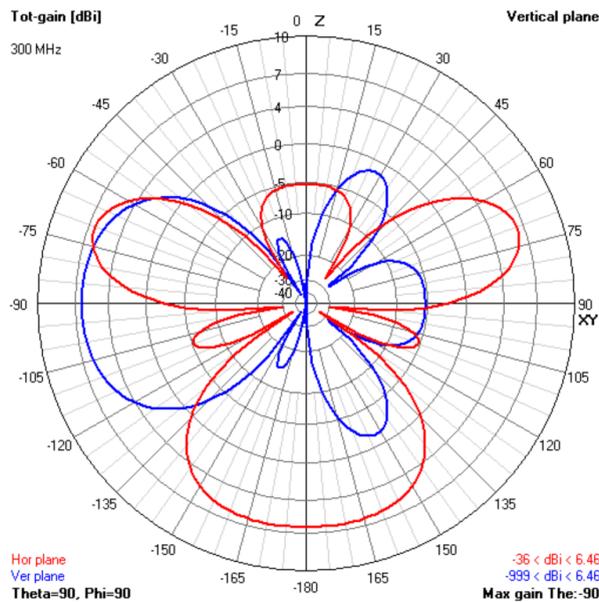


Fig. 4.53 Separación de los dipolos del Adcock y dipolo sensor de 0.75 m.

Una de las principales ventajas del array Adcock es la pérdida de los errores de polarización. Se consigue debido a la eliminación de los componentes horizontales que tienen la espira sola y las espiras cruzadas. Esta antena tiene una respuesta muy rápida en el tiempo con alta precisión y sensibilidad. También puede estar compuesta por monopolos o por dipolos, dependiendo de la aplicación. Sin embargo esta antena requiere más espacio que las espiras. La agrupación es más difícil de equilibrar y es más sensible a las condiciones del terreno.

#### 4.5 COMPARACIÓN DEL ANCHO DE BANDA

El objetivo de este apartado es hacer una comparativa del ancho de banda de trabajo entre las tres antenas estudiadas anteriormente. Para ello, se ha incrementado escalonadamente el tamaño de las antenas hasta que éstas no funcionan correctamente. Para analizar las tres antenas de la misma manera, se ha decidido que la diferencia entre la ganancia máxima y la ganancia mínima tiene que ser mayor de 30 dB ya que si la diferencia es inferior a 30 dB los nulos empiezan a perder la forma más nítida y profunda que se desea.

En el caso de la espira, el tamaño del dipolo sensor evoluciona desde  $0.001\lambda$  a  $0.008\lambda$  m y el tamaño del lado de la espira va de  $0.0005\lambda$  a  $0.004\lambda$  m.

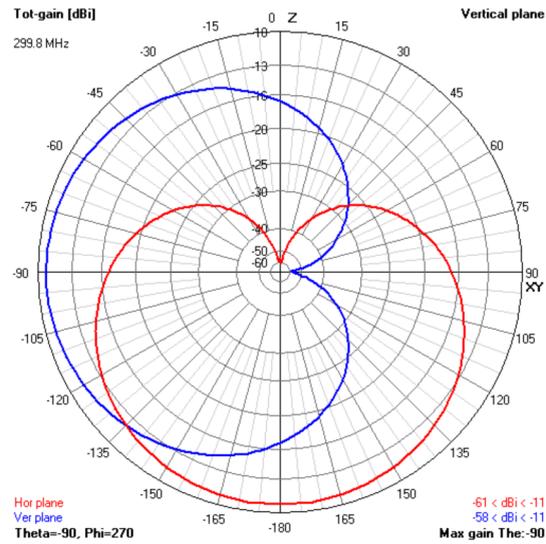


Fig. 4.54 Tamaño del dipolo de  $0.001\lambda$  m y tamaño del lado de la espira de  $0.0005\lambda$  m.

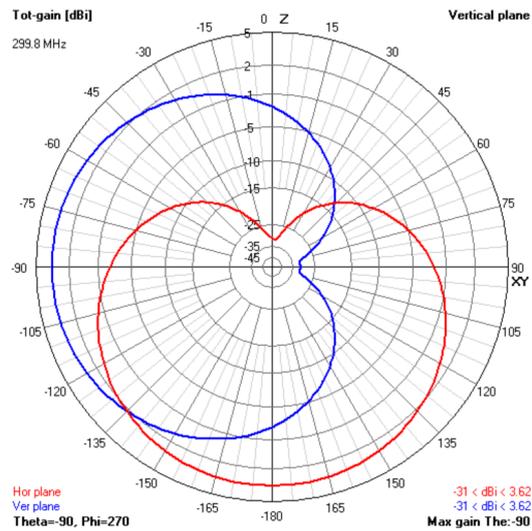


Fig. 4.55 Tamaño del dipolo de  $0.008\lambda$  m y tamaño del lado de la espira de  $0.004\lambda$  m.

Para las espiras cruzadas se puede apreciar en las Figs. 4.56 y 4.57 una mejora respecto a la espira sola. El rango de tamaños del dipolo sensor evoluciona de  $0.003\lambda$  m a  $0.024\lambda$  m. El lado vertical de las espiras cruzadas progresa de  $0.0025\lambda$  m a  $0.02\lambda$  m y el lado horizontal de la espiras va de, respectivamente,  $0.002\lambda$  m a  $0.016\lambda$  m.

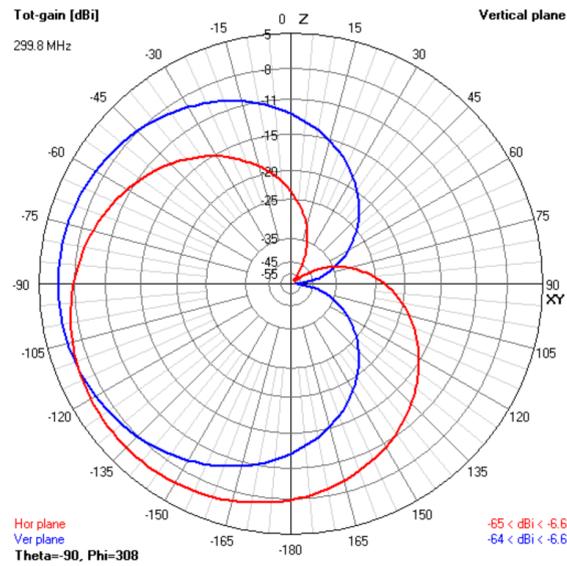


Fig. 4.56 Tamaño del dipolo sensor de  $0.003\lambda$  m, tamaño del lado vertical de las espiras es de  $0.0025\lambda$  y tamaño del lado horizontal es de  $0.002\lambda$  m.

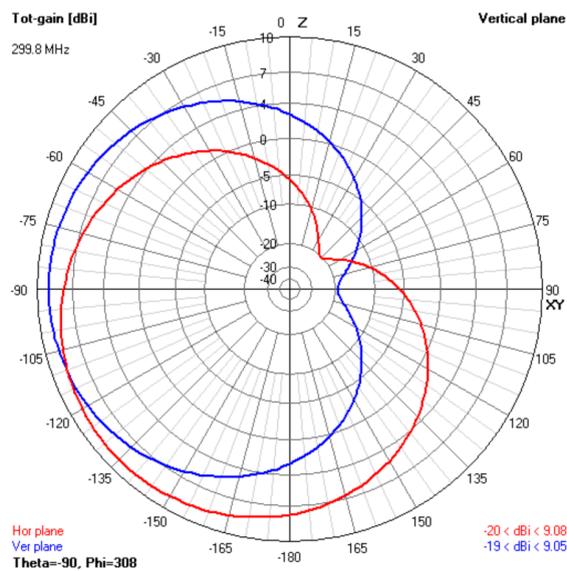


Fig. 4.57 Tamaño del dipolo sensor de  $0.024\lambda$  m, tamaño del lado vertical de las espiras es de  $0.02\lambda$  y tamaño del lado horizontal es de  $0.016\lambda$  m.

El caso Adcock presenta una amplia mejora respecto a las espiras cruzadas ya que la longitud de los dipolos va desde  $0.001\lambda$  m hasta  $0.256\lambda$  m (ver Figs. 4.58 y 4.59).

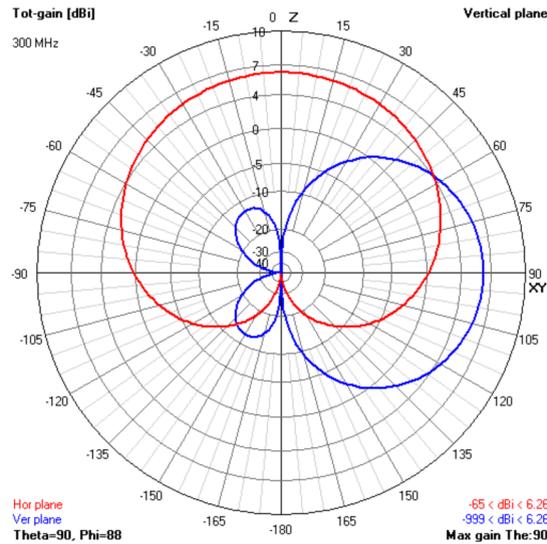


Fig. 4.58 Adcock con longitud de los dipolos de  $0.001\lambda$  m.

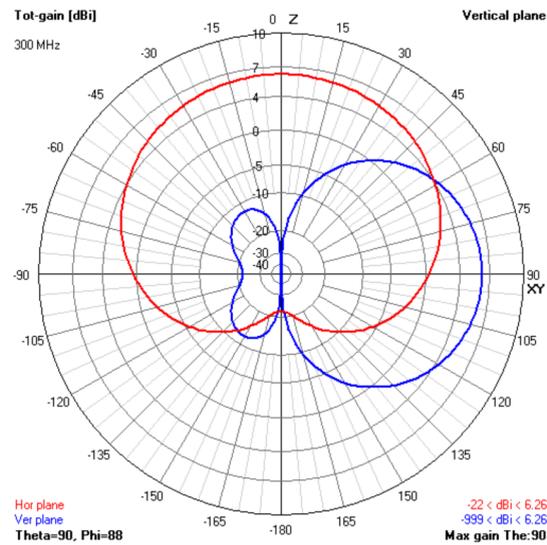


Fig. 4.59 Adcock con longitud de los dipolos de  $0.256\lambda$  m.

## 5. CONCLUSIONES

El estudio de los sistemas radiogoniométricos y de la radionavegación me ha permitido ampliar mis conocimientos dentro de estos campos. Primeramente he aprendido como afectan los diferentes tipos de propagación en función de la frecuencia de trabajo y como se ven afectados por las condiciones del medio. Concretamente, dentro del ámbito de la radiogoniometría se recibe la señal mediante la propagación de onda de superficie. Estos mecanismos de

propagación engloban las bandas frecuenciales de VLF, LF y MF, que trabajan a las frecuencias de 3kHz a 3MHz.

En todo sistema de comunicaciones radio debemos tener una antena y para la radiogoniometría no iba a ser diferente. La característica principal que deben tener estas antenas es la directividad. Hay una gran variedad de antenas que se pueden usar en este ámbito (Yagi, Log-Period, espira, etc) pero dependiendo de la frecuencia que trabajen se pueden clasificar en *peak-detection* o *null-detection*.

Otro tipo de distinción que se puede hacer dentro de los sistemas de radiogoniometría es si se habla de radiogoniometría manual o automática. Los sistemas manuales son los sistemas más básicos que localizan la dirección de la señal radio por medio del voltaje recibido. Por otro lado, los sistemas automáticos (en inglés, Automatic Direction Finding (ADF)) incorporan mecanismos que mejoran la velocidad de detección. Como puede ser el goniómetro, el TDOA, o el sistema Doppler.

Sin duda el mecanismo que tienen que utilizar todas los sistemas de radiogoniometría es la triangulación. Ya sea vertical o horizontal deben comunicarse entre estaciones de radiogoniometría con la intención de encontrar la intersección entre las direcciones trazadas hacia el objetivo por cada una de las estaciones de radiogoniometría para poder localizarlo con precisión.

Con el objetivo de estudiar el ancho de banda de las antenas utilizadas dentro de la radiogoniometría he hecho simulaciones con el software 4nec2. Las antenas estudiadas son la espira, las espiras cruzadas y la agrupación Adcock. Todas estas antenas necesitaban una antena sensor para poder eliminar la ambigüedad de 180° que tenían. Aquí se descubrió que los elementos con espiras necesitaban un factor de corrección en la alimentación de la antena sensor para obtener el diagrama de radiación de cardioide. Finalmente se pudo concluir que las antenas formadas por agrupaciones de elementos (Adcock) nos ofrecían cuantiosamente mayor ancho de banda.

## **6. BIBLIOGRAFÍA**

[1] C-CORE Project Team: Dave Green (Project Manager), Chris Fowler, Jake Tunaley Captain Robert A. Bartlett Building, "Modeling and Experimental Support for Detection of Linear Conductors Task Authorization 3: Electromagnetic Propagation Model Upgrade"

[https://cradpdf.drdc-rddc.gc.ca/PDFS/unc332/p807977\\_A1b.pdf](https://cradpdf.drdc-rddc.gc.ca/PDFS/unc332/p807977_A1b.pdf)

[2] TEMA 3: PROPAGACIÓN DE ONDAS EN MEDIO NATURAL:

[https://www.gr.ssr.upm.es/docencia/grado/rdpr/transparencias/transp\\_tema3.pdf](https://www.gr.ssr.upm.es/docencia/grado/rdpr/transparencias/transp_tema3.pdf)

- [3] ITU Academy: "S2D2Direction Finding Basics and Methods".  
<https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/ArabStates/Documents/events/2020/SM/Pres/S2D2Direction%20Finding%20Basics%20and%20Methods.pdf>
- [4] Belmonte , A., y González-Arbesú, JM. SRF\_L5\_Antenna\_Arrays. *Universitat Politècnica de Catalunya*.
- [5] Luna, A. Antenas. *Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica*, 1.
- [6] Antenna Theory. Log-periodic Antenna. *Tutorialspoint*. [En línea]. Disponible en:  
[https://www.tutorialspoint.com/antenna\\_theory/log\\_periodic\\_antenna\\_theory.htm](https://www.tutorialspoint.com/antenna_theory/log_periodic_antenna_theory.htm) [Consulta: 13/06/2021]
- [7] Log-Periodic Antenna. *Comsol*. [En línea]. Disponible en:  
<https://www.comsol.com/model/log-periodic-antenna-36111> [Consulta: 26/05/2021]
- [8] Small Magnetic Loop Characteristics. [En línea]. Disponible en:  
<http://www.hi-q-webs.com/LoopAntPres/Char.html> [Consulta: 05/08/2021]
- [9] Chapter 14: Direction Finding Antennas.  
<https://www.grz.ru/schemes/contribute/arri/chap14.pdf>
- [10] Pellejero, I. Adcock/Watson-Watt Radio Direction Finding. *Ipellejero*. [En línea]. Disponible en:  
<http://www.ipellejero.es/tecnico/adcock/english.php> [Última consulta: 01/09/2021]
- [11] Loop antenna. *Wikipedia*. [En línea]. Disponible en:  
[https://en.wikipedia.org/wiki/Loop\\_antenna#Direction\\_finding\\_with\\_small\\_loops](https://en.wikipedia.org/wiki/Loop_antenna#Direction_finding_with_small_loops) [Consulta: 24/07/2021]
- [12] Hernández, M. (2013-2014). RADIOBALIZAS Y RADIOGONIOMETRÍA: IDENTIFICACIÓN Y LOCALIZACIÓN. Universidad de la Laguna. [En línea]. Disponible en:  
<https://xdoc.mx/preview/radiobalizas-y-radiogoniometria-identificacion-y-localizacion-5f42d5071a9ac> [Consulta: 15/07/2021]
- [13] Radio Direction Finding methods. [En línea]. Disponible en:  
<https://www.cryptomuseum.com/df/df.htm#ww> [Consulta: 02/08/2021]
- [14] Skolnik, M. I. (1990). *Radar Handbook*. McGraw-Hill.
- [15] Kederer, W., y Detlefsen, J. (2000). *Direction of arrival (DOA) determination based on monopulse concepts*.

- [16] Chaff. *Wikipedia*. [En línea]. Disponible en: <https://es.wikipedia.org/wiki/Chaff> [Consulta: 15/07/2021]
- [17] Radar. *Wikipedia*. [En línea]. Disponible en: [https://es.wikipedia.org/wiki/Radar#Reflector\\_parab%C3%B3lico](https://es.wikipedia.org/wiki/Radar#Reflector_parab%C3%B3lico) [Consulta: 16/07/2021]
- [18] Specht, C., Weintrit, A., y Specht, M. (2016). A History of Maritime Radio-Navigation Positioning Systems used in Poland. *Journal of Navigation*, 69(3), 468-480.
- [19] Hugh, D. K., y Roy, B. M. (1993). Direction finding antennas and systems. Johnson, R. C. (Ed.), *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill.
- [20] O'Keefe, B. (2017). Finding Location with Time of Arrival and Time Difference of Arrival Techniques. *ECE Senior Capstone Project 2017*.
- [21] Radiogoniómetro. *Wikipedia*. [En línea]. Disponible en: <https://ca.wikipedia.org/wiki/Radiogoni%C3%B2metre> [Consulta: 09/05/2021]
- [22] Loop antenna. *Wikipedia*. [En línea]. Disponible en: [https://en.wikipedia.org/wiki/Loop\\_antenna](https://en.wikipedia.org/wiki/Loop_antenna) [Consulta: 10/05/2021]
- [23] Crossed Loop pattern. (2001). [En línea]. Disponible en: <https://pe2bz.philpem.me.uk/Comm01/-%20-%20Ion-Photon-RF/-%20-%20Lightning/L-501-Gp-1-HugeProject/page6.htm> [Consulta: 23/07/2021]