

t
621,3
S'92

UNIVERSIDAD NACIONAL DEL CALLAO
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



SISTEMA DE ANTENAS PARA UN RADAR VHF DE VIGILANCIA AÉREA

TESIS

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTADO POR:

BACHILLER JOSÉ RAÚL SUMALAVE VELÁSQUEZ

ASESOR:

INGENIERO JORGE MOSCOSO SANCHEZ

CALLAO – PERÚ

2011

Id. Publ. 16024
Id. Ejemplar: 39136

A mis padres José y Francisca por su incondicional y abnegada paciencia y a mis hermanos por sus acertados consejos.

RESUMEN

La presente tesis muestra el diseño y la construcción de un sistema de antenas para un radar VHF de vigilancia aérea a una frecuencia de trabajo de 150 MHz. Lo cual se desarrollo en su mayor parte en las instalaciones de la Fuerza Aérea del Perú con el objetivo de ser precedente a futuras investigaciones tecnológicas en nuestro país.

En su primera etapa consistía de un arreglo lineal en un sistema de antenas fijas lo cual nos permitía conseguir un ancho de haz y directividad optimo para la detección de blancos en un determinado sector del espacio lo cual tenía ciertos inconvenientes para el seguimiento de los tales pero no en tanto su instalación.

En su segunda etapa consistía en un arreglo de cuatro antenas lo cual comprendía dos niveles de dos antenas cada una teniendo un eje en común lo cual permitía cubrir todo el sector requerido para dicho fin, con este diseño se mejoro en tal sentido de hacer un mejor seguimiento de los blancos a costo de no tener una señal muy clara al momento de obtener los datos y por ende ver algunos datos erróneos en PPI a causa de que el arreglo utilizado tenía un diferenciado patrón de radiación con respecto a la de la primera etapa lo cual generaba en algunos casos dos lóbulos principales y en otros casos; y haciendo las correcciones pertinentes; un lóbulo, pero con lóbulos secundarios indeseados lo cual requeriría algunos ajustes para optimizar cables y antenas para tener un sistema mucho mejor balanceado.

Para una tercera etapa esto llegaría a ser corregido tanto como en impedancias como en diseño lo cual comprendería dos niveles de arreglos de cuatro antenas (similares a los tipos de antenas del radar P-12), lo cual garantizaría un menor ancho de haz, mayor directividad y cubriría todos los sectores para el seguimiento de posibles blancos además de que este sistema seria transportable.

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE INGENIERO ELECTRÓNICO

**TITULO: SISTEMAS DE ANTENAS PARA UN RADAR VHF DE
VIGILANCIA AÉREA**

OBJETIVOS:

El objetivo de esta tesis es hacer el estudio del diseño, fabricación, instalación y comprobar el funcionamiento del un sistema de antenas para un radar VHF (150MHz) ya que la antena es la parte más importante del radar y siendo la antena el medio por el cual se realiza la transmisión proveniente del transmisor y recepción de las señales de pulsos electromagnéticos provenientes del espacio libre; además, de comprender el tratamiento de las señales a partir de la recepción y los procedimientos que se realizan para la obtención de blancos en PPI (Parallel Peripheral Interface). Se describirá algunos aspectos importantes en la cual las diferentes configuraciones de antenas tienen relevancia en el procedimiento de emitir ondas electromagnéticas hacia el espacio libre y así también como el terreno influye en la obtención del patrón de radiación que se requiere, para el cálculo y el diseño de este sistema de antenas se empleo el programa MMANA-GAL el cual utiliza el método de elementos finitos el cual nos ayudara a aproximarnos a los parámetros deseados para ello se utilizo las antenas de tipo Yagi como dispositivo para generar y recepcionar dicha señal electromagnética, además se desarrollara algunos conceptos previos sobre la teoría de los radares que nos ayudaran a comprender este propósito, también tendremos como objetivo ser precedente a futuras generaciones en desarrollar un radar hecho o desarrollado en nuestro país la cual sentaría las bases para poder desarrollar otros tipos de radares que sirvan de beneficio a la población de nuestro país así como por ejemplo obtener datos meteorológicos, ayuda a la aeronavegación civil, control del tráfico aéreo en nuestras fronteras.

ÍNDICE

INDICE	3
INDICE DE FIGURAS	7
INDICE DE TABLAS	11
CAPITULO 1: EL RADAR	12
1.1 INTRODUCCIÓN AL RADAR.	12
1.2 CLASIFICACION DE LOS RADARES.	13
1.2.1 Según el Número de Antenas.	13
1.2.2 Según el Blanco.	14
1.2.3 Según la Forma de onda.	14
1.2.4 Según su Finalidad.	14
1.3 APLICACIONES DEL RADAR.	15
1.3.1 Radar Doppler.	15
1.3.2 Altimetro de Radar.	17
1.3.3 Radar de Cubrimiento.	18
1.3.4 Radares con Identificación. – Respondedores.	20
1.3.5 Radares de abordó. – Radares de Tiro.	20
1.4 FRECUENCIAS DE RADAR.	21
1.4.1 HF (3 a 30 MHz).	24
1.4.2 VHF (30 a 300 MHz).	25
1.4.3 UHF (300 a 1000 MHz).	26
1.4.4 Banda L (1,0 a 2,0 GHz).	26
1.4.5 Banda S (2,0 a 4,0 GHz).	27
1.4.6 Banda C (4,0 a 8,0 GHz).	28
1.4.7 Banda X (8,0 a 12,5 GHz).	28
1.4.8 Banda Ku, K y Ka (12,5 a 40 GHz).	29
1.4.9 Longitudes de Onda Milimétrica (Por Encima de 40 GHz).	29
1.4.10 Frecuencias de Laser.	30
1.5 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RADAR.	31
1.5.1 Transmisor.	33
1.5.2 Duplexor.	34
1.5.3 Antena.	34
1.5.4 Receptor.	37

1.5.5	Procesamiento de Señales.	38
1.5.6	Procesamiento de Datos.	39
1.5.7	Displays.	40
1.5.8	Control de Radar.	40
1.5.9	Forma de Onda.	40
CAPITULO 2. CONSIDERACIONES GENERALES SOBRE ANTENAS.		42
2.1	INTRODUCCION.	42
2.2	PARAMETROS DE ANTENAS DE TRANSMISION.	45
2.2.1	Impedancia.	46
2.2.2	Intensidad de Radiación.	48
2.2.3	Diagrama de Radiación.	50
2.2.4	Directividad.	55
2.2.5	Polarización.	58
2.2.6	Ancho de Banda.	61
2.3	PARAMETROS DE ANTENAS DE RECEPCION.	64
2.3.1	Adaptación.	64
2.3.2	Área y Longitud Efectiva.	64
2.4	ECUACION DE TRANSMISION.	66
2.4.1	Ecuación del Radar.	72
2.5	TEMPERATURA DE RUIDO DE ANTENA.	74
CAPITULO 3. ANTENAS.		79
3.1	INTRODUCCION.	79
3.2	DIPOLO HERTZIANO.	81
3.3	ANTENA DE DIPOLO DE MEDIA ONDA.	85
3.4	ANTENA MONOPOLAR DE CUARTO DE ONDA.	89
3.5	ANTENA DE CUADRO PEQUEÑO.	90
3.6	ARREGLO DE ANTENAS.	93
CAPITULO 4. PRIMERA ETAPA: DISEÑO DE UN RADAR CON UN ARREGLO DE ANTENAS FIJAS.		100
4.1	GENERALIDADES.	100
4.1.1	Generador de Pulsos de Radar.	100
4.1.2	Sintetizador de Frecuencias del Radar.	104
4.1.3	Transmisor.	107
4.1.3.1	Conmutador de Transmisión/Recepción.	110

4.1.4	Arreglo de Antenas.	111
4.1.5	Down Converter.	112
4.1.6	Sistema de Recepción del Radar.	113
4.2	SIMULACION DE PATRONES DE RADIACION.	115
4.2.1	Patrón de Radiación.	115
4.2.2	Software de Simulación MMANA – GAL.	117
4.2.2.1	Historia.	117
4.2.2.2	Limitaciones.	117
4.2.3	Simulación de Patrones de Radiación utilizando MMANA – GAL.	118
4.2.3.1	Simulación de Una Antena Yagi.	118
4.2.3.2	Simulación de Un Arreglo de Ocho Antenas Yagi.	121
CAPITULO 5. SEGUNDA ETAPA: DISEÑO DE UN RADAR CON UN ARREGLO DE ANTENAS ROTATIVAS.		128
5.1	GENERALIDADES.	128
5.1.1	Subsistema de Antenas VHF.	128
5.1.2	Subsistema de Rotación en Azimut del Subsistema de Antenas.	136
5.1.2.1	Subsistema de Giro Azimutal Continuo.	136
5.1.2.2	Subsistema de Control de Giro Electrónico Azimutal.	142
5.1.3	Subsistema de Elevación del Subsistema de Antenas.	142
5.1.4	Subsistema de Montaje de Torre Semi – Autosoportada Para Transporte Vehicular Con Izaje Manual y Eléctrico.	144
5.1.4.1	Manufactura de Torre Estructural de Base Cuadrada Semi – Autosoportada.	144
5.1.4.2	Manufactura del Sistema de Izaje Mecánico – Eléctrico.	144
5.1.4.3	Manufactura de Plataforma Para Transporte del Sistema Total de Antena Radar.	145
5.2	SOFTWARE DEL CONTROL DE ROTACION DE ANTENA RADAR.	145
5.2.1	Censado de Posición del Encoder.	146
5.2.2	Control de Velocidad de Giro del Motor.	148
5.3	SIMULACION DE PATRONES DE RADIACION	148
5.3.1	Simulación de Patrones de Radiación Utilizando MMANA-GAL	148

5.3.1.1 Simulación de Una Antena Yagi.	148
5.3.1.2 Simulación de un Arreglo de Cuatro Antenas Yagi.	152
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	158
BIBLIOGRAFIA	161

ÍNDICE DE FIGURAS

- Figura 1.1 Radar Doppler.
- Figura 1.2 Radar anticolidión.
- Figura 1.3 Principio de funcionamiento del altímetro.
- Figura 1.4 Sistema de radar.
- Figura 1.5 Radar táctico de vigilancia.
- Figura 1.6 Radar de aterrizaje PAR (Precision Approach Radar).
- Figura 1.7 Radar de cubrimiento de a bordo.
- Figura 1.8 Diagrama de bloques simple de un radar que emplea un amplificador de potencia del transmisor y un receptor superheterodino.
- Figura 2.1 Sistema de coordenadas esférico.
- Figura 2.2 Diagrama de radiación tridimensional.
- Figura 2.3 *Diagrama de radiación en coordenadas polares.*
- Figura 2.4 Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.
- Figura 2.5 Diagramas de radiación isótropo, omnidireccional y directivo.
- Figura 2.6 Directividad.
- Figura 2.7 Estimación de la directividad a partir del ángulo solido equivalente.
- Figura 2.8 *Balance de potencia entre dos antenas.*
- Figura 2.9 Esquema de medida de diagrama de polarización y su representación.
- Figura 2.10 Esquema de un radar biestático (izquierda) y monoestático (derecha).
- Figura 2.11 Valores típicos de temperatura de antena.
- Figura 3.1 Antena como dispositivo de acoplamiento entre la estructura de guía y el medio circundante.
- Figura 3.2 Antenas comunes.
- Figura 3.3 Dipolo hertziano portador de corriente $I = I_0 \cos \omega t$.
- Figura 3.4a. *Dipolo de media onda.*
- Figura 3.4b Potencial magnético vectorial.

- Figura 3.5 Antena monopolar.
- Figura 3.6 Antena de cuadro pequeño.
- Figura 3.7 Arreglo de dos elementos.
- Figura 3.8 Arreglo lineal uniforme de N elementos.
- Figura 3.9 Factor de arreglo de lineal uniforme.
- Figura 4.1 Diagrama de bloques del generador de pulsos de radar.
- Figura 4.2 Interfase RS485.
- Figura 4.3 Señales producidas por el generador de pulsos de radar.
- Figura 4.4 Diagrama de bloques del sintetizador de frecuencia radar.
- Figura 4.5 Programación del sintetizador de frecuencia de radar.
- Figura 4.6 Software TOMCO Multidrop Control Panel (MCP).
- Figura 4.7 Arreglo de antenas instalado.
- Figura 4.8 Diagrama del distribuidor de potencia.
- Figura 4.9 Diagrama de bloques del Receive Down Converter.
- Figura 4.10 Diagrama de bloques de la tarjeta Echotek modelo ECDR-GC214-PCI/TS.
- Figura 4.11 Dimensiones de una antena Yagi.
- Figura 4.12 Patrón de radiación del arreglo de 8 antenas en polarización vertical.
- Figura 4.13 Patrón de radiación del arreglo de una antena en polarización horizontal.
- Figura 4.14 Antena Yagi modelada.
- Figura 4.15 Diagrama de campo lejano vista superior (PH).
- Figura 4.16 Diagrama de campo lejano vista de perfil (PH).
- Figura 4.17 Diagrama de campo lejano vista superior (PV).
- Figura 4.18 Diagrama de campo lejano vista de perfil (PV).
- Figura 4.19 Arreglo de 8 antenas Yagi en polarización horizontal con separación de 1.4 metros de eje a eje.
- Figura 4.20 Diagrama de campo lejano vista superior en fase (PH).
- Figura 4.21 Diagrama de campo lejano vista de perfil en fase (PH).

- Figura 4.22 Diagrama de campo lejano vista superior en contrafase (PH).
- Figura 4.23 Diagrama de campo lejano vista de perfil en contrafase (PH).
- Figura 4.24 Arreglo de 8 antenas Yagi en polarización vertical con separación de 1.4 metros de eje a eje.
- Figura 4.25 Diagrama de campo lejano vista superior en fase (PV).
- Figura 4.26 Diagrama de campo lejano vista de perfil en fase (PV).
- Figura 4.27 Diagrama de campo lejano vista superior en contrafase (PV).
- Figura 4.28 Diagrama de campo lejano vista de perfil en contrafase (PV).
- Figura 5.1 Antena Yagi VHF.
- Figura 5.2 Descripción del sistema antena radar.
- Figura 5.3 Diseño de antena radar VHF.
- Figura 5.4 Distribución de antenas Yagi (Radar).
- Figura 5.5 Diseño de antena radar VHF.
- Figura 5.6 Ajuste de pernos sin necesidad de usar alguna herramienta adicional.
- Figura 5.7 Sistema rotórico de antena radar sin la opción de variación de ángulo de elevación.
- Figura 5.8 Sistema rotórico del sistema de antena radar con opción de variación de ángulo de elevación.
- Figura 5.9 Sistema rotórico del sistema de antena radar con opción de variación del ángulo de elevación.
- Figura 5.10 Sistema de anillos rozantes para antenas radar.
- Figura 5.11 Sistema de anillos rozantes para transporte de radiofrecuencia.
- Figura 5.12 Esquema del sistema de variación de ángulo de elevación del sistema de antena radar.
- Figura 5.13 Modo de izaje de torre semi – autosoportada.
- Figura 5.14 Estructura de torre para izaje mecánico – eléctrico.
- Figura 5.15 Parámetros de configuración para posición del encoder.
- Figura 5.16 Parámetros de radar para fijar posicionamiento.
- Figura 5.17 Control de Velocidad del rotor.
- Figura 5.18 Antena Yagi modelada.

- Figura 5.19 Diagrama de campo lejano vista superior (PH).
- Figura 5.20 Diagrama de campo lejano vista de perfil (PH).
- Figura 5.21 Diagrama de campo lejano vista superior (PV).
- Figura 5.22 Diagrama de campo lejano vista de perfil (PV).
- Figura 5.23 Medidas del reflector del sistema de antenas giratorias.
- Figura 5.24 Sistema de antenas Yagi modelada en polarización horizontal.
- Figura 5.25 Diagrama de campo lejano vista superior en fase (PH).
- Figura 5.26 Diagrama de campo lejano vista de perfil en fase (PH).
- Figura 5.27 Diagrama de campo lejano vista superior en contrafase (PH).
- Figura 5.28 Diagrama de campo lejano vista de perfil en contrafase (PH).
- Figura 5.29 Sistema de antenas Yagi modelada en polarización vertical.
- Figura 5.30 Diagrama de campo lejano vista superior en fase (PV).
- Figura 5.31 Diagrama de campo lejano vista de perfil en fase (PV).
- Figura 5.31 Diagrama de campo lejano vista superior en contrafase (PV).
- Figura 5.32 Diagrama de campo lejano vista de perfil en contrafase (PV).

ÍNDICE DE TABLAS

- Tabla 1.1 Estándar de frecuencias de radar o nomenclatura de carta de bandas.
- Tabla 2.1 Denominación de las bandas de frecuencias por décadas.
- Tabla 2.2 Denominación habitual de las bandas de frecuencias en microondas.
- Tabla 4.1 Constante dieléctrica y la conductividad del terreno.

CAPITULO 1. EL RADAR.

1.1 INTRODUCCIÓN AL RADAR.

El concepto básico de radar es relativamente simple, aunque en muchos casos su aplicación práctica no lo es. Un radar opera por la emisión de energía de radiación electromagnética y detección de los ecos de los objetos que la reflejen (blancos). La naturaleza de la señal de eco proporciona información acerca del blanco. El rango, o la distancia, hacia el blanco se encuentra desde el tiempo que tarda en viajar la energía radiada hacia el blanco y su retorno. La ubicación angular de un blanco se encuentra con una antena directiva (una con un haz estrecho) para detectar el ángulo de llegada de la señal de eco. Si el objetivo se está moviendo, un radar puede obtener su camino, o trayectoria, y predecir la futura ubicación. El cambio en la frecuencia de la señal de eco recibida debido al efecto Doppler causado por un blanco móvil permite a un radar separar blancos móviles deseados (como los aviones) de los indeseables objetivos estacionarios (como el terreno y el desorden en el mar), aunque el eco de la señal estacionaria puede ser de muchos órdenes de magnitud mayor que la del blanco móvil. Con una suficientemente alta resolución, un radar puede discernir algo sobre la naturaleza de un objetivo del tamaño y forma. La resolución del radar puede ser obtenido en el rango o ángulo, o ambas cosas. El rango de resolución requiere gran ancho de banda. El ángulo de resolución exige (eléctricamente) grandes antenas. Resolución en dimensión de rango transversal no suele ser tan buena como la resolución que puede ser obtenida en el rango. Sin embargo, cuando existe movimiento relativo entre las partes individuales de un objetivo y el radar, es posible utilizar la propia resolución en la frecuencia Doppler para resolver la dimensión de rango transversal. La resolución de rango trasversal de un radar de apertura sintética (SAR) para imágenes de una escena como la de un terreno puede ser explicado debido a la resolución Doppler, a pesar de que un SAR es normalmente "pensante" como para la generación de un gran antena

“sintética” por el almacenamiento de las señales recibidas en una memoria. Los dos puntos de vista de resolución Doppler y antenas sintéticas son equivalentes. La resolución en el dominio Doppler es un modo natural de prever la resolución de rango transversal obtenidos por el Radar de apertura sintética inversa (ISAR) utilizado para la imagen de un objetivo.

El radar es un dispositivo activo en la medida en que lleva su propio transmisor y no dependen de la radiación ambiental, al igual que la mayoría de sensores ópticos e infrarrojos. El radar puede detectar relativamente pequeños objetivos en cercanas o lejanas distancias y puede medir su alcance con precisión en todas las condiciones meteorológicas, que es su principal ventaja en comparación con otros sensores.

El principio de radar se ha aplicado desde frecuencias de unos pocos megahercios (HF, o de región de alta frecuencia del espectro electromagnético) hasta más allá de la región óptica (radar láser). Esta es una medida de frecuencia de alrededor de mil millones a uno. En particular, las técnicas para la implementación de un radar difieren mucho en este rango de frecuencias, pero los principios básicos siguen siendo los mismos.

Radar fue originalmente desarrollado para satisfacer las necesidades militares para la vigilancia y control de armas. En aplicaciones militares se han financiado gran parte del desarrollo de su tecnología. Sin embargo, el radar ha visto aplicaciones civiles importantes para garantizar la seguridad en los viajes de aviones, buques, naves espaciales y la observación del medio ambiente, especialmente el clima y muchas otras aplicaciones.

1.2 CLASIFICACIÓN DE LOS RADARES.

Se puede hacer una clasificación general de los radares en función de una serie de aspectos básicos:

1.2.1 Según el Número de Antenas

1) Monoestático: una sola antena transmite y recibe.

2) Biestático: una antena transmite y otra recibe, en un mismo o en diferentes emplazamientos.

3) Multiestático: combina la información recibida por varias antenas.

1.2.2 Según el Blanco.

1) Radar primario: funciona con independencia del blanco, dependiendo solamente de la RCS (Revision Control System) del mismo.

2) Radar secundario. El radar interroga al blanco, que responde, normalmente con una serie de datos (altura del avión, etc.). En el caso de vehículos militares, se incluye el identificador amigo-enemigo.

1.2.3 Según la Forma de Onda.

1) Radar de onda continua (CW): transmite ininterrumpidamente. El radar de la policía suele ser de onda continua y detecta velocidades gracias al efecto Doppler.

2) Radar de onda continúa con modulación (CW-FM, CW-PM): se le añade a la señal modulación de fase o frecuencia con objeto de determinar cuándo se transmitió la señal correspondiente a un eco (permite estimar distancias).

3) Radar de onda pulsada: es el funcionamiento habitual. Se transmite periódicamente un pulso, que puede estar modulado o no. Si aparecen ecos de pulsos anteriores al último transmitido, se interpretarán como pertenecientes a este último, de modo que aparecerán trazas de blancos inexistentes.

1.2.4 Según su Finalidad

1) Radar de seguimiento: es capaz de seguir el movimiento de un blanco. Por ejemplo el radar de guía de misiles.

2) Radar de búsqueda: explora todo el espacio, o un sector de él, mostrando todos los blancos que aparecen. Existen radares con capacidad de funcionar en ambos modos.

1.3 APLICACIONES DEL RADAR.

1.3.1 Radar Doppler.

El transmisor emite una onda continua no modulada. El receptor compara la frecuencia de la onda recibida, reflejada por el blanco, con la emitida. Para ello, normalmente se mezcla la onda recibida con la pequeña fracción de la emitida, con lo que el emisor hace también de oscilador local del receptor, que no tiene frecuencia intermedia (recepción homodina). Si el blanco es fijo, ambas frecuencias, la emitida y la recibida, son iguales y no sale nada de esta mezcla. La salida del receptor-mezclador es nula para los blancos fijos. Pero si el blanco es móvil, la frecuencia devuelta llega al emisor-receptor con una desviación de frecuencia debida al efecto Doppler, que es proporcional a la velocidad. El receptor, al mezclar, obtiene la frecuencia diferencia o "frecuencia Doppler", que es proporcional a la velocidad. (Ver figura 1.1). Para la recepción puede usarse la misma antena receptora u otra, como se ha indicado en la figura. La medida de frecuencia es la de velocidad, multiplicado por el factor correspondiente.

El radar Doppler puede usarse con frecuencia intermedia sin más que mezclar la señal recibida con otra desplazada respecto a la emitida un valor igual a la frecuencia intermedia. En ese caso se trata de un Doppler heterodino.

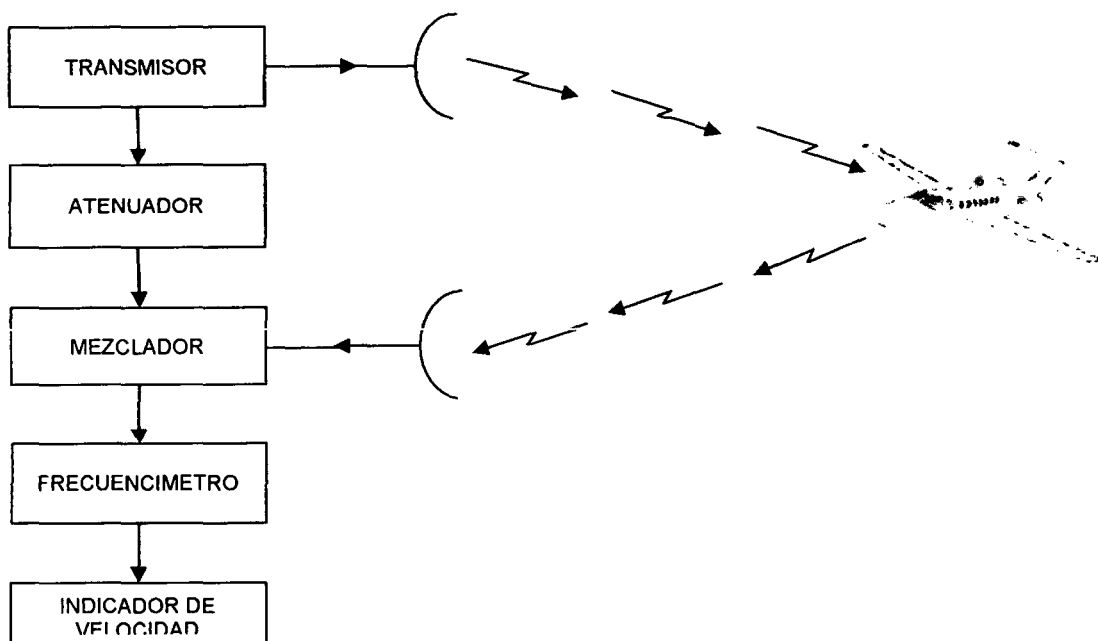


Figura 1.1 Radar Doppler.

La utilización más conocida del radar Doppler es la medida de la velocidad de automóviles para controlar el tráfico, usada por la policía para perseguir a los que sobrepasan una cierta velocidad. En ese caso se coloca, a continuación del radar Doppler, un dispositivo que, cuando la frecuencia sobrepasa un cierto valor, hace una fotografía del vehículo que pasa en ese momento por delante de la antena. También puede usarse como radar anticollisión, como en la Figura 1.2.

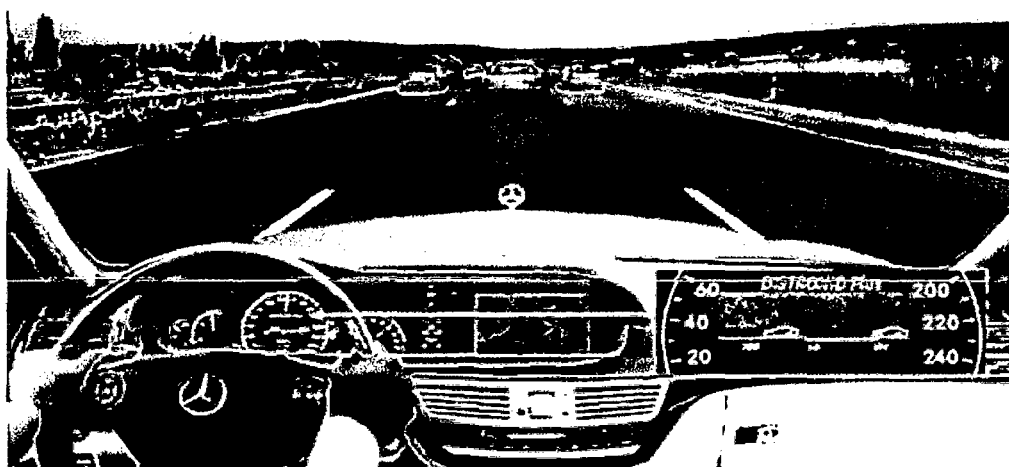


Figura 1.2 Radar anticollisión.

En las aplicaciones aeroespaciales se usa también el radar Doppler para medir la velocidad de los vehículos aeroespaciales a lo largo de su trayectoria. En ese caso la señal recibida sería muy débil, por lo que, a veces se usa un respondedor, que es un receptor colocado en el vehículo aeroespacial que cuando recibe la señal del radar, la amplifica y emite otra vez. Con ello se obtiene una "reflexión" amplificada, que, por lo demás, tiene todas las propiedades del radar normal.

1.3.2 Altímetro de Radar.

En el altímetro de radar se modula en frecuencia la onda emitida con una onda triangular. La onda devuelta viene atrasada, según el tiempo de ida y vuelta a la tierra. Al mezclar las dos ondas se obtiene una (Ver figura 1.3) con una frecuencia proporcional a la distancia a la tierra, es decir, la altura. Se trata, pues, de un radar de onda continua modulado.

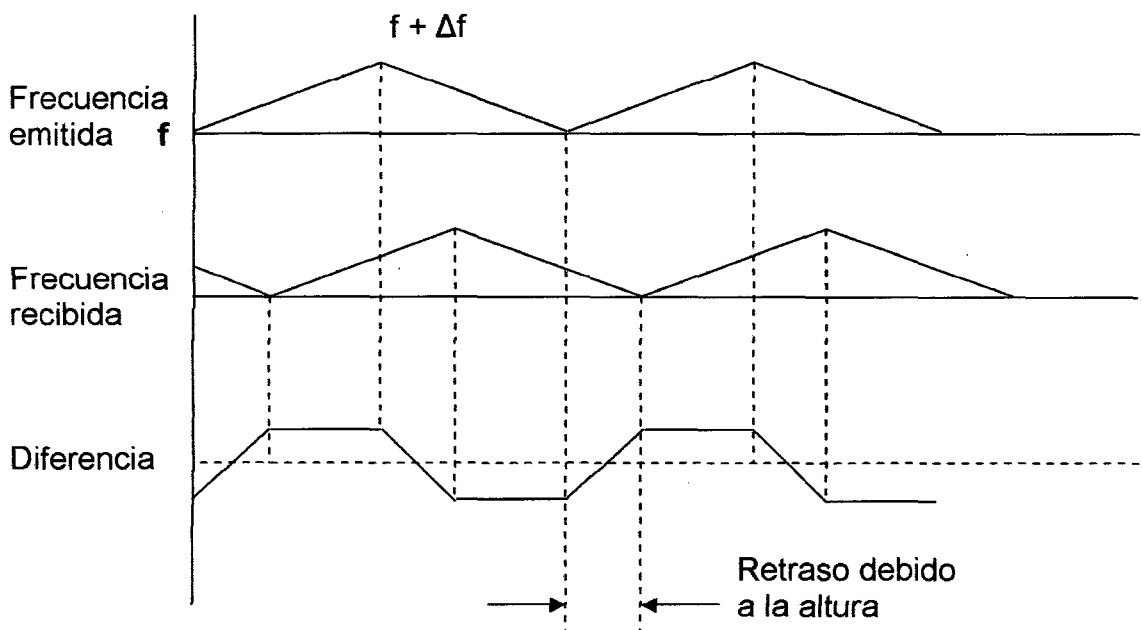


Figura 1.3 Principio de funcionamiento del altímetro.

1.3.3 Radar de Cubrimiento.

El radar de cubrimiento es un sistema que explora una zona de superficie terrestre determinada para detectar y situar posibles blancos. En principio se trata de un radar fijo que detecta blancos metálicos como aviones, barcos, etc. Corresponde al tipo clásico del radar de impulsos (Figura 1.4). Un transmisor emite una onda electromagnética a través de una antena directiva durante un tiempo muy corto, que es el impulso.

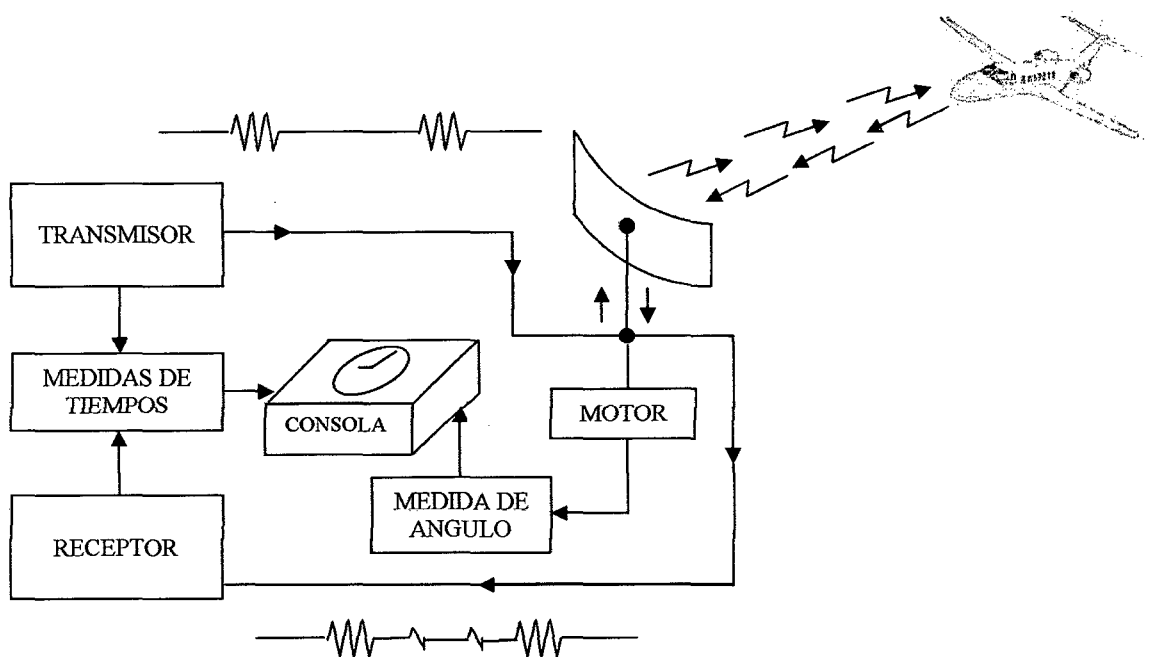


Figura 1.4 Sistema de radar.

El receptor, que puede usar la misma antena del transmisor (generalmente lo hace) y otra distinta, recibe los "ecos" que son impulsos de onda reflejados por los diferentes blancos. Un dispositivo electrónico mide los tiempos de llegada y, con ellos, las diferencias de los blancos. Además, se da a la antena un movimiento de exploración para que, sucesivamente, cubra una zona radial distinta y reciba ecos de todos los blancos situados en el área explorada. El movimiento de la antena da el azimut de los blancos. Electrónicamente se representa un plano en que figure la situación de todos

los blancos. También se puede hacer una exploración de altura, subiendo y bajando la antena.

Como tipos especiales del radar de cubrimiento pueden citarse el de cubrimiento propiamente dicho, que suele usarse para observar grandes zonas terrestres, con fines militares o de control de tráfico, el de vigilancia de aeropuertos, que suele vigilar la zona próxima a una aeropuerto y el de aterrizaje o de precisión, que se utiliza como una ayuda al aterrizaje. La figura 1.5 es un radar táctico de vigilancia y el de la figura 1.6 es un radar de aterrizaje.

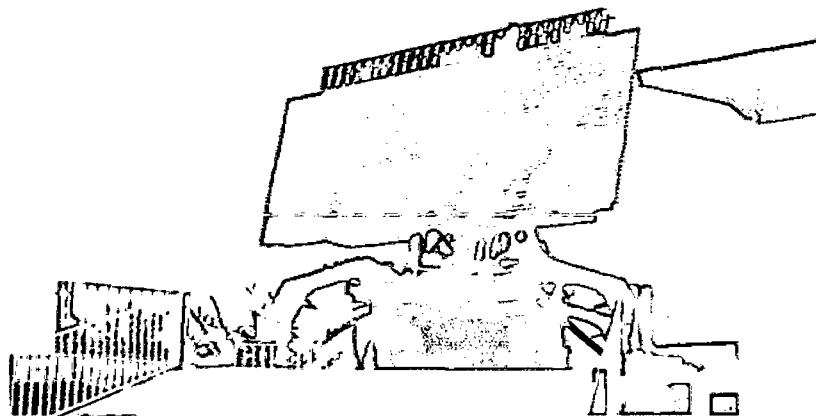


Figura 1.5 Radar táctico de vigilancia.

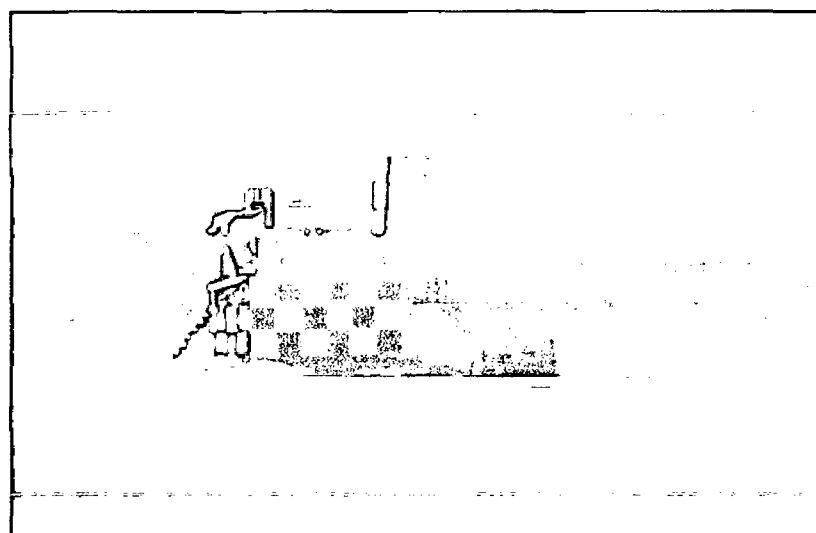


Figura 1.6 Radar de aterrizaje PAR (Precision Approach Radar).

En el radar de cubrimiento, la fase de la onda de radiofrecuencia no es importante, ya que los tiempos que se miden son los de los impulsos. Por eso se puede decir que es “no coherente”.

Una aplicación especial de este tipo de radar es el “radar meteorológico”, diferenciado por la naturaleza de los blancos.

El radar MTI (“Moving Target Indicator”) es un perfeccionamiento del radar de impulsos, en el que se “eliminan” los blancos fijos y se dejan solo los móviles, aprovechando la propiedad de que los ecos procedentes de los blancos móviles cambien la relación de fase con el impulso emitido entre un impulso y otro, debido a que ha variado la distancia, mientras que los ecos de los blancos fijos tienen siempre la misma relación de fase. Para apreciar la relación de fase es necesario que la fase de los impulsos este bien controlada, por lo que podemos decir que se trata de radares de radiofrecuencia “coherente” que quiere decir con relaciones de fase bien definidas.

1.3.4 Radares con Identificación. – Respondedores.

Generalmente son radares con respuesta, es decir, que la estación que inicia el proceso “interroga” y el blanco “responde”. En el radar secundario la estación terrestre envía una señal al avión que, a su vez, contesta con varios impulsos distanciados de forma que su configuración contenga información de altura, identificación, etc. En el DME (“Distance Measurement Equipment”) es el avión que interroga y la base de tierra contesta. Es una ayuda a la navegación que generalmente complementa a otras. El TACAN es una forma perfeccionada de combinación de la ayuda a la navegación VOR y de medida de distancias, de uso militar.

1.3.5 Radares de a bordo. – Radares de tiro.

En realidad se trata de formas más o menos perfeccionadas del radar de cubrimiento, en que la exploración se hace de forma más rápida o más

complicada, o bien esta sustituida por un seguimiento, es decir, una vez localizado el blanco, se abandona la exploración y se le sigue mediante algún sistema de servomecanismo. Existen también aviones especiales equipados para usar un radar de cubrimiento, como el de la figura 1.7.

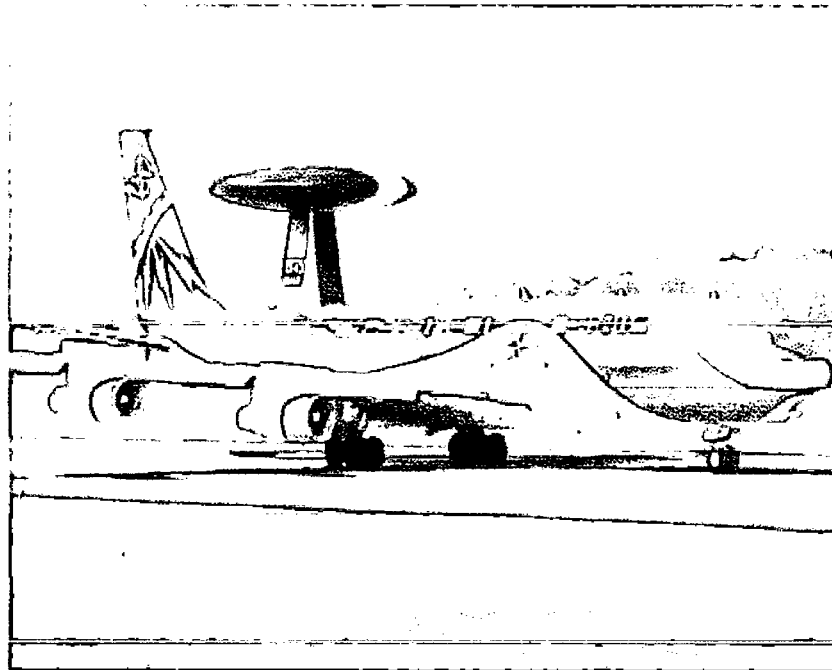


Figura 1.7 Radar de cubrimiento de a bordo.

1.4 FRECUENCIAS DE RADAR.

No hay límites fundamentales en la frecuencia de radar. Cualquier dispositivo que detecta y localiza un objetivo mediante radiación energía electromagnética y utiliza el eco disperso de un objetivo puede clasificarse como un radar, no importa cuál sea su frecuencia.

Los radares han operado desde frecuencias de unos pocos megahercios hasta la región del espectro ultravioleta. Los principios básicos son los mismos en cualquier frecuencia, pero la aplicación práctica es muy diferente. En la práctica, la mayoría de los radares operan en frecuencias de microondas, pero hay excepciones notables.

Los ingenieros de radar utilizan la carta de denominaciones, como se muestra en el cuadro 1.1, para denotar la banda de frecuencias en la que opera un radar. Esta carta de bandas es utilizada universalmente en radares. Esta carta ha sido oficialmente aceptada como un estándar por el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) y han sido reconocidos por el Departamento de Defensa de los EE.UU. Los intentos que se han hecho en el pasado para subdividir el espectro en otra carta de bandas (como para guías de onda y para las operaciones de ECM), pero la mejor carta de bandas está en la Tabla 1.1 que son las únicas que deben utilizarse para el radar.

El original código de letras (P, L, S, X, y K) se introdujo durante la Segunda Guerra Mundial con fines secretos. Después de la necesidad ya que el secreto dejó existir, estas designaciones se mantuvieron. Otros estuvieron más tarde añadiendo nuevas regiones del espectro se utilizaron para las aplicaciones de radar. (La nomenclatura banda P ya no está en uso. Ha sido sustituido por UHF).

La carta de las bandas es una manera conveniente para designar el rango de frecuencias de un radar. Ellos sirven para un importante propósito que son para las aplicaciones militares, ya que puede describir la banda de frecuencias de operación sin usar las frecuencias exactas en las que opera el radar. Se debe utilizar el lugar exacto de las frecuencias sobre las que opera un radar o en su lugar la carta de bandas que siempre es adecuado para hacerlo.

Banda designada	Rango de frecuencia nominal	Rangos de frecuencias específicas para radar basadas en la UIT asignadas para la Región 2
HF	3 MHz – 30 MHz	
VHF	3 MHz – 300 MHz	138 MHz – 144 MHz 216 MHz – 225 MHz
UHF	300 MHz – 1000 MHz	420 MHz – 450 MHz 890 MHz – 942 MHz
L	1000 MHz – 2000 MHz	1215 MHz – 1400 MHz
S	2000 MHz – 4000 MHz	2300 MHz – 2500 MHz 2700 MHz – 3700 MHz
C	4000 MHz – 8000 MHz	5250 MHz – 5925 MHz
X	8000 MHz – 12,000 MHz	8500 MHz – 10,680 MHz
K _u	1.2 GHz – 18 GHz	13.4 GHz – 14.0 GHz 15.7 GHz – 17.7 GHz
K	18 GHz – 27 GHz	24.05 GHz – 24.25 GHz
K _a	27 GHz – 40 GHz	33.4 GHz – 36.0 GHz
V	40 GHz – 75 GHz	59 GHz – 64 GHz
W	75 GHz – 110 GHz	76 GHz – 81 GHz 92 GHz – 100 GHz
mm	110 GHz – 300 GHz	126 GHz – 142 GHz 144 GHz – 149 GHz 231 GHz – 235 GHz 138 GHz – 148 GHz

Tabla 1.1 Estándar de frecuencias de radar o nomenclatura de carta de bandas.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) asigna determinadas bandas de frecuencias para el uso de radio localización (radar). Estos se enumeran en la tercera columna de la Tabla 1.1 se aplican a la UIT en la

Región 2, que abarca América del Norte y América del Sur. Existen ligeras diferencias en las otras dos regiones de la UIT.

Aunque en la banda L, por ejemplo, que se muestra en la segunda columna de la tabla se extiende desde 1000 a 2000 MHz, en la práctica una banda L de radar se espera que se encuentre en algún lugar entre 1215 y 1400 MHz, es la banda de frecuencias asignadas actualmente por la UIT.

Cada banda de frecuencia tiene sus propias características particulares que hacen que sea mejor para ciertas aplicaciones que para otras. En el siguiente, las características de las distintas porciones del espectro electromagnético en la que los radares han sido o podrían ser operados se describen a continuación. Las divisiones entre las regiones de frecuencia no son tan marcadas en la práctica como la exacta naturaleza de la nomenclatura.

1.4.1 HF (3 a 30 MHz).

Aunque los primeros radares instalados por los ingleses justo antes de la Segunda Guerra Mundial se encontraban en esta banda de frecuencias, tiene muchos inconvenientes para aplicaciones de radar. Las grandes antenas son necesarias para alcanzar anchos de haz estrecho, el ambiente natural del nivel de ruido es alto, los anchos de banda disponibles son estrechos, y esta parte del espectro electromagnético se utiliza ampliamente restrictiva y estrechamente. Además, la longitud de onda larga significa que muchas de los objetivos de interés podría estar en la región de Rayleigh, donde las dimensiones de los objetivos son pequeñas en comparación con la longitud de onda, por lo que la sección transversal de radar para los objetivos de pequeño tamaño en comparación con la longitud de onda (HF) podría ser inferior que la sección transversal a frecuencias de microondas.

Los británicos utilizaron esta banda de frecuencias, a pesar de que había inconvenientes, porque fue la más alta frecuencia en la cual fiarse, de fácil acceso fueron los componentes de alta potencia disponibles. Se obtuvieron distancias de 200 millas en contra de las aeronaves. Fueron estos los que

proporcionaron los radares de detección de aviones enemigos durante la batalla de Gran Bretaña y se acreditaron con permitir utilizar de manera eficaz los recursos en contra de los ataques de los aviones bombarderos. Ellos hicieron el trabajo que se requería.

En las ondas electromagnéticas de HF se tiene la importante propiedad de que esta sea refractada por la ionosfera a fin de regresar a la tierra a distancias de unas 500 a 2000 millas náuticas, dependiendo de la situación real de la ionosfera. Esto permite la detección de aeronaves y otros objetivos sobre el horizonte. La distancias sobre los rangos sobre el horizonte son posibles hacerlas en la región del espectro de HF que es bastante atractivo para el radar de observación área (tales como el océano) con prácticas no convencionales de radar de microondas.

1.4.2 VHF (30 a 300 MHz).

La mayoría de los primeros radares desarrollados en la década de 1930 se encontraban en esta banda de frecuencias. La tecnología del radar en estas frecuencias representaron una audaz empresa que impulso la tecnología conocida en los años treinta.

Estos primeros radares han servido bastante bien para las necesidades de la época y se estableció firmemente la utilidad del radar.

Como la región de HF, la región VHF (muy alta frecuencia), está saturada, los anchos de banda son estrechos, el ruido externo puede ser alto, y el ancho de haz es amplio. Sin embargo, la tecnología necesaria es más fácil y más barata para lograrlas que en frecuencias de microondas. Alta potencia y antenas grandes son de fácil práctica. Los osciladores y los transmisores estables son necesarios para un buen MTI son más fáciles de lograr que en frecuencias más altas, y hay una relativa libertad de las velocidades ciegas que limitan la eficacia de MTI porque la frecuencia se incrementa. Las reflexiones de la lluvia no son un problema. Con la polarización horizontal a través de una buena superficie reflectante (como el mar), la interferencia constructiva entre la onda directa y la onda reflejada desde la superficie

puede resultar en un aumento sustancial en el alcance máximo en contra de las aeronaves (casi el doble del espacio libre). No obstante, una consecuencia de este aumento en el rango debido a la interferencia constructiva es que la interferencia destructiva que acompaña a los resultados nulos en la cobertura en los otros ángulos de elevación y de menos energía a bajos ángulos. Es una buena frecuencia para radares de bajos costos y para radares de largo alcance como los de la detección de satélites. También es la región de frecuencia en la que teóricamente es difícil reducir la sección transversal del radar de la mayoría de los tipos de objetivos en suspensión en el aire.

A pesar de sus muchas características atractivas, no ha habido muchas aplicaciones de radares en este rango de frecuencias debido a sus limitaciones no siempre se equilibran sus ventajas.

1.4.3 UHF (300 a 1000 MHz).

Gran parte de lo que se ha dicho acerca de VHF se aplica a la UHF. Sin embargo, el ruido externo natural es mucho menor de ser un problema, y los anchos de haz son más estrechos que en VHF. Los efectos del tiempo generalmente no son una molestia. Con una gran antena apropiada, es una buena frecuencia fiable de larga distancia para radar de vigilancia, especialmente para los objetivos extraterrestres tales como naves espaciales y misiles balísticos. Es muy adecuado para AEW (Airborne Early Warning – Aerotransportado de Alerta Temprana), por ejemplo, el radar aerotransportado AMTI lo utiliza para la detección de las aeronaves.

Los transmisores de estado sólido pueden generar alta potencia en UHF, así como ofrecer las ventajas de mantenimiento y de gran ancho de banda.

1.4.4 Banda L (1,0 a 2,0 GHz).

Esta es la preferido para la banda de frecuencias terrestres a larga distancia por los radares de vigilancia aérea, tales como los radares 200-nmi

utilizados para la ruta en el control del tráfico aéreo [ARSR designados por la U.S. Federal Aviation Administration (FAA)]. Es posible lograr un buen desempeño en el MTI en estas frecuencias y para obtener alta potencia con antenas de ancho haz estrecho.

El ruido externo es bajo. Los radares militares 3D se puede encontrar en la banda L, pero también pueden encontrarse en la banda S. La banda L también es adecuada para grandes radares que deben detectar objetivos extraterrestres a largo alcance.

1.4.5 Banda S (2,0 a 4,0 GHz).

Los radares de vigilancia aérea pueden ser de largo alcance en la banda S, pero de largo alcance por lo general es más difícil de lograr que en frecuencias más bajas. Las velocidades ciegas que se producen con el radar MTI son más numerosas debido a que aumenta la frecuencia, lo que los hace menos capaces para desarrollar el MTI. El eco de la lluvia puede reducirse significativamente el alcance para los radares en la banda S. Sin embargo, es la mejor banda de frecuencias de largo alcance de los radares meteorológicos que debe hacer estimaciones precisas de la tasa de precipitaciones. También es una buena frecuencia de mediano alcance de aplicaciones de vigilancia aérea tales como el Airport Surveillance Radar (ASR) que se encuentran en las terminales aéreas. El estrecho ancho de haz en esta frecuencia puede proporcionar una buena precisión angular y de la resolución y hacer más fácil para reducir los efectos hostiles de las interferencias del haz principal que podrían ser encontradas por los radares militares.

Los radares militares 3D y los radares de búsqueda de altura también se encuentran en esta frecuencia a causa de la elevación del estrecho ancho de haz que se puede obtener en las frecuencias superiores. Los radares Doppler a bordo de vigilancia de largo alcance, como AWACS (Airborne Warning and Control System) también operan en esta banda.

En general, las frecuencias inferiores a la banda S que se adaptan bien para la vigilancia aérea (detección y baja tasa de datos de seguimiento de muchos de los aviones dentro de un gran volumen). Frecuencias por encima de la banda S son mejores para la recopilación de información, tales como tasa de datos de alta precisión de seguimiento y el reconocimiento de cada uno de los objetivos. Si una sola frecuencia debe ser utilizado tanto para la vigilancia aérea y el seguimiento de precisión, como en el sistema de radar militar de defensa aérea basada en arreglos de fases multifunción, un compromiso adecuado podría ser la banda S.

1.4.6 Banda C (4,0 a 8,0 GHz).

Esta banda se encuentra entre la banda S y la banda X y puede ser descrito como un término medio entre las dos. Sin embargo, en esta es difícil lograr radares de vigilancia aérea para larga distancia o frecuencias más altas. Esta es la frecuencia donde uno puede encontrar precisión a larga distancia en los radares de la instrumentación utilizada para el seguimiento exacto de los misiles. Esta banda de frecuencias también se ha utilizado para radares multifunción para defensa aérea de arreglos de fase y los radares meteorológicos de mediano alcance.

1.4.7 Banda X (8,0 a 12,5 GHz).

Esta es una popular banda de frecuencias para el control de armas militares (de seguimiento) y de radar para aplicaciones civiles. A bordo en la navegación y de pilotaje, para evitar el clima, Doppler de navegación, y los velocímetros de la policía están todos encontrados en la banda X. Los radares en esta frecuencia son generalmente de tamaño conveniente y, por tanto, de interés para aplicaciones en las que la movilidad y el peso ligero son importantes y a largas distancias no lo es. Es ventajoso para la recopilación de información como en alta resolución por radar, debido al gran ancho de banda que permite generar pulsos cortos (o compresión de

impulsos de banda ancha) y el ancho de haz estrecho que se puede obtener con tamaños relativamente pequeños de antenas.

Un radar de banda X puede ser lo suficientemente pequeño para llevarlo en la mano o tan grande como el radar MIT Lincoln Laboratory Haystack Hill con 120 pies de diámetro de antena y una potencia radiada promedio de unos 500 KW. Sin embargo, la lluvia puede debilitar el radar de banda X.

1.4.8 Bandas Ku, K y Ka (12,5 a 40 GHz).

Los originales radares en la banda K fueron desarrollados durante la Segunda Guerra Mundial se centraron en una longitud de onda de 1,25 cm (24 GHz). Esto resultó ser una mala elección, ya que estaba demasiado cerca de la resonancia de longitud de onda del vapor de agua (22,2 GHz), donde la absorción puede reducir el rango de un radar. Más tarde, esta banda se subdividió en dos bandas a cada lado de la frecuencia de absorción del vapor de agua. La banda de frecuencia más baja fue designada como la banda Ku, y la banda más alta fue designada como la banda Ka. Estas frecuencias son de interés debido a los grandes anchos de banda y el ancho de haz estrecho que se puede lograr con pequeñas aberturas. Sin embargo, es difícil generar y radiar alta potencia. Las limitaciones debido al desorden de la lluvia y de la atenuación son cada vez más difíciles en las frecuencias más altas. Así pues, no muchas aplicaciones de radares se encuentran en estas frecuencias. Sin embargo, el radar en la superficie de aeropuertos se utiliza para la detección de la localización y el control de tráfico en tierra en los aeropuertos está en banda Ku debido a la necesidad de su alta resolución. Las desventajas que caracterizan a esta banda no son importantes en esta aplicación particular debido a la corta distancia.

1.4.9 Longitudes de onda milimétrica (por encima de 40 GHz).

Aunque la longitud de onda de la banda Ka es de unos 8,5 milímetros (una frecuencia de 35 GHz), la tecnología del radar en banda Ka es tanto como la de las microondas que de las ondas milimétricas y es rara vez considerada como representante de la región de onda milimétrica. El radar de onda milimétrica, por lo tanto, se considera en la región de frecuencias de 40 a 300 GHz. La excepcionalmente línea de alta atenuación causada por la absorción de oxígeno atmosférico a los 60 GHz se opone seriamente a las aplicaciones en las proximidades de esta frecuencia dentro de la atmósfera. Por lo tanto, la región de frecuencia de 94 GHz (longitud de onda de 3mm) es generalmente lo que se piensa como un "típico" representante de la frecuencia de radar de onda milimétrica.

La región de onda milimétrica por encima de los 40 GHz ha sido subdividida en carta de bandas en el estándar IEEE, tal y como se muestra en la Tabla 1.1. Aunque ha habido mucho interés en la parte milimétrica del espectro electromagnético, no ha habido ningún radar operativo por encima de banda Ka. Los receptores sensibles de alta potencia y de baja pérdida en sus líneas de transmisión son difíciles de obtener en longitudes de ondas milimétricas, pero esos problemas no son básicos. La principal razón para la escasa utilidad de esta región de frecuencias es la alta atenuación que se produce incluso en el "claro" atmosférico. La llamada ventana de propagación a 94 GHz es en realidad la de mayor atenuación que de la línea de atenuación de absorción del vapor de agua en los 22,2 GHz.

La región de onda milimétrica es más probable que sea de interés para la operación en el espacio, donde no haya atenuación atmosférica. También podría ser considerado para aplicaciones de corta distancia dentro de la atmósfera donde la atenuación total no es grande y pueda ser tolerada.

1.4.10 Las frecuencias de láser.

Energía coherente de razonable de la magnitud y la eficiencia, con alargados y estrechos rayos directivos, pueden ser obtenidos a partir de los rayos láser en el infrarrojo, óptico y de la región del espectro ultravioleta. La buena resolución angular y la resolución del posible rango con láser hacen atractivo para las aplicaciones de acopio de información de objetivos, tales como alcance y precisión de imágenes. Estos han tenido aplicaciones en buscadores de rango militar y en la medición de distancias para la topografía. Han sido considerados para su uso desde el espacio para la medición de perfiles de temperatura atmosférica, el vapor de agua y el ozono, así como la medición de altura de nubes y vientos de la troposfera. Los láseres no son adecuados para una amplia zona de vigilancia a causa de su relativamente pequeña área física de apertura. Una grave limitación del láser es su incapacidad para operar eficazmente en la lluvia, las nubes, o la niebla.

1.5 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RADAR.

Las partes básicas de un sistema de radar se ilustran en el simple diagrama de bloques de la Figura 1.8. La señal de radar, por lo general un repetitivo tren de pulsos cortos, es generado por el transmisor y radiada en el espacio por la antena. El duplexor permite a una sola antena compartir el tiempo, tanto para transmisión y recepción. Como reflejo de los objetos (blancos) de intersección y de re radiación de una porción de la señal de radar, una pequeña cantidad retorna en la dirección del radar. La señal de eco devuelto es recogida por la antena del radar y amplificada por el receptor. Si la salida del receptor de radar suficientemente grande, se dice que la detección de un objetivo se produzca. Un radar en general determina la ubicación de un objetivo en rango y el ángulo, pero el eco de la señal también puede proporcionar más información acerca de la naturaleza del blanco. La salida del receptor podrá ser presentada en una pantalla para que un operador

tome la decisión en cuanto a si o no es un objetivo presente, o la salida del receptor puede ser procesado por medios electrónicos, a reconocer automáticamente la presencia de un objetivo y establecer un seguimiento del blanco desde las detecciones realizados a lo largo de un período de tiempo.

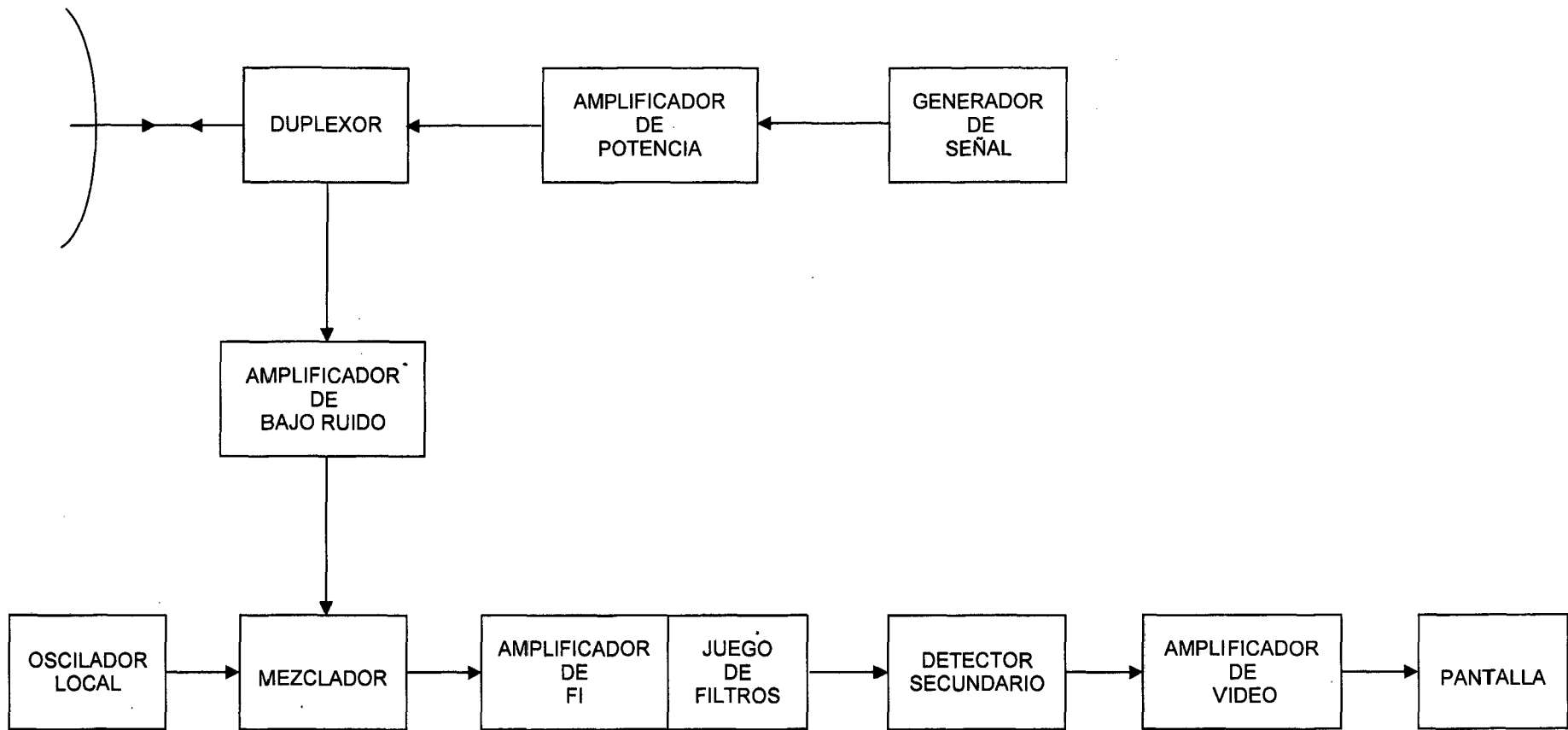


Figura 1.8 Diagrama de bloques simple de un radar que emplea un amplificador de potencia del transmisor y un receptor superheterodino.

Con la detección automática (Automatic Detection and Track ADT), el operador suele ser presentado con los rastros del objetivo procesados en lugar los crudos de las detecciones de radar.

En algunas aplicaciones, el procesado de la salida de radar podría ser utilizado directamente en un sistema de control (como un misil guiado) sin ninguna intervención del operador.

El funcionamiento del radar se describe en más detalle, comenzando con el transmisor:

1.5.1 Transmisor.

El transmisor en la Figura 1.8 se muestra como un amplificador de potencia, como un klystron, tubo de electrones, amplificadores de campos cruzados, o dispositivo de estado sólido. Un oscilador de poder como un magnetrón también puede ser utilizado como el transmisor, pero el magnetrón es generalmente limitado de potencia media en comparación con los amplificadores de potencia, especialmente a los klystron, lo que pueden producir mucho más potencia media que puede un magnetrón y es más estable. (Es la potencia media, en lugar de la potencia de pico, que es la medida de la capacidad de un radar.) Desde que la forma de onda básica se genera en baja potencia antes de ser entregado al amplificador de potencia, es mucho más fácil para alcanzar las especiales formas de onda necesarias para la compresión de pulsos y para los radares de sistemas coherentes de indicación de movimiento (Moving-Target Indication MTI) y el radar Doppler de pulsos. A pesar de que el oscilador del magnetrón puede ser utilizado para compresión de pulsos y para MTI, el mejor rendimiento se puede obtener con una configuración de amplificador de potencia. El oscilador del magnetrón puede ser encontrado en los sistemas donde la simplicidad y la movilidad son importantes y donde la alta potencia media, la buena ejecución del MTI, o compresión de pulsos no es necesaria.

El transmisor de un radar típico de base terrestre de vigilancia aérea podría tener una potencia media de varios kilovatios. Los radares de corto alcance

podrían tener potencias medias en mili vatios. Los radares para la detección de objetos espaciales y los radares HF sobre el horizonte podrían tener potencias promedio del orden de un megavatio.

El radar de la ecuación nos muestra que el rango de un radar es proporcional a la raíz cuarta de la potencia de transmisión. Por lo tanto, al doble del rango que requiere que la potencia sea aumentada por dieciséis. Esto significa que a menudo es un punto de vista práctico, limita económicamente a la cantidad de potencia que deberían destinarse a aumentar el rango de un radar.

Los transmisores no sólo deberían ser capaces de generar alta potencia con formas de onda estable, pero estos a menudo deben operar en un amplio ancho de banda, con una alta eficiencia y con el tiempo, sin problemas la vida útil.

1.5.2 Duplexor.

El duplexor actúa como un rápido interruptor para proteger al receptor de los daños cuando el transmisor de alta potencia está encendido. En la recepción, con el transmisor apagado, el duplexor dirige la débil señal al receptor en lugar del transmisor. Los duplexores generalmente son de algún tipo de dispositivo de descarga de gas y puede ser utilizado con estados sólidos o receptores protectores de descarga de gas. Un circulador de estado sólido es a veces utilizado para proporcionar un mayor aislamiento entre el transmisor y el receptor.

1.5.3 Antena.

La potencia del transmisor es radiada en el espacio por una antena directiva que concentra la energía en un haz estrecho. Mecánicamente son dirigidas antenas parabólicas reflectoras y arreglos planos en fase tanto para encontrar una amplia aplicación en el radar. La dirección electrónica de arreglos de fase de antenas también se utiliza. El estrecho, directivo haz que

es característico de la mayoría de las antenas de radar no sólo concentra la energía en el blanco, también permite una medición de la dirección hacia los objetivos. Un típico haz de antena para la detección o seguimiento de las aeronaves podrían ser alrededor de 1 o 2 °. Un radar de seguimiento dedicada es generalmente una antena simétrica que irradia un patrón de haz de lápiz. La costumbre de base terrestre de radar de vigilancia aérea que proporciona el rango y azimuth de un objetivo general, utiliza un reflector de antena rotado mecánicamente con un haz en forma de ventilador, en estrecho azimuth y amplia elevación. En suspensión en el aire y radares de superficie-base en 3D de vigilancia aérea (los que giran mecánicamente en azimuth para medir el ángulo de azimuth, pero la utilización de algún tipo de dirección o forma de haz electrónica para obtener el ángulo de elevación. Emplean a menudo matrices de aperturas planas. El barrido mecánico de la antena del radar es por lo general bastante aceptable para la gran mayoría de las aplicaciones de radar. Cuando es necesario escanear el haz más rápidamente de lo que puede lograrse con la mecánica exploración y cuando de alto costo se puede tolerar, la dirección electrónica de arreglo de fase de la antena puede ser empleado. (De orientación del haz electrónico con arreglos orientados por etapas se puede lograr en microsegundos o menos, si es necesario.)

El tamaño de una antena de radar depende en parte de la frecuencia, si el radar está situado en el suelo o sobre un vehículo en movimiento, y el medio ambiente en el que deben operar. La parte inferior de las frecuencias, más fácil es producir una gran antena físicamente desde la mecánica (y eléctrica), las tolerancias son proporcionales a la longitud de onda. En la banda de la ultra alta frecuencia (UHF), una gran antena (reflector, ya sea gradual o arreglo) puede tener una dimensión de 100 pies o más.

En la parte superior de frecuencias de microondas (como la banda X), las antenas de radar de más de 10 o 20 pies de dimensión pueden considerarse grandes. (Antenas más grandes que los ejemplos anteriores se han construido, pero no son la norma.) Aunque se han producido con antenas de microondas con ancho de haz tan pequeño como 0,05 °, antenas de radar

rara vez tienen ancho de haz menores de aproximadamente $0,2^\circ$. Esto corresponde a una abertura de malla de aproximadamente 300 longitudes de onda (alrededor de 31 pies en banda X y alrededor de 700 pies en UHF).

1.5.4 Receptor.

La señal recogida por la antena, se envía al receptor, que es casi siempre de tipo superheterodino. El receptor sirve para (1) separar la señal deseada del siempre presente ruido y otras señales de interferencia y (2) amplificar la señal suficientemente como para accionar una pantalla, como un tubo de rayos catódicos, o para permitir el procesamiento automático por parte de alguna forma de dispositivo digital. En frecuencias de microondas, el ruido en la salida del receptor suele ser generado por el receptor en lugar de ruido externo que entra a través de la antena. En la etapa de entrada del receptor no se debe introducir un ruido excesivo ya que interfiere con la señal que se va a detectar. Un transistor como amplificador de la primera etapa ofrece bajo nivel de ruido aceptable para muchas aplicaciones de radar. Una primera fase de la figura de ruido del receptor podría ser, por lo general, 1 ó 2 dB. Un bajo nivel de ruido en el extremo delantero del receptor (la primera etapa) es conveniente para muchas aplicaciones civiles, pero en los radares militares la más baja figura de ruido alcanzable podría no ser siempre apropiados. En un entorno con alto de ruido, ya sea debido a la no intencional interferencia o al atoramiento hostil, un receptor de radar con un bajo nivel de ruido es más susceptible que una con superior figura de ruido. Asimismo, un bajo nivel de ruido del amplificador como el extremo delantero en general se traducirá en el que receptor tenga menos rango dinámico, algo no deseable es cuando se enfrenta con la hostilidad de las contramedidas electrónicas (Electronic Countermeasures ECM) o cuando el efecto Doppler es usado para detectar blancos pequeños en la presencia de grandes el desordenes. Cuando los inconvenientes de un receptor con una baja figura de ruido bajo que hay que evitar, la etapa del amplificador RF se omite y la etapa de mezclas es empleada como receptor de la interfaz. La mayor figura

de ruido del mezclador puede ser compensada por un aumento equivalente de la potencia de transmisión.

El mezclador del receptor superheterodino traduce la señal RF del receptor a una frecuencia intermedia. La ganancia de la frecuencia intermedia (FI) del amplificador resulta un incremento del nivel de la señal del receptor. La FI del amplificador también incluye la función de filtro combinado: una que maximiza la producción de la relación señal-ruido. Maximizar la relación señal-ruido en la salida de la FI maximiza la detectabilidad de la señal. Casi todos los radares tienen un receptor que se aproxima al conjunto de filtros.

El segundo detector en el receptor es un detector de envolvente que elimina el transporte de la FI y pasa la envolvente de la modulación. Cuando el procesamiento Doppler es empleado, como lo es en CD (onda continua), MTI, y los radares de pulso Doppler, el detector de envolvente se sustituye por un detector de fase que extrae la frecuencia Doppler por comparación con una señal de referencia en la frecuencia de transmisión.

También debe haber incluido los filtros para rechazar el ruido estacionario y hacer pasar el cambio de las señales de transmisión de la frecuencia Doppler de los blancos móviles.

El amplificador de vídeo eleva la señal de potencia a un nivel que es conveniente para mostrar la información que contiene. Mientras el ancho de banda de vídeo no sea menos de la mitad del ancho de banda de la FI, no hay ningún efecto adverso sobre la señal de la detectabilidad.

Un umbral se establece en la salida del amplificador de vídeo para permitir la detección de decisión que se hizo. Si la salida del receptor cruza el umbral, un objetivo que dice que está presente. La decisión podrá ser realizada por un operador, o que podría hacerse con un detector automático sin intervención del operador.

1.5.5 Procesamiento de Señales.

No ha habido siempre un acuerdo general en cuanto a lo que constituye la señal de procesamiento de parte de los radares, pero es generalmente

considerado como el tratamiento cuyo objetivo es rechazar las señales indeseables (tales como el ruido) y que dejar pasar las señales debidas de los objetivos. Esto se realiza antes para el detector de umbral donde la decisión de detección es hecha. El procesamiento de señales incluye el filtro combinado y el Doppler en los filtros de MTI y los pulsos de radar Doppler. La compresión de pulsos, la cual es realizada antes de la detección de la toma decisión, a veces se considera que sea procesamiento de señales, a pesar de que no se ajusta a la definición precisa.

1.5.6 Procesamiento de Datos.

Esta es la transformación efectuada después de que la detección ha tomado la decisión. El seguimiento automático es el principal ejemplo de procesamiento de datos.

El reconocimiento de objetivos es otro ejemplo. Es mejor utilizar el seguimiento automático con un buen radar, que elimina la mayoría de las señales no deseadas a fin de que el rastreador automático solo tiene que hacer frente a las detecciones de los objetivos deseados y no al ruido indeseable.

Cuando un radar no puede eliminar todos los ruidos molestos del eco, un medio para mantener una tasa constante de falsa alarma (Constant False-Alarm Rate CFAR) en la entrada a la tracker es necesario.

La porción CFAR del receptor se encuentra normalmente justo antes de la detección de toma de la decisión. Es necesario para mantener la tasa de falsa alarma constante como el ruido y/o la variación de ruido de fondo. Su propósito es impedir que el rastreador automático de una sobrecarga de extraños ecos. Esto detecta la magnitud de los ecos de radar desde el ruido o las interferencias en las inmediaciones del objetivo y utiliza esta información para establecer un umbral para que el ruido o las interferencias del eco hace eco sean rechazadas en el umbral y no confundirse como objetivos por el tracker automático.

Lamentablemente, el CFAR reduce la probabilidad de detección. Esto también resulta en de la relación señal-ruido, y esto degrada el rango de resolución. El CFAR o su equivalente es necesario cuando el seguimiento automático de las computadoras no pueden manejar un gran número de señales de eco, pero debe evitarse si es posible. Cuando un operador se usa para hacer la decisión de umbral, el CFAR no es una necesidad como una capacidad limitada en los sistemas automáticos, porque el operador puede por lo general reconocer los ecos debido a las distorsiones o el incremento de ruido (como interferencias) y no confundirlos con los objetivos deseados.

1.5.7 Displays.

La pantalla de un radar de vigilancia suele ser un tubo de rayos catódicos con un formato PPI (Plan Position Indicator). Un PPI es una intensidad modulada, como un mapa que proporciona la presentación de objetivos y su ubicación en coordenadas polares (rango y ángulo). Los viejos radares presentaron la salida de vídeo del receptor (llamado video crudo) directamente a la pantalla, pero el más moderno de las pantallas de los radares en general procesan el vídeo, es decir, después de la transformación por el detector automático o el detector automático y tracker (Automatic Detector and Tracker ADT). Esto a veces se denomina limpieza de la muestra ya que el ruido de fondo y la distorsión han sido eliminados.

1.5.8 Control de radar.

Un radar moderno puede funcionar a distintas frecuencias dentro de su banda, con diferentes formas de onda y procesamiento de señales diferentes, y con diferentes polarizaciones a fin de maximizar su rendimiento en diferentes condiciones ambientales. Estos parámetros de radar pueden ser que necesiten ser cambiados de acuerdo con el clima local, el desorden del medio ambiente (que es rara vez uniforme en azimuth y rango), la

interferencia de otros equipos electrónicos, y (en caso de un radar militar) la naturaleza hostil del ambiente de ECM (Electronic Countermeasures). Los diferentes parámetros, optimizada para cada situación particular, puede ser programado en el radar antes de tiempo en previsión del medio ambiente, o pueden ser elegidos por un operador en tiempo real de acuerdo con las condiciones ambientales observadas. Por otra parte, un control de radar puede reconocer automáticamente las condiciones ambientales cuando estas han cambiado y seleccionarla automáticamente, sin la ayuda de un operador, es el adecuado funcionamiento de los parámetros del radar para maximizar el rendimiento.

1.5.9 Forma de Onda.

La forma más común de forma onda de un radar es un tren repetitivo de pulsos cortos. Otras formas de onda son usadas en radares es cuando los objetivos particulares necesiten ser logrados y estas no se pueden lograr con un tren de pulsos. La señal AC (una onda sinusoidal) se emplea en algunos radares especializados para la medición de la velocidad radial Doppler de la frecuencia de cambio. FM / AC (frecuencia modulada-AC) se utiliza cuando el rango se mide con una forma de onda en AC. La compresión de pulsos de onda es usada cuando se desea la resolución de un pulso corto, pero con la energía de un largo pulso. Los radares MTI con baja frecuencia de repetición de impulsos (PRFs) y los radares de pulsos Doppler con un alto uso de PRFs a menudo usan formas de ondas con múltiples intervalos de pulsos de repetición e orden para evitar rangos y/o ambigüedades Doppler.

CAPITULO 2. CONSIDERACIONES GENERALES SOBRE ANTENAS.

2.1 INTRODUCCIÓN.

Las primeras manifestaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos se observan por medio de las fuerzas que actúan sobre cargas y corrientes, pero esta representación, aunque muy útil, no permite estudiar fácilmente los fenómenos de propagación y radiación de ondas, por lo que es necesario introducir el concepto de campo. Un campo se pone en manifiesto en un punto, o se mide, colocando cargas o corrientes de prueba y observando las fuerzas ejercidas sobre ellas.

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

El Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1993). Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que puede además asignar un carácter direccional. La representación de la onda guiada se realiza por voltajes y corrientes (hilos conductores y líneas de transmisión) o por campos (guías de ondas); en el espacio libre, mediante campos.

La misión de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. Por ejemplo, en radiodifusión o comunicaciones móviles se querrá radiar sobre la zona de cobertura de forma omnidireccional, mientras que en radiocomunicaciones fijas interesara que las antenas sean direccionales. En general, cada

aplicación impondrá unos requisitos sobre la zona del espacio en la que se desee concentrar la energía. Asimismo, para poder extraer información se ha de ser capaz de captar en algún punto del espacio la onda radiada, absorber energía de esa onda y entregarla al receptor. Existen, pues, dos misiones básicas de una antena; transmitir y recibir, imponiendo cada aplicación condiciones particulares sobre la direccionalidad de la antena, niveles de potencia que se debe soportar, frecuencia de trabajo y otros parámetros que definiremos posteriormente. Esta diversidad de situaciones da origen a un gran número de tipos de antenas.

Toda onda se caracteriza por su frecuencia (f) y su longitud de onda (λ), ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, que habitualmente en antenas tiene las propiedades de vacío ($c=3 \cdot 10^8$ m/s), con $c = \lambda f$. El conjunto de todas las frecuencias, o espectro de todas las frecuencias, se divide por décadas de banda, con la denominación presentada en la Tabla 2.1. Cada aplicación tiene asignada por los organismos de normalización unas determinadas porciones de ese espectro.

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA	DENOMINACION
ELF VLF LF	< 3 KHz 3 – 30 KHz 30 – 300 KHz	> 100 Km 100 – 10 Km 10 – 1 Km	Extremely Low Frequency Very Low Frequency Low Frequency
MF HF VHF	0.3 – 3 MHz 3 – 30 MHz 30 – 300 MHz	1.000 – 100 m 100 – 10 m 10 – 1 m	Medium Frequency High Frequency Very High Frequency
UHF SHF EHF	0,3 – 3 GHz 3 – 30 GHz 30 – 300 GHz	100 – 10 cm 10 – 1 cm 10 – 1 mm	Ultra High Frequency Super High Frequency Extremely High Frequency

Tabla 2.1 Denominación de las bandas de frecuencias por décadas.

A frecuencias de microondas existe una subdivisión acuñada desde los primeros tiempos del radar, recogida en la Tabla 2.2, que es ampliamente utilizada en la actualidad.

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA
L S C X	1 – 2 GHz 2 – 4 GHz 4 – 8 GHz 8 – 12,4 GHz	30 – 15 cm 15 – 7,5 cm 7,5 – 3,75 cm 3,75 – 2,42 cm
K _u K K _a mm	12,4 – 18 GHz 18 – 26,5 GHz 26,5 – 40 GHz 40 – 300 GHz	2,42 – 1,66 cm 1,66 – 1,11 cm 1,11 – 7,5 mm 7,5 – 1 cm

Tabla 2.2 Denominación habitual de las bandas de frecuencias en microondas.

A frecuencias superiores nos encontramos con las ondas electromagnéticas correspondientes al infrarrojo, visible, ultravioleta y rayos X.

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA	DENOMINACION
IR V UV	300 – 800 GHz 800 GHz – 400 THz 400 – 750 THz 750 – 10.000 THz	1 – 0,4 mm 0,4 mm – 0,8 micras 0,8 – 0,4 micras 400 – 12 nanómicras 120 – 0,6 amstrong	Región submilimétrica Infrarrojo Visible Ultravioleta Rayos X

Tabla 2.3 Denominación de las bandas a frecuencias superiores.

Las antenas tienen unas características de impedancia y radiación que dependen de la frecuencia. El análisis de dichas características se utiliza a partir de las ecuaciones de Maxwell en el dominio de la frecuencia, utilizando las expresiones de los campos en forma completa o fasorial. Cada aplicación y cada banda de frecuencias presentan características peculiares que dan origen a unas tipologías de antenas muy diversas. En una forma amplia y no exhaustiva, los tipos más comunes se pueden agrupar en los grandes bloques siguientes:

1) *Antenas alámbricas.* Se distinguen por estar construidas con hilos conductores que soportan las corrientes que dan origen a los campos radiados. Pueden estar formadas por hilos rectos (dipolo, V, rómbica), espiras (circular, cuadrada o de cualquier forma arbitraria) y hélices. Este tipo de antenas se caracterizan por corrientes y cargas que varían de forma armónica con el tiempo y con amplitudes que también varían a lo largo de los hilos.

2) *Antenas de apertura y reflectores.* En ellas la generación de la onda radiada se consigue a partir de una distribución de campos soportada por la antena y se suelen excitar con guías de ondas. Son antenas de apertura las bocinas (piramidales y cónicas), las aperturas y las ranuras sobre planos conductores, y las bocas de guía. Este tipo de antenas se caracterizan por los campos eléctricos y magnéticos de la apertura, variables armónicamente con el tiempo.

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

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

2.2 PARÁMETROS DE ANTENAS EN TRANSMISIÓN.

Una antena formará parte de un sistema más amplio, de radiocomunicaciones o radar, por ejemplo. Interesará, por lo tanto, caracterizarla con una serie de parámetros que la describan y permitan evaluar el efecto sobre el sistema de una determinada antena, o bien especificar el comportamiento deseado de una antena para incluirla en ese sistema.

A efectos de definición de los parámetros, conviene diferenciarlos inicialmente según se relacionen con transmisión o recepción; posteriormente, como consecuencia del teorema de reciprocidad, se establece la equivalencia entre ambas situaciones.

2.2.1 Impedancia.

La antena ha de conectarse a un transmisor y radiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas en ella. La antena y el transmisor han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia en el sentido clásico de circuitos. Habitualmente el transmisor se encuentra alejado de la antena y la conexión se hace mediante una línea de transmisión o guía de ondas, que participa también en esa adaptación, debiéndose considerar su impedancia característica, su atenuación y su longitud.

El transmisor produce corrientes y campos que pueden ser medibles en puntos característicos de la antena. En todo el texto los valores de corrientes, tensiones y campos serán eficaces.

A la entrada de la antena puede definirse la impedancia de entrada Z_e mediante relaciones tensión-corriente en ese punto. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal poseerá una parte real $R_e(\omega)$ y una imaginaria $X_e(\omega)$, ambas dependientes en general de la frecuencia. Si Z_e no presenta una parte reactiva a una frecuencia, se dice que es una antena resonante. Dado que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación, que puede ser asignada a una resistencia de radiación R_r , definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena.

$$P_{radiada} = I^2 R_r \quad (2.1)$$

Superpuestas a la radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena, habitualmente óhmicas en los conductores, si bien en las antenas de ferrita también se producen pérdidas en el núcleo. La potencia

entregada a la antena es la suma de las potencias radiada y de pérdidas en la antena. Todas las pérdidas pueden globalizarse en una resistencia de pérdidas R_W . La Resistencia de entrada es la suma de la radiación y pérdidas.

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{disipada} = I^2 R_r + I^2 R_\Omega \quad (2.2)$$

La impedancia de entrada es un parámetro de gran trascendencia, ya que condiciona las tensiones de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y, en consecuencia, una determinada potencia radiada. Si la parte reactiva es grande, hay que aplicar tensiones elevadas para obtener corrientes apreciables; si la resistencia de radiación es baja, se requieren elevadas corrientes para tener una potencia radiada importante.

Un ejemplo real puede ser un sistema radiante de radiodifusión de onda media. Para radiar una potencia de 200 kW con una antena de impedancia de entrada $20-j100 \Omega$, se requiere una corriente de 100 A y un generador de $|V|=10.200 \text{ V}$. Si se compensara la parte reactiva mediante una inductancia, la tensión de generador sería de sólo 2.000 V, si bien en ambas reactancias (antena e inductancia) seguirían estando presentes 10.000 V reactivos. Altos valores de corriente producen pérdidas óhmicas importantes y elevados valores de tensión pueden producir fugas y descargas entre diversas partes de la antena o con tierra, planteando problemas de forma y aislamiento.

La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir un rendimiento o eficiencia de la antena η_l , mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o equivalentemente entre la resistencia de entrada de esa antena, si hubiera sido ideal (sin pérdidas), y la que presenta realmente.

$$\eta_l = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2.3)$$

2.2.2 Intensidad de Radiación.

Una de las características fundamentales de una antena es su capacidad para radiar con una cierta direccionalidad, es decir, para concentrar la energía radiada en ciertas direcciones del espacio. Será, por tanto, conveniente cuantificar este comportamiento con algún parámetro que nos permita establecer una comparación entre distintas antenas. Previamente debemos definir el marco de referencia donde está situada la antena que queremos caracterizar; para ello emplearemos un sistema de coordenadas que nos permita definir cómodamente una dirección del espacio.

El sistema de coordenadas utilizado habitualmente en antenas es el esférico. Para especificar una dirección del espacio se utilizan los dos ángulos θ , ϕ . En este sistema de coordenadas (Figura 2.1) se definen los vectores unitarios \hat{r} , $\hat{\theta}$, $\hat{\phi}$, que forman una base ortogonal. La orientación de los vectores se determina mediante la intersección de una esfera de radio r , un cono de ángulo θ y un semiplano que pasa por el eje z .

La onda electromagnética radiada se compone de un campo eléctrico $\vec{E} = (V/m)$ y uno magnético $\vec{H} = (A/m)$; ambos son magnitudes vectoriales y están ligados por las ecuaciones de Maxwell.

A partir de los valores eficaces de los campos se obtiene la densidad de flujo por unidad de superficie mediante:

$$\vec{p}(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \frac{W}{m^2} \quad (2.4)$$

Donde se ha supuesto para los campos una variación temporal armónica y los símbolos $*$, Re y \times denotan el complejo conjugado, la parte real y el producto vectorial.

Para los campos radiados, los módulos del campo eléctrico y del campo magnético están relacionados por la impedancia característica del medio η , que en el vacío vale $120\pi \Omega$.

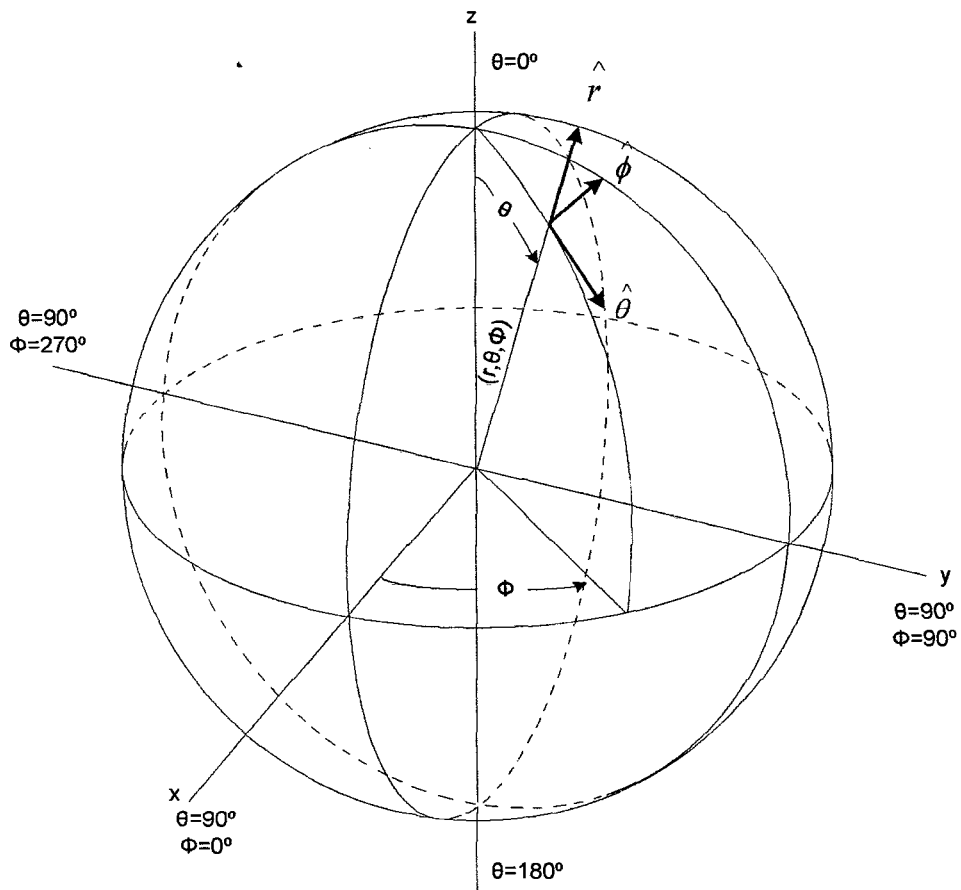


Figura 2.1 Sistema de coordenadas esférico.

Por lo tanto, la densidad de potencia radiada también se puede calcular a partir de las componentes transversales del campo eléctrico:

$$p(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad (2.5)$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena:

$$P_r = \iint_S \vec{p}(\theta, \phi) \cdot d\vec{s} \quad (2.6)$$

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección; sus unidades son vatios por

estereorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena.

La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es:

$$K(\theta, \phi) = p(\theta, \phi)r^2 \quad (2.7)$$

Y la potencia total radiada también se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio:

$$P_r = \iint_{4\pi} K(\theta, \phi) \cdot d\Omega \quad (2.8)$$

Al ser el diferencial de ángulo sólido en coordenadas esféricas:

$$d\Omega = ds/r^2 = \text{sen}\theta \, d\theta \, d\phi \quad (2.9)$$

2.2.3 Diagrama de Radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se empleará un sistema de coordenadas esféricas. Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia se expresará el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) . Como el campo es una magnitud vectorial, habrá que determinar en cada punto de la esfera de radio constante el valor de dos componentes ortogonales, habitualmente según $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$.

Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico.

La densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, por lo que la representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo.

En determinadas circunstancias puede ser necesaria la representación gráfica de la fase de $E = (\theta, \phi)$, además de la amplitud de las dos componentes. Dicha representación se denomina el diagrama de fase de la antena.

Al observar a gran distancia una antena, se vería su radiación como si proviniera de un punto, es decir, los frentes de onda serían esféricos. A este punto, centro de curvatura de las superficies de fase constante, se le denomina el centro de fase de la antena.

El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. La Figura 2.2 muestra el diagrama tridimensional de una antena y los planos E y H. Los niveles se expresan en decibelios respecto al máximo de radiación.

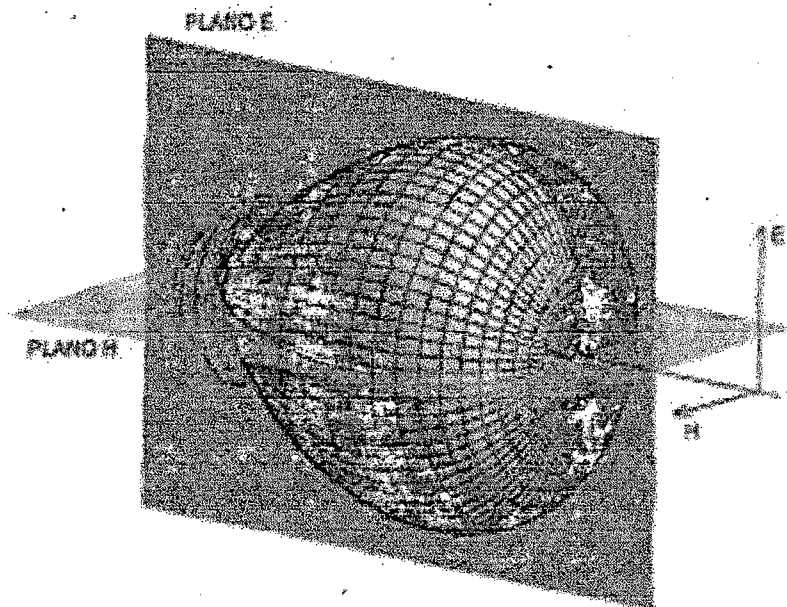


Figura 2.2 Diagrama de radiación tridimensional.

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

Si bien la información de la radiación es tridimensional, puede ser de interés, y en muchos casos suficiente, representar un corte del diagrama. Los cortes pueden hacerse de infinitas formas. Los más habituales son los que siguen los meridianos en una hipotética esfera (cortes para ϕ constante) o los paralelos (cortes con θ constante). La información de todos los cortes del diagrama es excesiva, por lo que se recurre a representar dicha información sólo en los planos principales.

Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso el ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la densidad de potencia en ordenadas.

La representación en coordenadas cartesianas permite observar los detalles en antenas muy directivas, mientras que el diagrama polar suministra una información más clara de la distribución de la potencia en las diferentes direcciones del espacio. Las Figuras 2.3 y 2.4 muestran ejemplos de ambas representaciones.

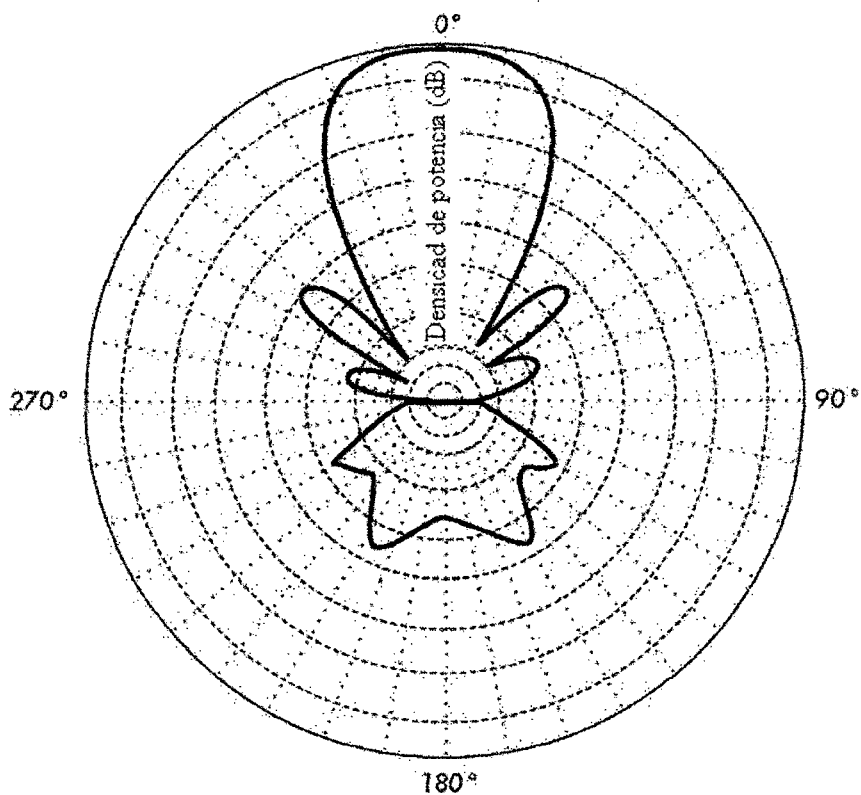


Figura 2.3 Diagrama de radiación en coordenadas polares.

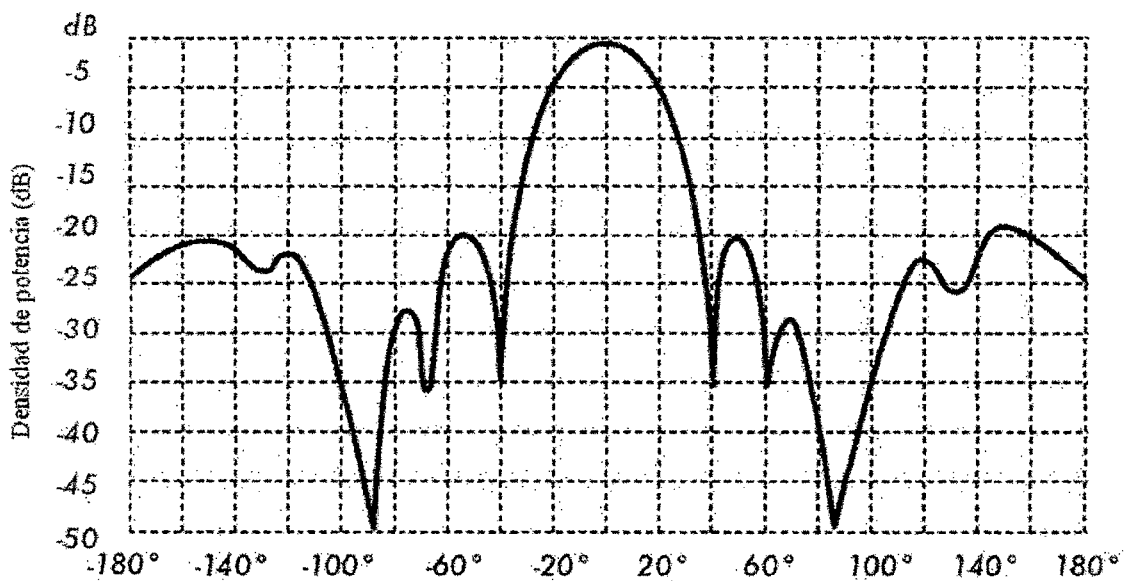


Figura 2.4 Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.

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

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

1) El ancho de haz a -3 dB ($\Delta\theta_{-3\text{dB}}$), es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo. En el diagrama de campo es la excursión angular entre las direcciones en las que el valor del campo ha caído a $0,707$ el valor del máximo.

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

3) La relación de lóbulo principal a secundario (NLPS) es el cociente, expresado en dB, entre el valor del diagrama en la dirección de máxima radiación y en la dirección del máximo del lóbulo secundario. Normalmente, dicha relación se refiere al lóbulo secundario de mayor amplitud, que suele ser adyacente al lóbulo principal.

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

Si un diagrama de radiación presenta simetría de revolución en torno a un eje se dice que la antena es omnidireccional. Toda la información contenida en el diagrama tridimensional puede representarse en un único corte que contenga al eje.

Se denomina antena isotrópica a una antena ideal que radie la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio. Aunque no existe ninguna antena de estas características, es de gran utilidad para definir los parámetros de la siguiente sección.

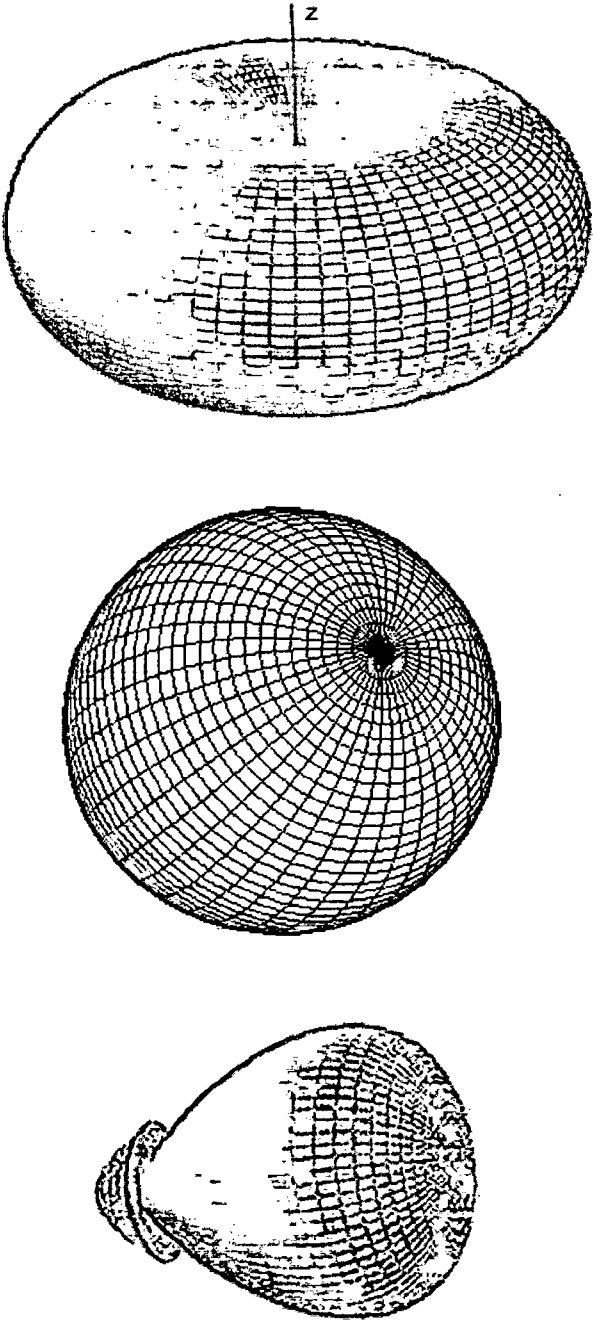


Figura 2.5 Diagramas de radiación isotrópico, omnidireccional y directivo.

2.2.4 Directividad

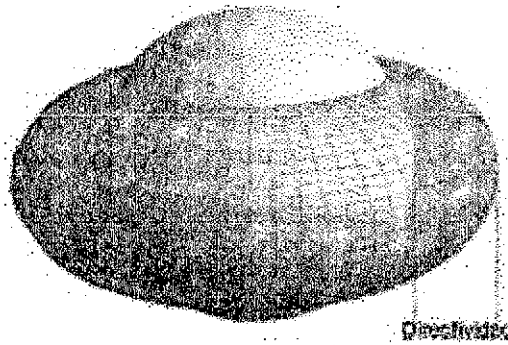


Figura 2.6 Directividad.

La directividad D de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena.

$$D(\theta, \phi) = \frac{p(\theta, \phi)}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.10)$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación:

$$D = \frac{P_{max}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.11)$$

Ejemplo 1.1 Directividad de un dipolo elemental

Un dipolo eléctricamente pequeño tiene un diagrama de radiación:

$$p(\theta, \phi) = p_{max} \sin^2 \theta \quad (2.12)$$

La potencia total radiada se calculará integrando la densidad de potencia en todas las direcciones del espacio:

$$P_r = \iint_{4\pi} p_{max} \sin^2 \theta r^2 \sin \theta d\theta d\phi = p_{max} r^2 2\pi \frac{4}{3} \quad (2.13)$$

Sustituyendo este valor en la definición de la directividad se obtiene $D = 3/2$. La directividad se puede obtener, en general, a partir del conocimiento del diagrama de radiación de la antena. Si se define el diagrama normalizado mediante:

$$t(\theta, \phi) = \frac{p(\theta, \phi)}{p_{máx}} = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{máx}} \quad (2.14)$$

La expresión de la directividad puede escribirse en la forma:

$$D = \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} t(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (2.15)$$

Donde Ω_e se define como el ángulo sólido equivalente.

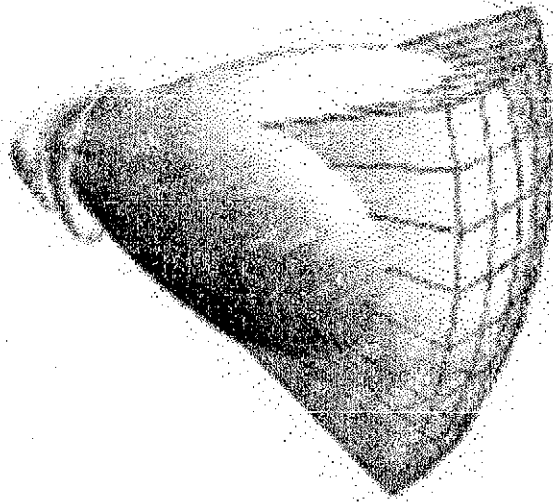


Figura 2.7 Estimación de la directividad a partir del ángulo sólido equivalente.

Para una antena que tuviera un diagrama de radiación uniforme en un cierto ángulo sólido y cero fuera de él, Ω_e en este caso sería igual al ángulo sólido en el que la antena está radiando. Una antena isótropa tiene directividad uno; si radiara uniformemente en un hemisferio, su directividad valdría 2, y si lo hiciera en un octante sería 8.

En antenas directivas, con un sólo lóbulo principal y lóbulos secundarios de valores reducidos, se puede tener una estimación de la directividad considerando que se produce radiación uniforme en un ángulo sólido definido por los anchos de haz a -3 dB en los dos planos principales del diagrama de radiación ($\Delta\theta_1 \cdot \Delta\theta_2$):

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_e} = \frac{4\pi}{\Delta\theta_1 \cdot \Delta\theta_2} \quad (2.16)$$

Si el haz tuviera una extensión angular de $2^\circ \times 2^\circ$, la directividad valdría aproximadamente 10.000. Como la directividad es una relación de potencias, es habitual expresarla en decibelios, y en este caso tendríamos un valor de 40 dB.

Conocida la directividad máxima D y el diagrama de radiación normalizado $t(\theta, \phi)$, la directividad en cualquier dirección se obtiene directamente del producto de ambos:

$$D(\theta, \phi) = Dt(\theta, \phi) \quad (2.17)$$

Un segundo parámetro directamente relacionado con la directividad es la ganancia de la antena G . Su definición es semejante, pero la comparación no se establece con la potencia radiada, sino con la entregada a la antena. Ello permite tener en cuenta las posibles pérdidas en la antena, ya que entonces no toda la potencia entregada es radiada al espacio. La ganancia y la directividad están relacionadas, en consecuencia, por la eficiencia de la antena.

$$G(\theta, \phi) = \frac{p(\theta, \phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi r^2}} = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} \frac{p(\theta, \phi)}{\frac{P_{radiada}}{4\pi r^2}} = \eta_1 D(\theta, \phi) \quad (2.18)$$

Si la antena no posee pérdidas, cosa habitual a altas frecuencias, ambos parámetros son equivalentes.

2.2.5 Polarización.

Hasta ahora hemos analizado la radiación de la antena partiendo de la densidad de potencia o de la intensidad de campo radiado, pero en cada punto del espacio existirá un vector de campo $\vec{E}(\vec{r}, t)$, función de la posición y del tiempo. La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo.

La polarización de una antena en una dirección es la de la onda radiada por ella en esa dirección. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse, pero hay dos casos particulares de interés: si la figura trazada es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada.

El sentido de giro del campo eléctrico, tanto en las ondas circularmente polarizadas como en las elípticas, se dice que es a derechas si sigue el convenio de avance en la dirección de propagación, o bien si al alejarse la onda de un observador, éste ve rotar el campo en el sentido de las agujas de un reloj, y a izquierdas si es el sentido contrario.

Se define la relación axial de una onda elípticamente polarizada como la relación entre los ejes mayor y menor de la elipse. Toma valores comprendidos entre uno e infinito.

Los campos, representados en notación compleja o fasorial, permiten determinar la variación temporal a partir de cada una de las componentes ortogonales a la dirección de propagación.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}[\vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}] \quad (2.19)$$

Por sencillez, los ejemplos que se citan a continuación se refieren a ondas que se propagan en la dirección del eje z y tienen componentes cartesianas x e y.

Los tres campos siguientes poseen polarizaciones lineales:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \hat{x}e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= 2\hat{y}e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} + 0,5\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Donde k es el número de onda, que vale $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi/\lambda$.

Representan campos con polarización circular, el primero a izquierdas y el segundo a derechas:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= (\hat{x} + j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} - j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Y finalmente corresponden a polarizaciones elípticas:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= (\hat{x} + j0,5\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} + (1 + j)\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Obsérvese que se produce una polarización lineal cuando las fases de las dos componentes ortogonales del campo eléctrico son iguales o difieren en un número entero de π radianes. Se produce polarización circular cuando las amplitudes de ambas componentes son iguales y sus fases se diferencian en $\pi/2$ o $3\pi/2$ radianes. En los demás casos la polarización es elíptica.

Cualquier onda se puede descomponer en dos polarizaciones lineales ortogonales, sin más que proyectar el campo eléctrico sobre vectores unitarios orientados según esas direcciones. Aplicando el mismo principio,

cualquier onda puede descomponerse en dos ondas polarizadas circularmente a izquierdas y derechas. Por ejemplo, una onda polarizada elípticamente de 6 dB de relación axial tendría la forma:

$$\vec{E} = (\hat{x} + j0,5\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \quad (2.23)$$

Y puede considerarse como la superposición de dos ondas linealmente polarizadas de amplitudes 1 y 0,5. Los ejes de la elipse de polarización coinciden con los ejes coordenados y la relación axial es 2 ($20 \log 2 = 6$ dB). La expresión del campo puede reescribirse como superposición de dos ondas circularmente polarizadas:

$$\vec{E} = \left(A \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} + B \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \right) e^{j(\omega t - kz)} \quad (2.24)$$

Identificando los coeficientes se obtienen las amplitudes de las ondas y resulta:

$$A = 0.75\sqrt{2} \quad B = 0.25\sqrt{2} \quad (2.25)$$

Donde predomina la polarización circular a izquierdas.

La radiación de una antena en una polarización especificada se denomina polarización de referencia o copolar, mientras que a la radiación en la polarización ortogonal se la conoce como polarización cruzada o contrapolar ("crosspolar" en inglés). En el ejemplo anterior, si se define el sentido copolar como el circular a izquierdas, la onda elíptica dada contiene también polarización cruzada, campo polarizado circularmente a derechas. El cociente de las potencias contenidas en ambas polarizaciones es una medida de la pureza de polarización y se conoce como la discriminación de polarización cruzada. En este ejemplo vale $20 \log A/B = 9,5$ dB.

2.2.6 Ancho de Banda.

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

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

$$BW = \frac{f_{m\acute{a}x} - f_{m\grave{i}n}}{f_0} \quad (2.26)$$

En antenas de banda ancha se suele especificar en la forma:

$$BW = \frac{f_{m\acute{a}x}}{f_{m\grave{i}n}} : 1 \quad (2.27)$$

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

El coeficiente de reflexión de la antena respecto a la línea de transmisión o generador es

$$\rho = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.28)$$

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

$$S = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.29)$$

Las antenas de banda estrecha se pueden modelar con un circuito resonante serie, con una expresión de la impedancia de entrada de la forma:

$$Z_a = R_a + jX_a = R_a(1 + jQv) \quad (2.30)$$

Q es el factor de calidad del circuito y:

$$v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \quad (2.31)$$

Si se especifica como ancho de banda el margen de frecuencias donde la relación de onda estacionaria es menor que un determinado valor S , a partir de las ecuaciones anteriores se puede deducir que:

$$BW = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{\left(\frac{Z_0}{R_a} S - 1\right) \left(S - \frac{Z_0}{R_a}\right)}{S}} \quad (2.32)$$

Cuando la resistencia de la antena coincide con la impedancia característica de la línea de transmisión, el ancho de banda se puede expresar como:

$$BW = \frac{1}{Q} \frac{S - 1}{\sqrt{S}} \quad (2.33)$$

2.3 PARÁMETROS DE ANTENAS EN RECEPCIÓN.

Una antena capta de una onda incidente sobre ella parte de la potencia que transporta y la transfiere al receptor. La antena actúa como un sensor e interacciona con la onda y con el receptor, dando origen a una familia de parámetros asociados con la conexión circuital a éste y a otra vinculada a la interacción electromagnética con la onda incidente.

2.3.1 Adaptación.

La impedancia de una antena receptora es la misma que la impedancia de dicha antena actuando como transmisora.

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

$$P_{Lmáx} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a} \quad (2.34)$$

En general si no hay adaptación tendremos:

$$P_L = P_{Lmáx} C_a = P_{Lmáx} (1 - |\rho|^2) \quad (2.35)$$

Donde C_a es el coeficiente de desadaptación, que se puede calcular a partir de las ecuaciones (2.35) y (2.28).

$$C_a = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad (2.36)$$

2.3.2 Área y Longitud Efectiva

La antena extrae potencia del frente de onda incidente, por lo que presenta una cierta área de captación o área efectiva A_{ef} , definida como la relación

entre la potencia que entrega la antena a su carga (supuesta para esta definición sin pérdidas y adaptada a la carga) y la densidad de potencia de la onda incidente:

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\mathcal{P}} \quad (2.37)$$

Que representa físicamente la porción del frente de onda que la antena ha de interceptar y drenar de él toda la potencia contenida hacia la carga.

La definición anterior lleva implícita la dependencia del área efectiva con la impedancia de carga, la adaptación y la polarización de la onda. Si sustituimos la ecuación (2.34) en la ecuación (2.37) y tenemos en cuenta que $\mathcal{P} = |E|^2/\eta$, resulta:

$$A_{ef} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a\mathcal{P}} = \frac{|V_{ca}|^2\eta}{|E|^2 4R_a} = \frac{\ell_{ef}^2\eta}{4R_a} \quad (2.38)$$

Donde se ha introducido un nuevo parámetro, la longitud efectiva ℓ_{ef} , mediante la relación entre la tensión inducida en circuito abierto en bornes de la antena y la intensidad del campo incidente en la onda:

$$\ell_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|E|} \quad (2.39)$$

De nuevo esta definición lleva implícita una dependencia con la polarización de la onda. La longitud y el área efectiva están definidas a partir de magnitudes eléctricas y no coinciden necesariamente con las dimensiones reales de las antenas, si bien en algunos tipos de ellas guardan una relación directa. El área y la longitud efectiva se han definido para la dirección en la que la antena receptora capta máxima señal. El área efectiva dependerá de la dirección angular en la que incidan las ondas, de una forma similar a la directividad:

$$A_{ef}(\theta, \phi) = A_{eft}(\theta, \phi) \quad (2.40)$$

La longitud efectiva también variará proporcionalmente al diagrama de radiación del campo.

$$l_{ef}(\theta, \phi) = l_{ef} \sqrt{t(\theta, \phi)} \quad (2.41)$$

2.4 ECUACIÓN DE TRANSMISIÓN.

En un sistema de comunicaciones ha de establecerse el balance de potencia entre el transmisor y el receptor, ya que el mínimo nivel de señal detectable en este último fija la potencia mínima que ha de suministrar el primero.

Si la antena transmisora radiara isótrópicamente una potencia P_r , estaríamos enviando señal por igual en todas las direcciones del espacio. Si consideramos inicialmente que el medio donde se propaga la onda no posee pérdidas, no se producirá absorción de energía en él y la potencia que atraviesa cualquier superficie esférica centrada en la antena será constante. La densidad de potencia será inversamente proporcional al cuadrado de la distancia r a la antena y vendrá dada por:

$$p = \frac{P_r}{4\pi r^2} \quad (2.42)$$

Una implicación importante de esta ley es que al doblar la distancia la densidad de potencia se reduce a la cuarta parte o en 6 dB. Si estamos muy alejados de la antena, la pérdida por kilómetro puede resultar muy reducida, a diferencia de las líneas de transmisión donde es una magnitud constante por kilómetro. Este es un fenómeno bien conocido; tanto en antenas como en fuentes sonoras, el decaimiento de la señal por unidad de longitud es rápido en la vecindad del foco y lento en la lejanía.

Como la densidad de potencia es proporcional al cuadrado de la intensidad de campo, tenemos también que los campos radiados por antenas decrecerán inversamente con la distancia.

Las antenas no son en la realidad isótropas, concentran energía en ciertas direcciones. La densidad de potencia en este caso se obtendrá multiplicando la que habría producido una antena isótropa por la directividad, con lo que resultará:

$$p(\theta, \phi) = \frac{P_r}{4\pi r^2} D(\theta, \phi) = \frac{P_e}{4\pi r^2} G(\theta, \phi) \quad (2.43)$$

Al producto de la potencia radiada por una antena por la directividad, o de la potencia entregada por la ganancia, se le denomina potencia isótropa radiada equivalente, PIRE, y suele expresarse en dBW (decibelios sobre una potencia de referencia de 1W).

$$PIRE = P_r D = P_e G \quad (2.44)$$

Para dos antenas separadas una distancia r , conectadas a sus correspondientes transmisor y receptor, como se indica en la Figura 2.8, la ecuación de transmisión de Friis establece la relación entre la potencia recibida y la radiada.

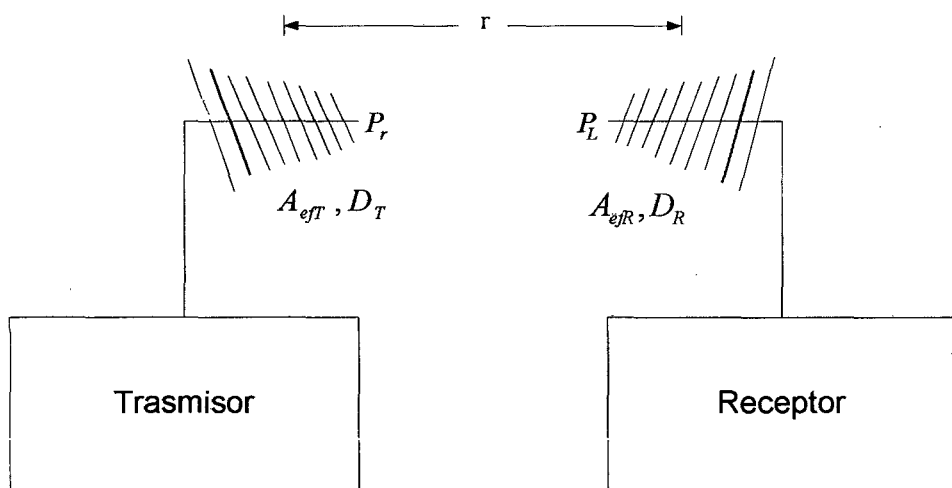


Figura 2.8 Balance de potencia entre dos antenas.

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

$$P_L = \frac{P_T}{4\pi r^2} D_T A_{efR} \quad (2.45)$$

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

Por ejemplo, si se radia una potencia de 1kW con una antena de directividad 3 dB y se recibe a una distancia de 10km con una antena de 1 m² de área efectiva, si no se consideran las pérdidas ni las desadaptaciones, de la expresión (2.45) resulta una potencia recibida de valor 1,6·10⁻⁶ vatios y una pérdida de transmisión de 88 dB.

Si las antenas no estuvieran adaptadas habría que introducir en esta expresión los coeficientes de desadaptación C_a del transmisor y del receptor. Si el medio de propagación introduce pérdidas, habrá que contabilizarlas mediante un factor multiplicativo C_m de pérdidas en el medio. Asimismo, habrá que tener en cuenta que la potencia captada dependerá no sólo de la densidad de potencia incidente, sino también de la polarización de la onda, por lo que aparecerá un coeficiente de polarización C_p .

Este coeficiente de desacoplo de polarización se define como la relación entre la potencia recibida por la antena cuando incide sobre ella una onda plana de polarización conocida y la que recibiría la misma antena al incidir sobre ella una onda plana con la misma dirección de propagación y densidad de potencia, pero cuyo estado de polarización sea tal que se maximice la potencia recibida (adaptación de polarización).

Esto vale el cuadrado del módulo del producto escalar del vector de polarización \hat{e}_t que define la polarización de la antena y el vector \hat{e}_r de la onda recibida:

$$C_p = |\hat{e}_t \cdot \hat{e}_r|^2 \quad (2.46)$$

Así, por ejemplo, una antena polarizada circularmente a derechas, situada en el plano xy, con máximo de radiación en la dirección del eje z positivo, está caracterizada por un vector unitario de polarización en esa dirección

$$\hat{e}_t = \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad (2.47)$$

Si sobre esta antena incide una onda plana polarizada circularmente a derechas (sentido de propagación según z decrecientes), es decir, con un vector unitario de polarización

$$\hat{e}_r = \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad (2.48)$$

Se obtiene un coeficiente de desacoplo $C_p=1$, y se dice en este caso que existe adaptación de polarización.

Por el contrario, si la onda recibida está polarizada circularmente a izquierdas

$$\hat{e}_r = \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad (2.49)$$

Se tiene una desadaptación total, $C_p= 0$, resultante de la ortogonalidad de ambas polarizaciones.

Finalmente, si incide una onda linealmente polarizada

$$\hat{e}_r = \hat{x} \quad (2.50)$$

Se obtiene un valor $C_p= 1/2$ o una "pérdida" por desadaptación de polarización de 3dB. En este caso la antena sólo interacciona con una de las dos componentes ortogonales de polarización en que puede descomponerse la onda incidente y puede decirse que sólo ve la mitad de la densidad de potencia transportada por la onda.

Para caracterizar la polarización de una antena se utiliza su respuesta a una onda incidente linealmente polarizada, cuya dirección de polarización rota alrededor de la dirección de propagación. La representación de la respuesta de la antena en función de ese ángulo de rotación recibe el nombre de diagrama de polarización. Un esquema de medida de este diagrama y su forma para el caso de una antena linealmente polarizada se representa en la Figura 2.9.

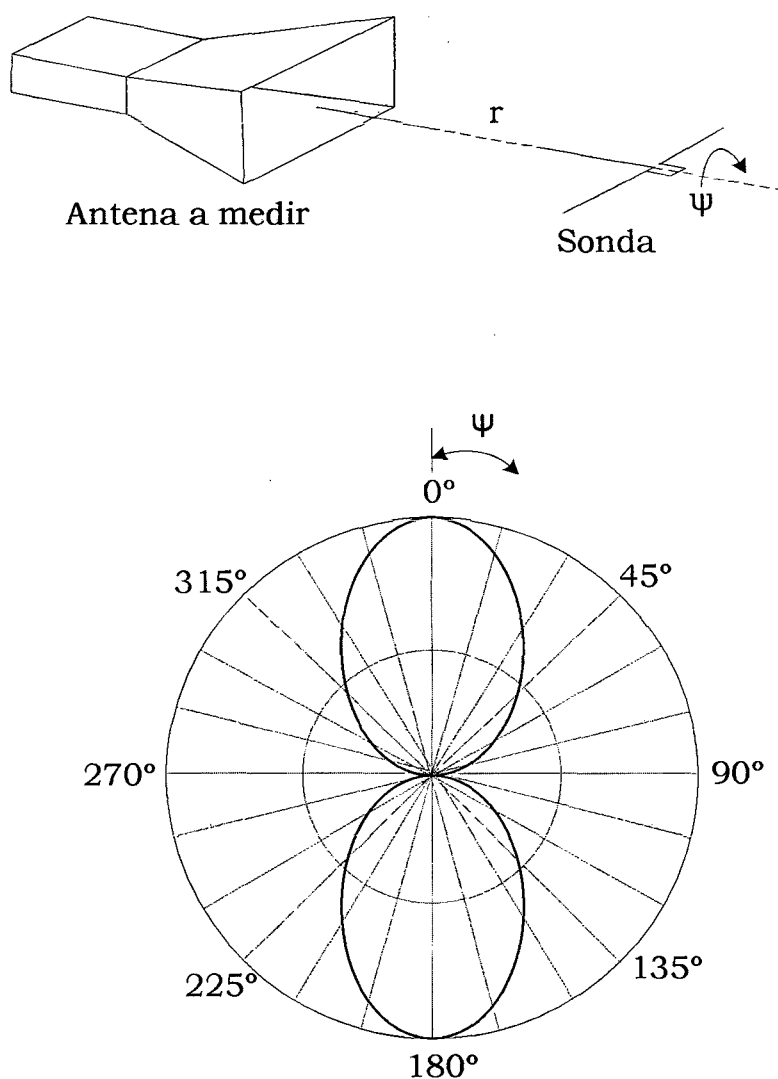


Figura 2.9 Esquema de medida de diagrama de polarización y su representación.

Existe una relación entre la directividad y el área efectiva de cualquier antena, que permite reescribir la ecuación (2.45) en términos de la directividad que tendría la antena receptora si actuara como transmisora

$$\frac{A_{ef}}{D} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.51)$$

Resultando entonces

$$\frac{P_L}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 D_T D_R \quad (2.52)$$

El término $(\lambda/4\pi r)^2$ se denomina pérdida de transmisión en el espacio libre L_0 y se corresponde con la pérdida de transmisión entre antenas isótropas. Toma, en decibelios, un valor

$$L_0 = 20 \log\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) = 22 + 20 \log\left(\frac{r}{\lambda}\right) = 32,5 + 20 \log f_{MHz} + 20 \log r_{Km} \quad (2.53)$$

En general se tiene

$$\frac{P_L}{P_T} = -L_0 + D_T + D_R - L \quad (dB) \quad (2.54)$$

Donde todos los términos han de calcularse en decibelios y L engloba todos los factores de desadaptación en las antenas y las pérdidas.

Desde el punto de vista del cómputo del balance de potencia en sistemas de comunicaciones, es conveniente referir la potencia recibida, P_R , a la potencia transmitida, P_T , entendida en este caso como la entregada a la antena. La ecuación de transmisión resultante se escribe en términos de las ganancias de las antenas y en el factor de pérdidas L' no se han de contabilizar las pérdidas en las antenas, por estar ya incluidas en las ganancias

$$\frac{P_R}{P_T} = -L_0 + G_T + G_R - L' \quad (dB) \quad (2.55)$$

2.4.1 Ecuación del Radar

Un caso particular de ecuación de transmisión es el cálculo de la potencia reflejada por un blanco que capta una antena de radar. En el caso de un radar biestático, aquel en que el receptor está situado en una posición distinta a la del transmisor, se tiene la situación esquematizada en la Figura 2.10.

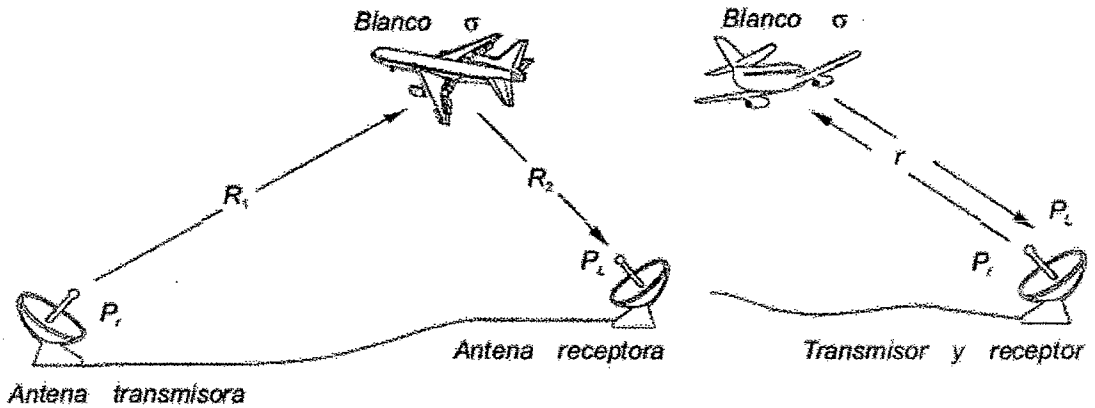


Figura 2.10 Esquema de un radar biestático (izquierda) y monoestático (derecha).

Sobre el blanco, situado a una distancia R_1 del transmisor, incide una onda. La potencia captada por el blanco es

$$P_{blanco} = \frac{P_T}{4\pi R_1^2} D_T A_{blanco} \quad (2.56)$$

Dicha potencia se rerradia hacia el receptor, que está separado una distancia R_2 del blanco. La potencia captada será

$$P_L = P_{blanco} D_{blanco} \frac{1}{4\pi R_2^2} A_{efR} \quad (2.57)$$

Se define la sección recta radar σ como el producto de los parámetros en recepción y transmisión del blanco. Es un parámetro que depende de los ángulos de incidencia y transmisión y que tiene dimensiones de área

$$\sigma = A_{blanco} D_{blanco} \quad (2.58)$$

Con lo que la ecuación del radar resultará

$$\frac{P_L}{P_T} = \frac{\sigma D_T D_R}{4\pi} \left[\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right]^2 \quad (2.59)$$

En el caso monoestático la antena receptora es la misma que la transmisora y $R_1=R_2=r$, y resulta

$$\frac{P_L}{P_T} = \frac{\sigma D^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \quad (2.60)$$

Donde se aprecia para el alcance de un radar una dependencia con la cuarta potencia de la distancia al blanco. En un radar es necesario emitir altas potencias, y tener una gran sensibilidad en el receptor. Dicho receptor puede ser cegado por una señal de alta potencia, distinta de la transmitida.

La sección recta de un blanco depende de su forma y de sus dimensiones. Una esfera tiene una sección recta radar que coincide con el área de un corte diametral, dado que radia por igual en todas las direcciones.

$$\sigma_{esfera} = A_{esfera} D_{esfera} = \pi a^2 \quad (2.61)$$

Una placa plana tiene una sección recta que es máxima en la dirección de la reflexión especular, la potencia captada es proporcional al área, y la rerradiación es directiva

$$\sigma_{placa} = A_{placa} D_{placa} = A_{placa} \left(A_{placa} \frac{4\pi}{\lambda^2} \right) \quad (2.62)$$

La sección recta de un blanco complejo, como puede ser un avión, un barco, un automóvil o un edificio, presenta una complicada dependencia con la frecuencia, la forma, la orientación o el material de que está construido. A título orientativo, a frecuencias de microondas (banda X) una avioneta puede poseer una sección recta del orden de 1m^2 , un automóvil de unos 100m^2 , un jumbo 10.000m^2 y un mercante de gran tonelaje $1.000.000\text{m}^2$. En el otro extremo, un hombre presenta una sección recta de 1m^2 , un pájaro $0,01\text{m}^2$ y un insecto $0,00001\text{m}^2$.

2.5 TEMPERATURA DE RUIDO DE ANTENA.

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

$$P_N = \frac{V_N^2}{4R} = kT_a B \quad (2.63)$$

Donde P_N es la potencia de ruido disponible en bornes de la antena, B el ancho de banda, $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K la constante de Boltzmann, R la resistencia y V_N la tensión (rms) en circuito abierto.

Si la antena no tiene pérdidas óhmicas, toda la potencia de ruido proviene de fuentes externas en forma de radiación incidente de todas las direcciones del espacio, que es captada por la antena y transferida al receptor. Si nos encontrásemos en un ambiente externo que se comportase como un cuerpo negro uniforme de temperatura T , la potencia de ruido entregada por la antena a su carga adaptada vendría dada por la ley de Rayleigh-Jeans o, equivalentemente, por la relación de Nyquist $P_N=kTB$.

En general la antena no se encuentra en un ambiente uniforme, por lo que la potencia de ruido incidente por unidad de ángulo sólido en cada dirección del espacio, $K_N = (\theta, \phi)$, no es constante y se puede asociar una temperatura de brillo $T(\theta, \phi)$ a la fuente o al ruido incidente en una dirección.

La potencia total de ruido recibida será la suma de las intensidades de ruido incidentes ponderadas por la respuesta de la antena a cada dirección, es decir, por el área efectiva $A_{ef} = (\theta, \phi)$. La temperatura de antena valdrá en general

$$T_a = \frac{\iint_{4\pi} T(\theta, \phi) A_{ef}(\theta, \phi) d\Omega}{\iint_{4\pi} A_{ef}(\theta, \phi) d\Omega} \quad (2.64)$$

Utilizando la relación (2.51) entre directividad y área efectiva, esta expresión también puede escribirse en función de la directividad $D(\theta, \phi)$ de la antena si actuase como transmisora. A partir de la definición de directividad se obtiene inmediatamente que para cualquier antena

$$\iint_{4\pi} D(\theta, \phi) d\Omega = 4\pi \quad \iint_{4\pi} A_{ef}(\theta, \phi) d\Omega = \lambda^2 \quad (2.65)$$

Por lo que la temperatura de antena puede obtenerse mediante cualquiera de las integrales siguientes sobre las fuentes

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} T(\Omega) D(\Omega) d\Omega = \frac{1}{\lambda^2} \iint_{4\pi} T(\Omega) A_{ef}(\Omega) d\Omega \quad (2.66)$$

Se comprueba que si la antena está en un ambiente uniforme $T(\theta, \phi) = T$ la temperatura de antena toma este valor independientemente de la forma del diagrama de radiación. Un compendio de los cuales se ha recogido en la Figura 2.11.

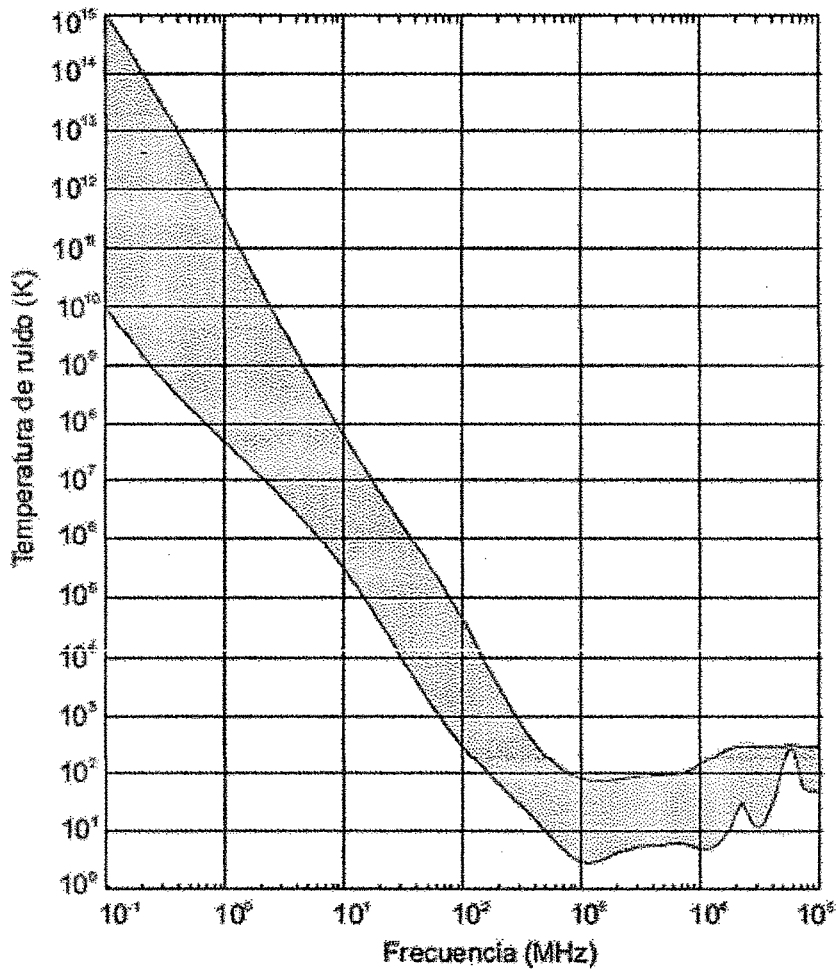


Figura 2.11 Valores típicos de temperatura de antena.

La relación señal-ruido (S/N) de una antena receptora es el cociente entre las potencias de señal y de ruido recibidas, expresado habitualmente en decibelios. En el caso ideal de antenas y medios sin pérdidas y sin desadaptaciones resulta

$$S/N = \frac{P_L}{P_N} = \frac{P_T D_T A_{efR}}{4\pi r^2 k T_a B} \quad (2.67)$$

La sensibilidad de un receptor es la relación señal-ruido mínima para que el sistema funcione correctamente y condiciona el máximo alcance de la comunicación

$$r_{m\acute{a}x} = \left(\frac{P_r D_T A_{efR}}{4\pi k T_a B (S/N)_{min}} \right)^{1/2} \quad (2.68)$$

En el caso de un radar las ecuaciones son similares con la se\u00f1al decreciendo con la cuarta potencia de la distancia y el alcance seg\u00fan la ra\u00edz cuarta.

Si la antena posee p\u00e9rdidas, no entrega a su carga toda la potencia de ruido disponible, la potencia que entregar\u00eda a su carga adaptada la misma antena fabricada con materiales sin p\u00e9rdidas. En este caso la potencia de ruido valdr\u00e1 $kT_a B \eta_r$. Ahora bien, si la antena se encuentra a una temperatura ambiente T_{amb} , la resistencia de p\u00e9rdidas de la antena a\u00f1adir\u00e1 una potencia de ruido t\u00e9rmico $kT_{amb} B (1 - \eta_l)$, y resultar\u00e1 una potencia total de ruido

$$P_N = kT_a B \eta_l + kT_{amb} B (1 - \eta_l) \quad (2.69)$$

Comparando la relaci\u00f3n se\u00f1al-ruido para esta antena con el caso sin p\u00e9rdidas $(S/N)_0 = S_a / kT_a B$, resulta

$$S/N = (S/N)_0 = \frac{1}{1 + \frac{T_{amb} (1 - \eta_l)}{T_a \eta_l}} \quad (2.70)$$

O un empeoramiento de $10 \log(1 + \frac{T_{amb} R_\Omega}{T_a R_r}) dB$.

Si T_a es menor o aproximadamente igual a T_{amb} la eficiencia de antena ha de ser muy pr\u00f3xima a uno para no tener un empeoramiento apreciable de S/N . Por el contrario, si T_a es mucho mayor que T_{amb} la antena puede ser poco eficiente y no empeorar la S/N ; esto es lo que sucede en radiodifusi\u00f3n en ondas medias, donde valores de T_a superiores al mill\u00f3n de grados kelvin son habituales y las antenas de ferrita poseen baja eficiencia.

El efecto de las p\u00e9rdidas en la l\u00ednea de transmisi\u00f3n que une la antena al receptor es exactamente el mismo que las p\u00e9rdidas de la antena, y las expresiones ser\u00e1n semejantes sustituyendo la eficiencia de la antena por la

de la línea. El receptor se caracteriza por un factor de ruido F y su temperatura equivalente T_e , relacionados mediante

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (2.71)$$

Donde $T_0=290\text{K}$ es la temperatura de referencia. El factor de ruido es el empeoramiento en la relación señal-ruido si la temperatura de ruido a la entrada es T_0 , situación habitual en circuitos pero que no ocurre en antenas, donde T_a es prácticamente siempre diferente a la temperatura de referencia. Las desadaptaciones de impedancia se analizan calculando a partir de las potencias de señal y ruido disponibles las potencias realmente transferidas.

CAPITULO 3. ANTENAS.

3.1 INTRODUCCIÓN.

Los campos electromagnéticos son producto de cargas eléctricas. Si la fuente varía en el tiempo, las ondas electromagnéticas se propagan y ocurre radiación. La radiación puede percibirse como el proceso de transmisión de energía eléctrica. La radiación o emisión de ondas en el espacio se cumple eficientemente con la ayuda de estructuras conductoras o dieléctricas llamadas antenas. En teoría, cualquier estructura puede emitir ondas electromagnéticas, pero no todas son mecanismos de radiación eficientes.

La antena también puede concebirse con un transductor para el acoplamiento en la línea de transmisión o guía de ondas (vías de encauzamiento de la onda por emitir) con el medio circundante o viceversa.

En la figura 3.1 se ilustra esta función. Las antenas son indispensables para una radiación eficiente y el acoplamiento de impedancias de onda a fin de minimizar la reflexión. Se sirven del voltaje y la corriente de la línea de transmisión (o de los campos electromagnéticos de la guía de ondas) para emitir una onda electromagnética en dirección al medio. Pueden usarse para transmitir o recibir energía electromagnética.

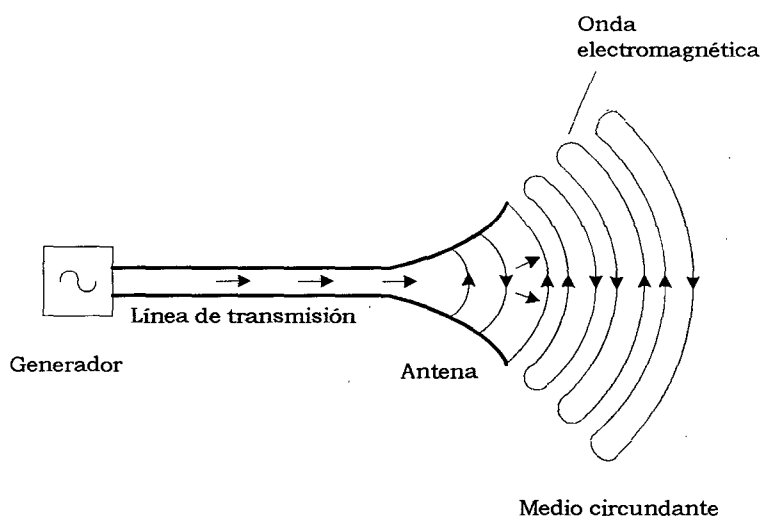


Figura 3.1 Antena como dispositivo de acoplamiento entre la estructura de guía y el medio circundante.

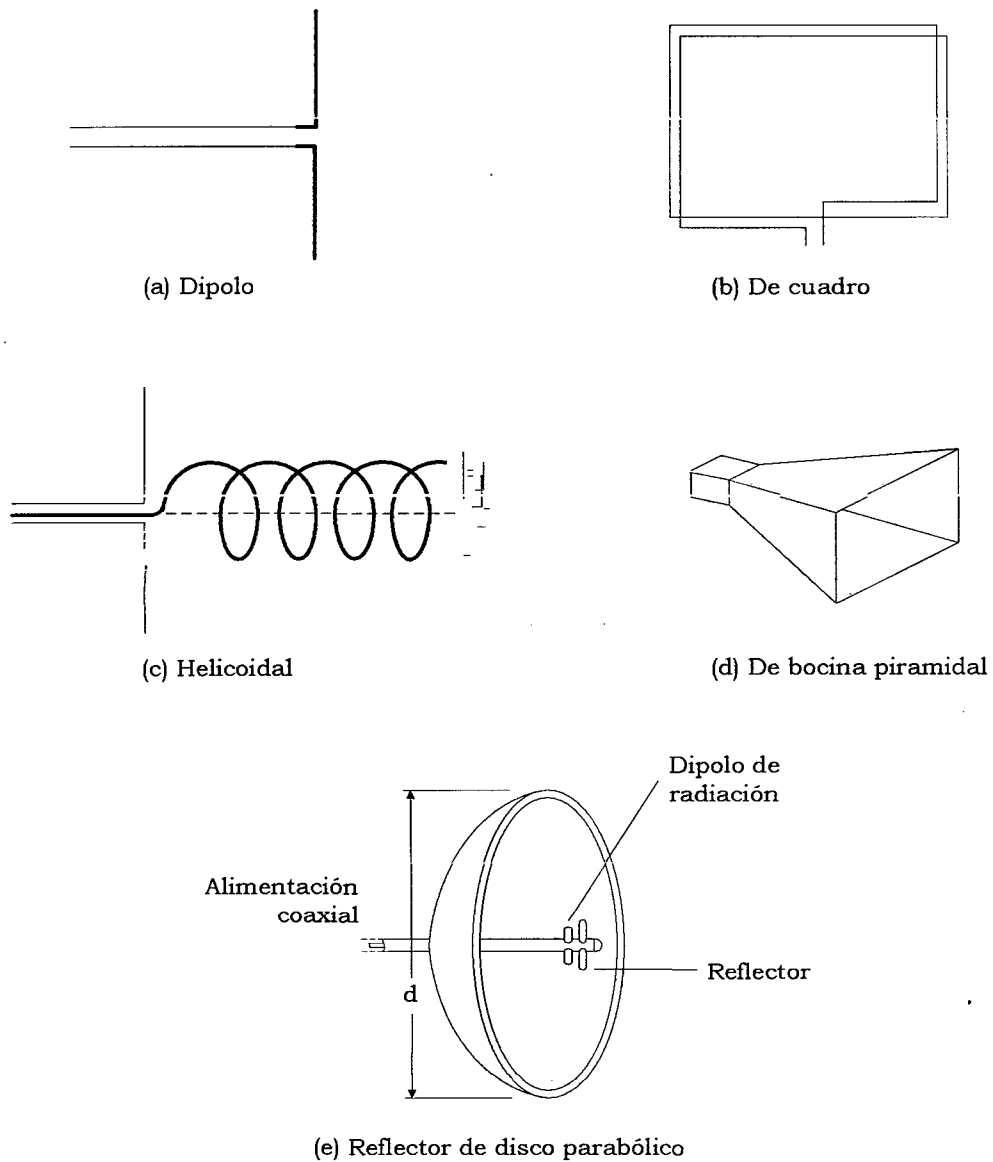


Figura 3.2 Antenas comunes.

En la Figura 3.2 aparecen antenas de uso común. La antena de dipolo de la figura de la Figura 3.2 (a) consta de dos alambres rectos tendidos a lo largo del mismo eje. La antena de cuadro de la Figura 3.2 (b) se compone a su vez de una o más vueltas de alambre. La antena helicoidal de la Figura 3.2 (c) consta de un alambre de forma de hélice sostenido en un plano conectado a tierra. A todas estas antenas se les conoce como antenas de alambre; se usan en automóviles, edificios, aviones, barcos, etc. La antena de bocina de la figura 3.2 (d), ejemplo de antena de abertura, es una sección piramidal de una guía de ondas que sirve de transición entre la guía y el

medio circundante. Dada la facilidad para instalarla al ras, resulta útil en varias aplicaciones, como en aviones. En el reflector de disco parabólico de la figura 3.2 (e) se aprovecha el hecho de que las ondas electromagnéticas son reflejadas por una lamina conductora. Cuando se emplea como antena transmisora, en el punto focal se coloca una antena de alimentación, ya sea de dipolo o de bocina. La radiación que procede de la fuente se refleja en el disco (a la manera de un espejo), de lo que resulta un haz de rayos paralelos. Este último tipo de antenas se utilizan en las comunicaciones, como radares y en la astronomía.

3.2 DIPOLO HERTZIANO.

Por dipolo hertziano se entiende un elemento de corriente infinitesimal Idl . Aunque tal elemento de corriente no existe en la realidad, es esencial para calcular por integración el campo de una antena práctica.

Considérese el dipolo hertziano que aparece en la Figura 3.3. Supongamos que se ubica en el origen de un sistema de coordenadas y que porta una corriente uniforme (constante a todo lo largo del dipolo) $I = I_0 \cos \omega t$. De acuerdo con la ecuación $A = \int_v \frac{\mu [I] dv}{4\pi R}$, el potencial magnético vectorial retardado debido al dipolo en el punto del campo P esta dado por

$$A = \frac{\mu [I] dl}{4\pi r} a_z \quad (3.1)$$

Donde $[I]$ es la corriente retardada dada por

$$[I] = I_0 \cos \omega \left(t - \frac{r}{u} \right) = I_0 \cos(\omega t - \beta r) = \text{Re} [I_0 e^{j(\omega t - \beta r)}] \quad (3.2)$$

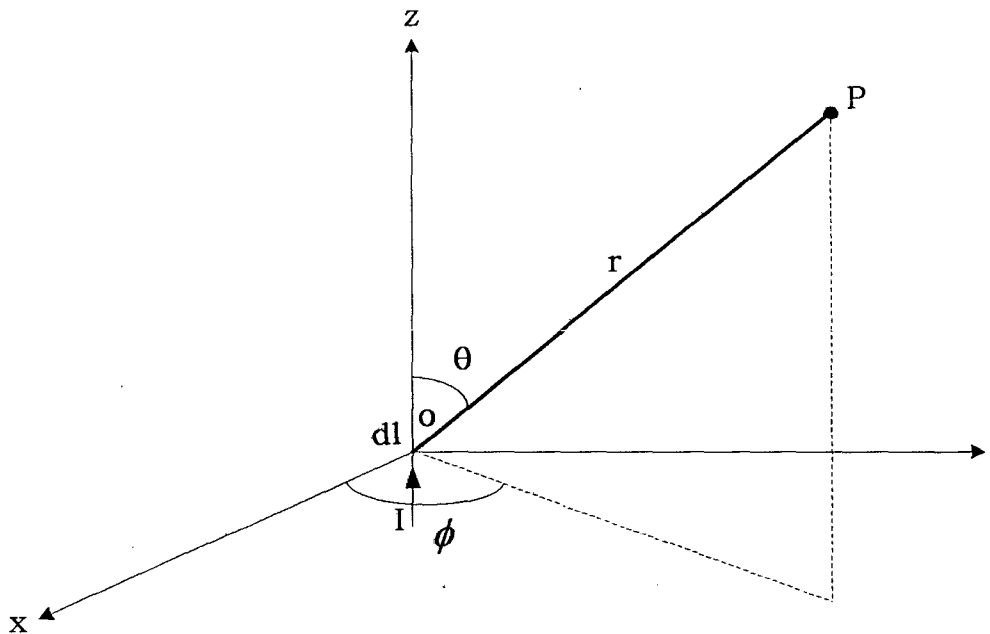


Figura 3.3 Dipolo hertziano portador de corriente $I = I_0 \cos \omega t$.

Donde $\beta = \omega/u = 2\pi/\lambda$ y $u = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$. Se dice q la corriente en el punto P es retardada a causa de un retardo de propagación r/u o retardo de fase βr de O a P. Al sustituir la ecuación (3.2) en la ecuación (3.1) es posible expresar A en forma de fasor como

$$A_{zs} = \frac{\mu I_0 dl}{4\pi r} e^{-j\beta r} \quad (3.3)$$

La transformación de este vector de coordenadas cartesianas en esféricas produce

$$A_s = (A_{rs}, A_{\theta s}, A_{\phi s})$$

Donde

$$A_{rs} = A_{zs} \cos \theta, \quad A_{\theta s} = -A_{zs} \sin \theta, \quad A_{\phi s} = 0 \quad (3.4)$$

Sin embargo, $B_s = \mu H_s = \nabla \times A_s$; así, el campo H se obtiene como

$$H_{\phi_s} = \frac{I_0 dl}{4\pi} \text{sen}\theta \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] e^{-j\beta r} \quad (3.5a)$$

$$H_{rs} = 0 = H_{\theta_s} \quad (3.5b)$$

El campo E se halla mediante $\nabla \times H = \varepsilon \partial E / \partial t$ o $\nabla \times H_s = j\omega\varepsilon E_s$,

$$E_{rs} = \frac{\eta I_0 dl}{2\pi} \text{cos}\theta \left[\frac{1}{r^2} - \frac{j}{\beta r^3} \right] e^{-j\beta r} \quad (3.6a)$$

$$E_{\phi_s} = \frac{\eta I_0 dl}{2\pi} \text{sen}\theta \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} - \frac{j}{\beta r^3} \right] e^{-j\beta r} \quad (3.6b)$$

$$E_{\theta_s} = 0 \quad (3.6c)$$

Donde

$$\eta = \frac{\beta}{\omega\varepsilon} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

El detenido examen de las ecuaciones de campos (3.5) y (3.6) revela la presencia de términos que varían entre $1/r^3$, $1/r^2$ y $1/r$. El término $1/r^3$ es el campo electrostático, ya que corresponde al campo de un dipolo eléctrico $E = \frac{P}{4\pi\varepsilon_0 r^3} (2\text{cos}\theta a_r + \text{sen}\theta a_\theta)$ donde $P = |P| = Qd$. Este término domina a los demás en una región muy cercana al dipolo hertziano. El término $1/r^2$ es el campo inductivo, predecible a partir de la ley de Biot-Savart. Este término solo es importante en un campo próximo, es decir, a distancias cercanas al elemento de corriente. El término $1/r$ es el campo lejano o remoto o campo de radiación, puesto que es el único término permanece en la zona remota; es decir, en un punto muy alejado del elemento de corriente. Aquí nos ocuparemos primordialmente del campo lejano o zona de radiación ($\beta r \gg$

$1 \text{ o } 2\pi r \gg \lambda$), donde los términos en $1/r^3$ y $1/r^2$ pueden ignorarse a favor del término $1/r$. Así, en un campo lejano

$$H_{\phi_s} = \frac{jI_0\beta dl}{4\pi r} \text{sen}\theta e^{-j\beta r}, \quad E_{\theta_s} = \eta H_{\phi_s} \quad (3.7a)$$

$$H_{rs} = H_{\theta_s} = E_{rs} = E_{\phi_s} = 0 \quad (3.7b)$$

Cabe señalar respecto a la ecuación (3.7a) que los términos de radiación de H_{ϕ_s} y E_{θ_s} se hallan en la misma fase temporal y son ortogonales, al igual que los campos de una onda plana uniforme. Asimismo, que los campos de zonas próximas y lejana están condicionados a ser las desigualdades $\beta r \ll 1$ y $\beta r \gg 1$, respectivamente. De manera más específica, la frontera entre las zonas próximas y remota (o lejana) está definida por el valor de r , dado por

$$r = \frac{2d^2}{\lambda} \quad (3.8)$$

Donde d es la mayor dimensión de la antena.

La densidad de potencia promedio temporal se obtiene de esta forma

$$p_{prom} = \frac{1}{2} \text{Re}(E_s \times H_s^*) = \frac{1}{2} \eta |H_{\phi_s}|^2 a_r \quad (3.9)$$

La sustitución de la ecuación (3.7) en la ecuación (3.9) produce a su vez la potencia radiada promedio temporal

$$P_r = \int p_{prom} \cdot ds \quad (3.10)$$

Si el medio de propagación es el vacío es

$$P_r = 40\pi^2 \left[\frac{dl}{\lambda} \right]^2 I_0^2 \quad (3.11)$$

Esta potencia equivale a la potencia disipada por la corriente $I = I_0 \cos \omega t$ en una resistencia ficticia R_r , es decir

$$P_r = \frac{1}{2} I_0^2 R_{rad} \quad (3.12)$$

Obteniéndose

$$R_r = 80\pi^2 \left[\frac{dl}{\lambda} \right]^2 \quad (3.13)$$

La resistencia R_r , llamada resistencia de radiación, es una propiedad característica de la antena dipolo hertziano. De las ecuaciones (3.12) y (3.13) se deduce la necesidad de antenas con gran resistencia de radiación para emitir grandes montos de potencia al espacio.

3.3 ANTENA DE DIPOLO DE MEDIA ONDA.

El dipolo de media onda debe su nombre a que su longitud equivale a la mitad de una longitud de onda ($\ell = \lambda/2$). Como se observa en la Figura 3.4a Consta de un hilo delgado alimentado o excitado en su centro por una fuente de voltaje conectada a través de una línea de transmisión (una línea de dos alambres, por ejemplo). El campo debido al dipolo puede obtenerse fácilmente si se considera que consiste en una cadena de dipolos hertzianos. El potencial magnético vectorial en P debido a una longitud diferencial $dl (= dz)$ del dipolo portador de una corriente de fasor $I_s = I_0 \cos \beta z$ es

$$dA_{zs} = \frac{\mu I_0 \cos \beta z dz}{4\pi r'} e^{-j\beta r'} \quad (3.14)$$

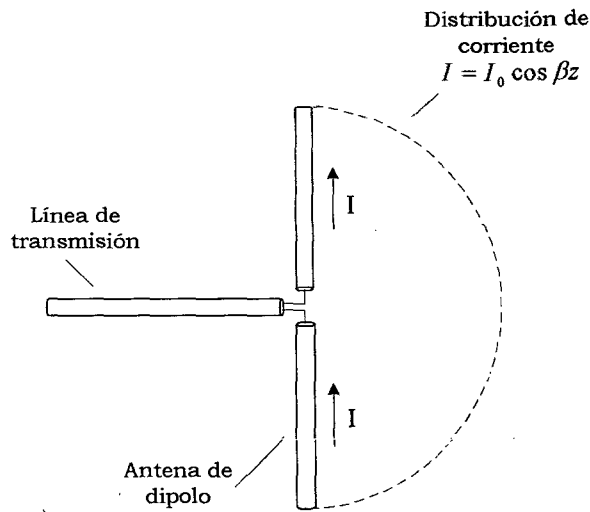


Figura 3.4a. Dipolo de media onda.

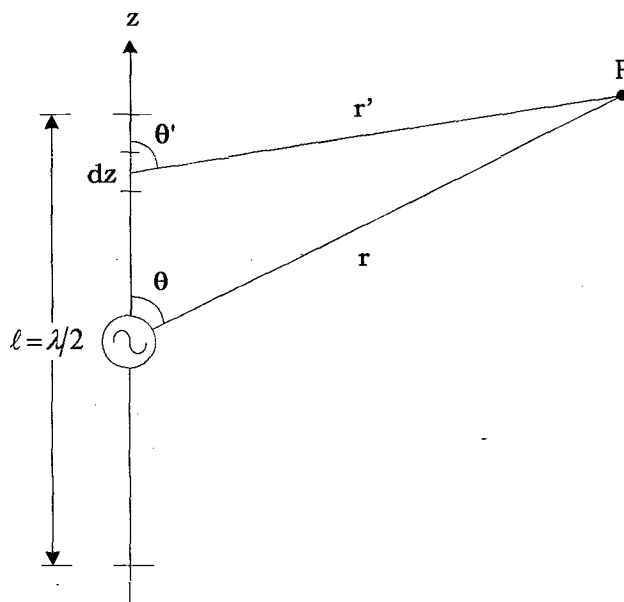


Figura 3.4b Potencial magnético vectorial.

Para la ecuación (3.14) se ha dispuesto una distribución sinusoidal de corriente, puesto que la corriente debe tender a cero en los extremos del dipolo; aunque también sería posible una distribución triangular de corriente, los resultados serían menos exactos. La distribución real de corriente en la antena no se conoce con precisión; se determina resolviendo las ecuaciones de Maxwell sujetas a las condiciones en la frontera de la antena, procedimiento matemático complejo. Sin embargo, el supuesto de la corriente sinusoidal aproxima la distribución obtenida mediante la resolución

del problema con valor en la frontera y es de uso frecuente en la teoría de antenas.

Si $r \gg \ell$, entonces

$$r - r' = z \cos \theta \quad \text{o} \quad r' = r - z \cos \theta$$

Así, puede sustituirse $r' \approx r$ en el denominador de la ecuación (3.14), donde es necesaria la magnitud de la distancia. En cuanto al término de fase en el numerador de la misma ecuación, la diferencia entre βr y $\beta r'$ es significativa, de manera que r' se reemplaza por $r - z \cos \theta$, no por r . En otras palabras, el término del coseno se mantiene en el exponente y se ignora en el denominador, pues el primero implica la constante de fase y el segundo no, de este modo

$$A_{zs} = \frac{\mu I_0}{4\pi r} \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} e^{-j\beta(r-z\cos\theta)} \cos\beta z dz = \frac{\mu I_0}{4\pi r} e^{-j\beta r} \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} e^{j\beta z \cos\theta} \cos\beta z dz \quad (3.15)$$

$$A_{zs} = \frac{\mu I_0 e^{-j\beta r} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{2\pi r \beta \sin^2\theta} \quad (3.16)$$

Del empleo de la ecuación (3.4) junto con el hecho de que $B_s = \mu H_s = \nabla \times A_s$ y $\nabla \times H_s = j\omega \epsilon E_s$, los campos magnético y eléctrico en la zona lejana (descartando los términos $1/r^3$ y $1/r^2$) se obtiene de esta forma

$$H_{\phi s} = \frac{j I_0 e^{-j\beta r} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{2\pi r \sin\theta}, \quad E_{\theta s} = \eta H_{\phi s} \quad (3.17)$$

Adviértase de nuevo que los términos de radiación de $H_{\phi s}$ y $E_{\theta s}$ se encuentran en la misma fase temporal y son ortogonales.

De la aplicación de las ecuaciones (3.9) y (3.17), la densidad de potencia promedio temporal se obtiene de este modo

$$p_{prom} = \frac{1}{2} \eta |H_{\phi s}|^2 a_r = \frac{\eta I_0^2 \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{8\pi^2 r^2 \sin^2 \theta} a_r \quad (3.18)$$

La potencia radiada promedio temporal puede determinarse de la manera siguiente

$$P_r = \int p_{prom} \cdot ds$$

$$P_r = 15I_0^2 \left[\frac{(2\pi)^2}{2(2!)} - \frac{(2\pi)^4}{4(4!)} + \frac{(2\pi)^6}{6(6!)} - \frac{(2\pi)^8}{8(8!)} + \dots \right] \approx 36.56I_0^2 \quad (3.19)$$

La resistencia de radiación R_r de la antena dipolo de media onda se obtiene fácilmente de las ecuaciones (3.12) y (3.19), así

$$R_r = \frac{2P_r}{I_0^2} = 73\Omega \quad (3.20)$$

Obsérvese el significativo incremento de la resistencia de radiación del dipolo de media onda en comparación con la del dipolo hertziano. En consecuencia, aquel puede emitir al espacio mayores montos de potencia que este.

La impedancia de entrada total Z_{ent} de la antena es la impedancia registrada en las terminales de la antena y está dada por

$$Z_{ent} = R_{ent} + jX_{ent} \quad (3.21)$$

Donde $R_{ent} = R_r$ en el caso de una antena sin pérdidas. La deducción del valor de la reactancia X_{ent} implicaría un procedimiento muy complicado. Basta saber que $X_{ent} = 42.5\Omega$, de modo que $Z_{ent} = 73 + j42.5\Omega$ cuando la longitud del dipolo es $\ell = \lambda/2$. La reactancia inductiva cae rápidamente a cero al reducirse ligeramente esa longitud. Cuando $\ell = 0.484\lambda$, el dipolo es resonante, con $X_{ent} = 0$. En la práctica, así, un dipolo $\lambda/2$ se diseña de tal

forma que X_{ent} se acerque a cero y $Z_{ent} = 73\Omega$. Este valor de la resistencia de radiación de la antena de dipolo $\lambda/2$ explica la existencia del cable coaxial estándar de 75Ω . De igual manera, tal valor es fácil de acoplar con líneas de transmisión. Junto con la propiedad de resonancia, estos factores son la razón del extendido uso de la antena del dipolo.

3.4. ANTENA MONOPOLAR DE UN CUARTO DE ONDA.

La antena monopolar de un cuarto de onda consta básicamente en la mitad de una antena de dipolo de media onda situada en un plano conductor a tierra, como se ilustra en la Figura 3.5. La antena es perpendicular al plano, habitualmente supuesto como infinito y perfectamente conductor. La alimenta un cable coaxial conectado a su base.

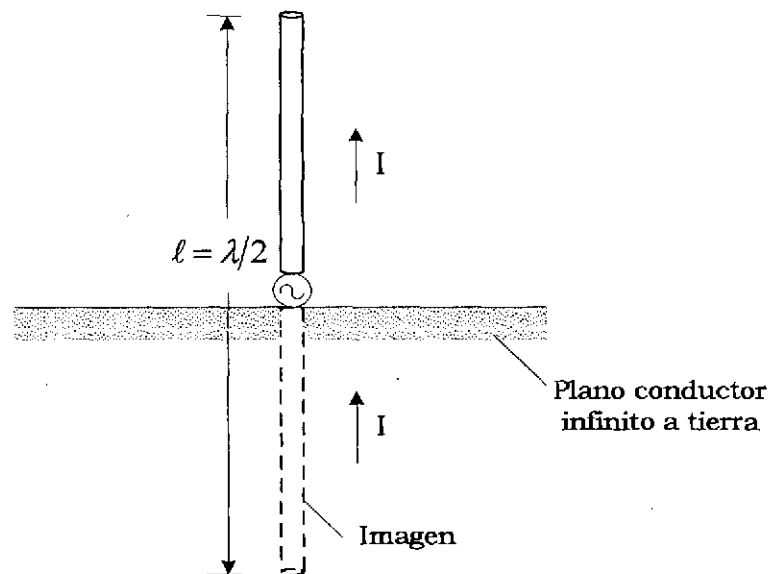


Figura 3.5 Antena monopolar.

De acuerdo a la teoría de imágenes es posible reemplazar el plano infinito perfectamente conductor a tierra por la imagen del monopolo. El campo debido al monopolo $\lambda/4$ con su imagen con la región sobre el plano a tierra es igual al campo debido a un dipolo $\lambda/2$. Así la ecuación (3.17) también es aplicable al monopolo $\lambda/4$. No obstante, su integración solo cubre la

superficie hemisférica sobre el plano a tierra (es decir, $0 \leq \theta \leq \pi/2$), puesto que el monopolo irradia únicamente a través de esa superficie. Esto quiere decir que solo irradia la mitad de la potencia que el dipolo con igual corriente. En el caso, así, de una antena monopolar $\lambda/4$

$$P_r \approx 18.28 I_0^2 \quad y \quad R_r = \frac{2P_r}{I_0^2} \quad (3.22)$$

ó

$$R_r = 36.5\Omega \quad (3.23)$$

Por la misma razón, la impedancia de entrada total de un monopolo $\lambda/4$ es $Z_{ent} = 36.5 + j21.25\Omega$.

3.5. ANTENA DE CUADRO PEQUEÑO.

La antena de cuadro posee importancia práctica. Se le usa como antena indicadora de dirección (o cuadro de exploración) en la detección por radiación y como antena de televisión para frecuencias ultraaltas. El termino pequeño implica que las dimensiones del cuadro (como ρ_0) son mucho menores que λ .

Considérese la pequeña espira (o cuadro) filamentosa circular del radio ρ_0 portadora de una corriente uniforme $I_0 \cos \omega t$ que se muestra en la Figura 3.6 Esta espira podría equivaler a un dipolo magnético elemental.

El potencial magnético vectorial en el punto del campo P debido a la espira es

$$A = \oint_L \frac{\mu [I] dl}{4\pi r'} \quad (3.24)$$

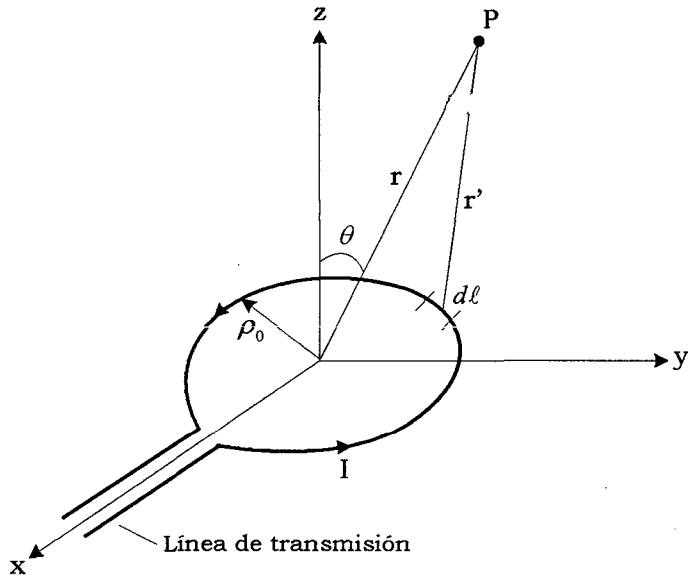


Figura 3.6 Antena de cuadro pequeño.

Donde $[I] = I_0 \cos(\omega t - \beta r') = \text{Re}[I_0 e^{j(\omega t - \beta r')}]$. Al sustituir $[I]$ en la ecuación (3.24) se obtiene A en forma de fasor

$$A_s = \frac{\mu I_0}{4\pi} \oint_L \frac{e^{-j\beta r'}}{r'} dl \quad (3.25)$$

La evaluación de esta integral supondría un largo procedimiento. Es posible demostrar que, en el caso de un cuadro pequeño ($\rho_0 \ll \lambda$), r' puede ser reemplazada por r en el denominador de la ecuación (3.25) y A_s solo posee la componente ϕ , dado por

$$A_{\phi s} = \frac{\mu I_0 S}{4\pi r^2} (1 + j\beta r) e^{-j\beta r} \text{sen}\theta \quad (3.26)$$

Donde $S = \pi \rho_0^2 = \text{área de la espira}$. En el caso de una espira con N vueltas, $S = N\pi \rho_0^2$. A partir del hecho de que $B_s = \mu H_s = \nabla \times A_s$ y $\nabla \times H_s = j\omega \epsilon E_s$, de la ecuación (3.26) se obtienen los campos eléctricos y magnéticos de esta forma

$$E_{\phi_s} = \frac{-j\omega\mu I_0 S}{4\pi} \text{sen}\theta \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] e^{-j\beta r} \quad (3.27a)$$

$$H_{rs} = \frac{j\omega\mu I_0 S}{2\pi\eta} \text{cos}\theta \left[\frac{1}{r^2} + \frac{j}{\beta r^3} \right] e^{-j\beta r} \quad (3.27b)$$

$$H_{\theta_s} = \frac{j\omega\mu I_0 S}{4\pi\eta} \text{sen}\theta \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} - \frac{j}{\beta r^3} \right] e^{-j\beta r} \quad (3.27c)$$

$$E_{rs} = E_{\theta_s} = H_{\phi_s} = 0 \quad (3.27d)$$

Al comparar las ecuaciones (3.5) y (3.6) con la ecuación (3.27) es posible advertir la naturaleza dual del campo debido al dipolo eléctrico de la Figura 3.3 y al dipolo magnético de la Figura 3.6. En el campo lejano (o remoto) solo permanece el término (de radiación) $1/r$ de la ecuación (3.27). Así, en el campo lejano

$$E_{\phi_s} = \frac{\omega\mu I_0 S}{4\pi r} \beta \text{sen}\theta e^{-j\beta r} = \frac{\eta\pi I_0 S}{r\lambda^2} \text{sen}\theta e^{-j\beta r}$$

ó

$$E_{\phi_s} = \frac{120\pi^2 I_0 S}{r \lambda^2} \text{sen}\theta e^{-j\beta r}, \quad H_{\theta_s} = -\frac{E_{\phi_s}}{\eta} \quad (3.28a)$$

$$E_{rs} = E_{\theta_s} = H_{rs} = H_{\phi_s} = 0 \quad (3.28b)$$

Donde se ha supuesto $n = 120\pi$ para el vacío. Aunque las expresiones de campo remoto de la ecuación (3.28) se han obtenido con referencia a una espira circular pequeña, también es posible emplearlas para cuadros pequeños con una vuelta ($S = a^2$), N vueltas ($S = Na^2$) o de cualquier otra configuración en tanto sus dimensiones sean reducidas ($d \ll \lambda/10$, donde d

es la mayor dimensión del cuadro). Y la resistencia de radiación de una antena de cuadro pequeño es

$$R_r = \frac{320\pi^4 S^2}{\lambda^4} \quad (3.29)$$

3.6. ARREGLOS DE ANTENAS.

En muchas aplicaciones prácticas es necesario diseñar antenas con mayor potencia en ciertas direcciones que en otras. Esto equivale a demandar que el patrón de radiación se concentre en la dirección de interés. Tal propósito es difícil de lograr con un solo elemento de antena. Un arreglo de antenas permite obtener mayor directividad que la que puede ofrecer una sola.

*Un **arreglo de antenas** es un grupo de elementos de radiación dispuestos de forma que se produzcan características de radiación particulares.*

Es conveniente y práctico, aunque no indispensable, que los elementos del arreglo sean idénticos. Examinaremos primero el caso simple de un arreglo de dos elementos, para prolongar después nuestros resultados al caso general, más complicado, de un arreglo de N elementos.

Considérese una antena compuesta por dos dipolos hertzianos situados en el vacío a lo largo del eje Z pero orientados en paralelo al eje X, como se muestra en la Figura (3.7). Supongamos que el dipolo en $(0,0,d/2)$ porta corriente $I_{1s} = I_0 \angle \alpha$ y que el dipolo en $(0,0,-d/2)$ porta corriente $I_{2s} = I_0 \angle 0$, donde α es la diferencia de fase entre las dos corrientes. Al variar el espaciamiento d y la diferencia de fase α , puede lograrse que los campos procedentes del arreglo interfieran constructivamente (se sumen) en ciertas direcciones de interés e interfieran destructivamente (se cancelen) en otras direcciones. El campo eléctrico total en el punto P es la suma vectorial de los campos debidos a los elementos individuales. Si P se ubica en la zona del campo lejano, el campo eléctrico total en P se obtiene de la ecuación (3.7a) de este modo

$$E_s = E_{1s} + E_{2s}$$

$$E_s = \frac{j\eta\beta I_0 dl}{4\pi} \left[\cos\theta_1 \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} e^{j\alpha} a_{\theta_1} + \cos\theta_2 \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} a_{\theta_2} \right] \quad (3.30)$$

Nótese que $\text{Sen}\theta$, presente en la ecuación (3.7a), ha sido reemplazado en este caso por $\text{Cos}\theta$, ya que el elemento ilustrado en la Figura (3.3) sigue la dirección de Z, mientras que los de la Figura (3.7) siguen la de X.

Puesto que P se encuentra lejos del arreglo, $\theta_1 \approx \theta \approx \theta_2$ y $a_{\theta_1} = a_{\theta} = a_{\theta_2}$.

En la amplitud puede fijarse $r_1 \approx r \approx r_2$, pero en la fase se emplea:

$$r_1 \approx r - \frac{d}{2} \cos\theta \quad (3.31a)$$

$$r_2 \approx r + \frac{d}{2} \cos\theta \quad (3.31b)$$

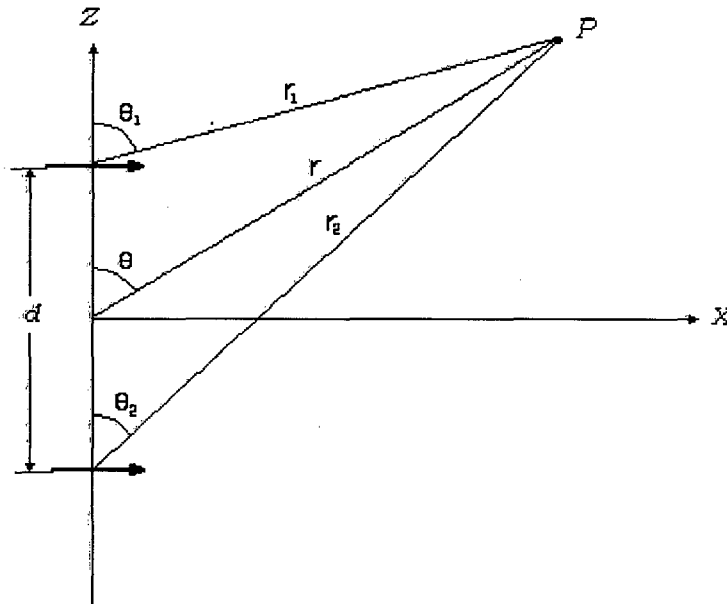


Figura 3.7 Arreglo de dos elementos.

En consecuencia, la ecuación (3.30) se convierte en:

$$E_s = \frac{j\eta\beta I_0 dl}{4\pi r} \cos\theta e^{-j\beta r} e^{j\alpha/2} [e^{j(\beta d \cos\theta)/2} e^{j\alpha/2} + e^{-j(\beta d \cos\theta)/2} e^{-j\alpha/2}] a_\theta$$

$$E_s = \frac{j\eta\beta I_0 dl}{4\pi r} \cos\theta e^{-j\beta r} e^{j\alpha/2} 2\cos \left[\frac{1}{2}(\beta d \cos\theta + \alpha) \right] a_\theta \quad (3.32)$$

La comparación de esta ecuación con la ecuación (3.7a) indica que el campo total de un arreglo es igual al campo del elemento situado en el origen multiplicado por un **factor de arreglo** (o de red) dado por:

$$FA = 2\cos \left[\frac{1}{2}(\beta d \cos\theta + \alpha) \right] e^{j\alpha/2} \quad (3.33)$$

En general, así, el campo lejano debido a un arreglo de dos elementos esta dado por:

$$E(\text{total}) = (E \text{ debido al elemento de origen}) \times (\text{factor de arreglo}) \quad (3.34)$$

De la ecuación (3.32) se desprende así mismo que $\cos\theta$ es parte del patrón de radiación debido a un solo elemento, mientras que el factor de arreglo normalizado, $|\cos [1/2(\beta d \cos\theta + \alpha)]|$ es el patrón de radiación del arreglo si los elementos fueran isotrópicos. Tales patrones pueden considerarse respectivamente como un “patrón unitario” y un “patrón de grupo”. Así, el “patrón resultante” es el producto del patrón unitario y el patrón de grupo; es decir,

$$\text{Patrón resultante} = \text{Patrón unitario} \times \text{Patrón de grupo} \quad (3.35)$$

Esto se conoce como **multiplicación de patrones**. El patrón de un arreglo puede diagramarse por multiplicación de patrones casi como si se hiciera por inspección, de modo que aquella es un instrumento muy útil para el diseño

de un arreglo. Cabe señalar que, a diferencia del patrón unitario, el patrón de grupo es independiente del tipo de elementos que componen el arreglo, siempre que no ocurran cambios en el espaciamiento d , la diferencia de fase α y la orientación de los elementos.

Prolonguemos ahora los resultados del arreglo de dos elementos al caso general de un arreglo de N elementos, el cual se muestra en la Figura 3.8.

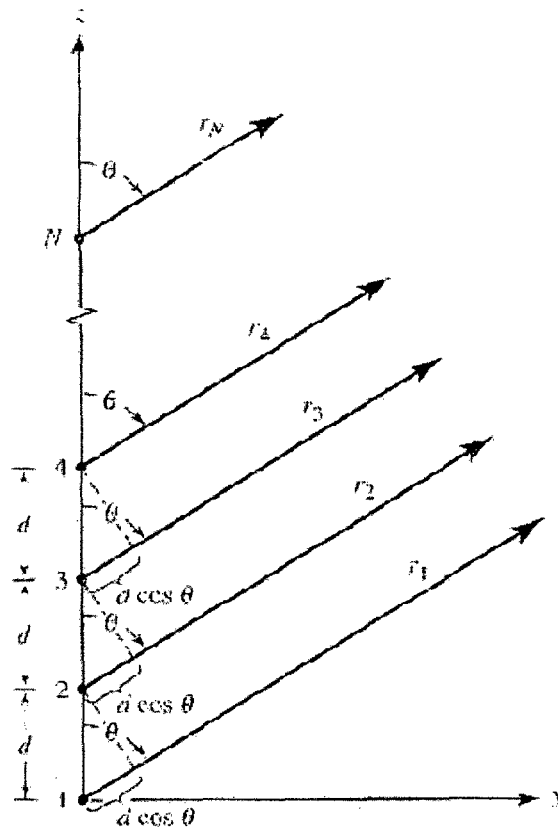


Figura 3.8 Arreglo lineal uniforme de N elementos.

Supongamos que el arreglo es lineal en cuanto que los elementos están igualmente espaciados en una línea recta y se tienden a lo largo del eje Z . supongamos asimismo que el arreglo es uniforme, de manera que cada elemento es alimentado con corriente de igual magnitud. Aunque de cambio de fase α progresivo, es decir $I_{1s} = I_0 \angle 0$, $I_{2s} = I_0 \angle \alpha$, $I_{3s} = I_0 \angle 2\alpha$ y así

sucesivamente. Nos interesa en particular hallar el factor de arreglo; el campo lejano puede hallarse fácilmente de la ecuación (3.34) una vez conocido el factor de arreglo. En referencia al arreglo lineal uniforme, el factor de arreglo es la suma de las contribuciones de todos los elementos. Así,

$$FA = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \quad (3.36)$$

Donde:

$$\psi = \beta d \cos\theta + \alpha \quad (3.37)$$

En esta ecuación (3.37), $\beta = 2\pi/\lambda$ mientras que d y α son el espaciamiento y el corrimiento de fase entre los elementos, respectivamente. Adviértase que el miembro derecho de la ecuación (3.36) es una serie geométrica de la forma:

$$1 + x + x^2 + x^3 + \dots + x^{N-1} = \frac{1 - x^N}{1 - x} \quad (3.38)$$

Así la ecuación (3.36) se convierte en:

$$FA = \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (3.39)$$

Lo cual puede expresarse como:

$$FA = \frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} = \frac{e^{jN\psi/2} e^{jN\psi/2} - e^{-jN\psi/2}}{e^{j\psi/2} e^{j\psi/2} - e^{-j\psi/2}} = e^{j(N-1)\psi/2} \frac{\text{sen}(N\psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)} \quad (3.40)$$

El factor de fase $e^{j(N-1)\psi/2}$ no estaría presente si el arreglo estuviera alrededor del origen. Ignorando este término carente de importancia,

$$FA = \frac{\text{sen} \frac{N\psi}{2}}{\text{sen} \frac{\psi}{2}}, \quad \psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad (3.41)$$

Nótese que esta ecuación se reduce a la ecuación (3.33) cuando $N=2$, como es de esperar. Repárese de igual forma en lo siguiente:

1. FA posee el valor máximo de N ; así, el FA normalizado se obtiene dividiendo FA entre N . el máximo principal ocurren cuando $\psi = 0$; esto es,

$$0 = \beta d \cos \theta + \alpha \quad \text{o} \quad \cos \theta = -\frac{\alpha}{\beta d} \quad (3.42)$$

2. FA tiene nulos (o ceros) cuando $FA = 0$; es decir,

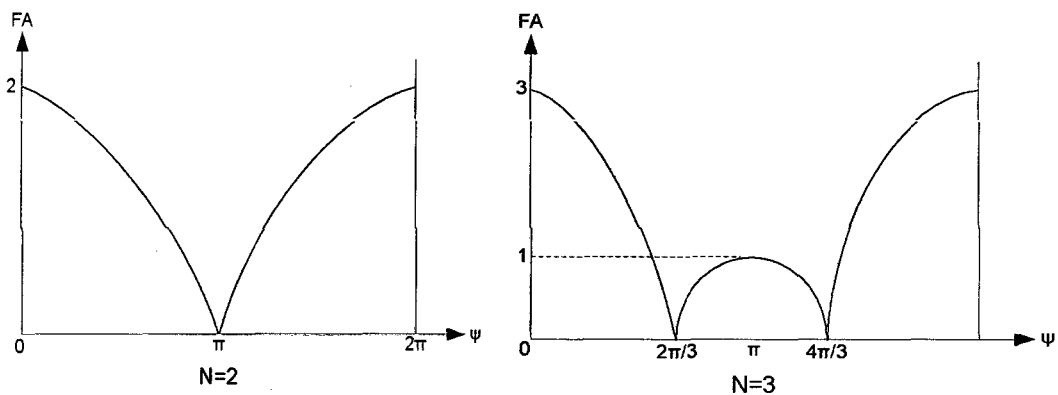
$$\frac{N\psi}{2} = \pm k\pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.43)$$

Donde k no es un múltiplo de N .

3. La máxima radiación de un arreglo transversal sigue una dirección normal al eje del arreglo; es decir, $\psi = 0$ y $\theta = 90^\circ$, de modo que $\alpha = 0$.

4. La máxima radiación de un arreglo longitudinal sigue la dirección del eje del arreglo; es decir, $\psi = 0$ y $\theta = \begin{bmatrix} 0 \\ \pi \end{bmatrix}$, de manera que $\alpha = \begin{bmatrix} \beta d \\ \beta d \end{bmatrix}$.

Estas observaciones son útiles para la representación gráfica de FA. En la Figura (3.9); se presentan los diagramas FA correspondientes a $N=2, 3$ y 4.



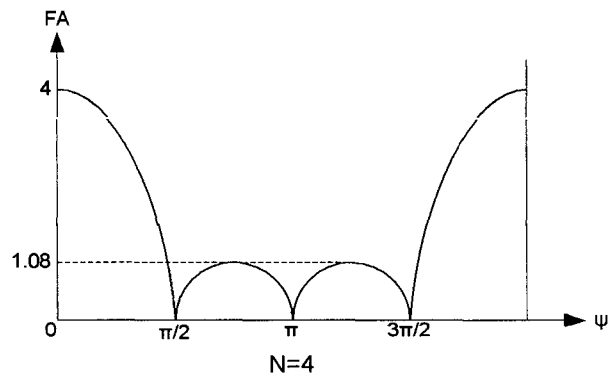


Figura 3.9 Factor de arreglo de lineal uniforme.

CAPITULO 4. PRIMERA ETAPA: DISEÑO DE UN RADAR CON UN ARREGLO ANTENAS FIJAS.

4.1 GENERALIDADES.

Durante el diseño, pruebas, instalación y operación del sistema de radar, se llevaron a cabo una serie de acciones apropiadas que garantizaron el cumplimiento de los objetivos planteados.

Se realizó el diseño e ingeniería general del proyecto utilizando tecnología de vanguardia. La solución final incluye seis componentes fundamentales los cuales se menciona a continuación.

Un Generador de Pulsos de Radar.

Un Sintetizador de Frecuencia de Radar.

Un Transmisor (incluye un conmutador de transmisión/recepción).

Un Arreglo de Antenas.

Un Receive Down Converter y

Un Sistema de Recepción de Radar.

4.1.1 Generador de Pulsos de Radar:

El generador de pulsos de radar (RPG08B) es un equipo electrónico capaz de generar patrones de pulsos TTL que pueden ser reprogramados por software.

Al inicializarse, el generador de pulsos de radar lee el último patrón válido de una memoria no volátil y transforma dicha información en secuencias de datos, las cuales se almacenan en una memoria SRAM. Dicha información es generada de manera secuencial y síncrona.

El equipo generador dispone de dos procesadores, uno para la comunicación con el bus RS485 y configuración del sistema, y otro para coordinar la generación de las secuencias propiamente dichas.

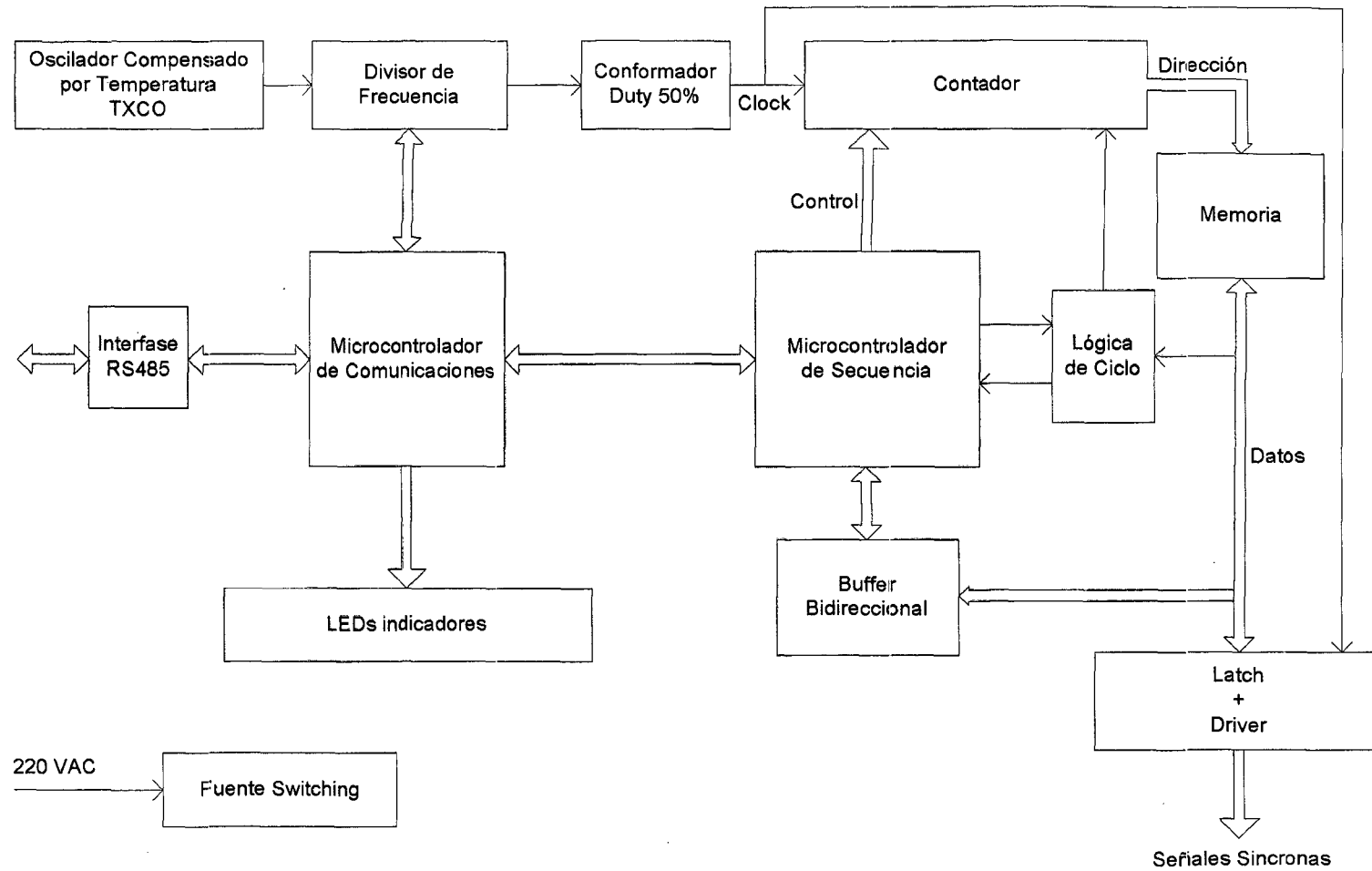


Figura 4.1 Diagrama de bloques del generador de pulsos de radar.

El sistema cuenta con un oscilador maestro compensado por temperatura (TXCO), el cual en combinación con el circuito de match de la etapa de salida brinda una gran precisión en la generación de señales síncronas y la eliminación de distorsiones (glitches).

Las partes fundamentales del generador de pulsos de radar se muestran en el siguiente diagrama de bloques de la Figura 4.1.

Los patrones de pulsos TTL generados son los siguientes:

- **SYNC:** Esta señal digital marca el inicio de una secuencia síncrona de datos, es un pulso de 1 μ s de duración y se repite una vez cada ciclo (IPP – Inter pulse period). El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- **T/R:** Esta señal digital sirve para controlar la conmutación del arreglo de antenas Yagi entre los circuitos de transmisión y recepción. Un 0 lógico indica recepción, un 1 lógico indica transmisión. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- **TX:** Esta señal digital es utilizada para activar la señal de RF generada por el sintetizador de frecuencia de radar. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- **CODE:** Esta señal digital es utilizada por el sintetizador de frecuencia de radar para codificar la señal RF generada (se utiliza modulación en fase). El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- **SAMPLE:** Esta señal digital abre una ventana de muestreo para la etapa de recepción. Se conecta a la señal GATE del sistema de recepción de radar (tarjeta Echotek) marcando el inicio del muestreo. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.

- FLIP: Esta señal digital se activa alternadamente en caso de utilizar pares de códigos complementarios.

La interfase utilizada para programar los equipos componentes de la solución de Radar es la interfase RS485. Mediante el conector DB9 (hembra) se interconecta el generador de pulsos de radar a una PC para poder programar los parámetros de los pulsos TTL generados por el equipo. Los demás conectores DB9 (macho) interconectan a los distintos equipos que conforman el radar con la PC es como se muestra en la Figura 4.2.

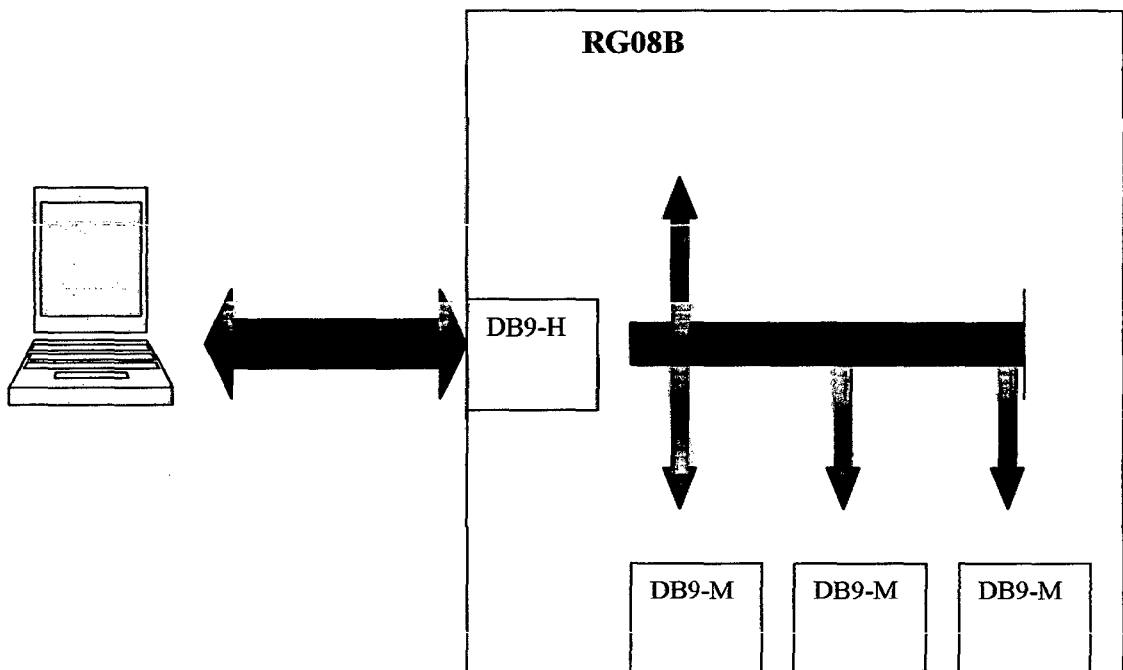


Figura 4.2 Interfase RS485.

El equipo generador de pulsos de radar, es compatible para ser programado con el programa de control y monitoreo de radar EAGLE RCS (V02P).

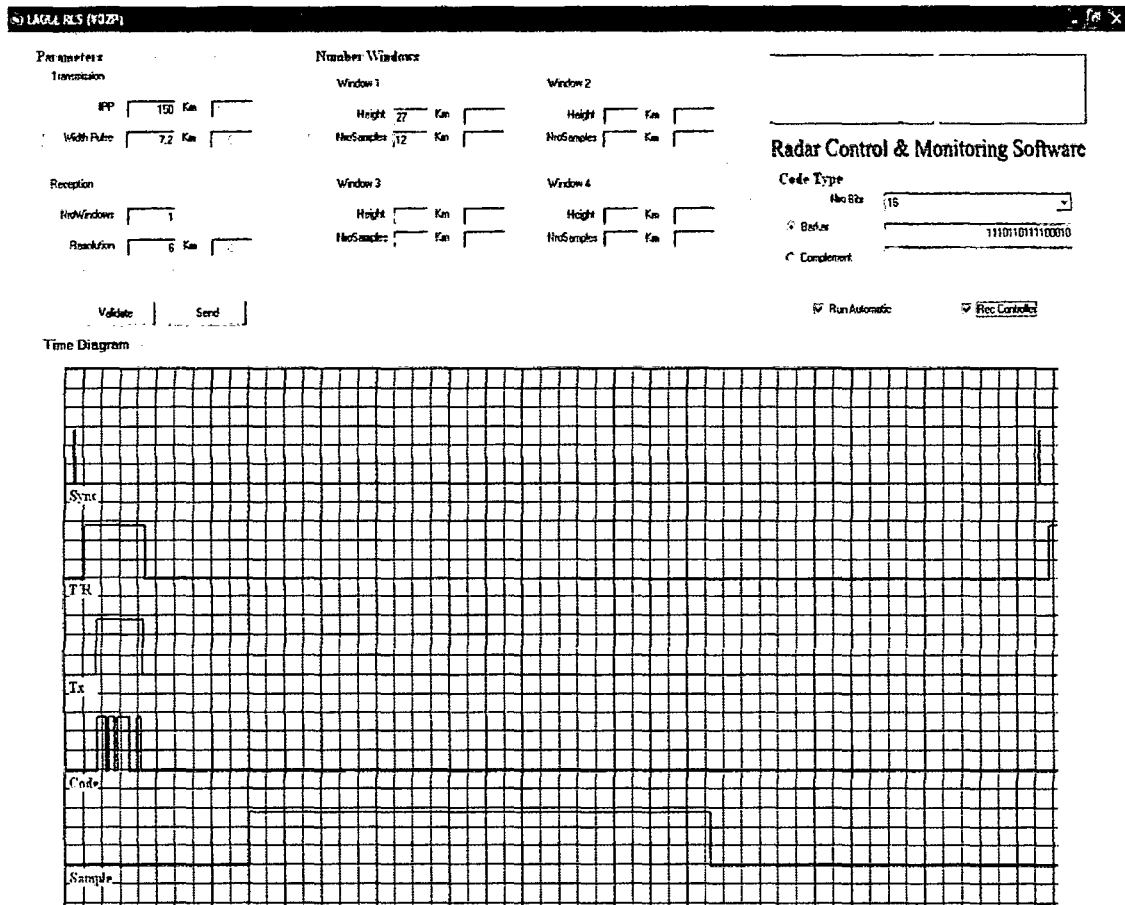


Figura 4.3 Señales producidas por el generador de pulsos de radar.

4.1.2 Sintetizador de Frecuencia Radar.

El sintetizador de frecuencia de radar (RFS02-150F) es un equipo electrónico digital que genera señales RF a partir de un oscilador fijo. El sintetizador de frecuencia de radar consta de cuatro núcleos DDS (Direct Digital Synthesis) independientes, cada uno de los cuales puede ser programado por frecuencia, fase y amplitud. Esta flexibilidad puede ser usada para corregir los desbalances entre señales debido al procesamiento analógico como el filtrado, amplificación o el desacoplamiento relacionado a la disposición de los dispositivos en el PCB. Debido a que todos los canales comparten un mismo reloj maestro, estos son inherentemente sincronizados.

Este equipo puede realizar modulación por cambio de fase en dos niveles BPSK (Bi-Phase Shift Keying).

El sintetizador de frecuencia de radar utiliza una tecnología DDS de avanzada que provee una baja disipación de potencia con un alto rendimiento. El equipo incorpora cuatro convertidores digital a analógico (DAC – Digital to Analog Converter) de 10 bits de alta velocidad con un excelente rango dinámico sin espurios SFDR (Spurious-Free Dynamic Range) tanto en banda ancha como en banda angosta.

Las partes fundamentales del sintetizador de frecuencia de radar se muestran en el diagrama de bloques de la Figura 4.4.

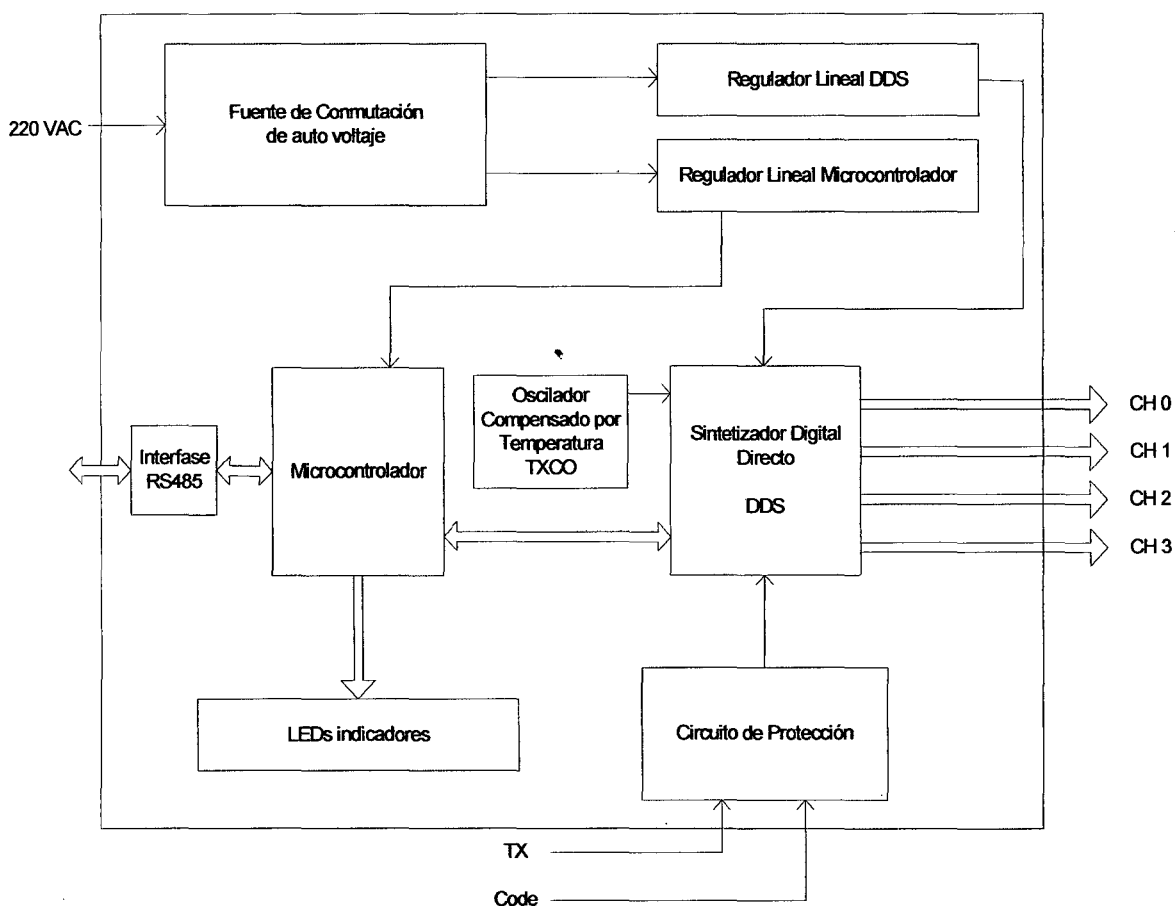


Figura 4.4 Diagrama de bloques del sintetizador de frecuencia radar.

Las señales de entrada, salida y control del sintetizador de frecuencia de radar son las siguientes:

- Salida TX/OUT1: Es la primera señal RF de salida requerida por los equipos de transmisión. Esta señal RF es de 150 MHz y es controlada por las señales de TX y CODE. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- Salida TX/OUT2: Es la segunda señal RF de salida requerida por los equipos de transmisión. Esta señal RF es de 150 MHz similar a la salida TX/OUT1 y es controlada por las señales de TX y CODE. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- Salida RX/OUT1: Es la primera señal RF de salida requerida por las etapas de recepción. Esta es una señal RF de 100MHz y es utilizada por el Receive Down Converter para mezclarla con la señal de recepción. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- Salida RX/OUT2: Es la segunda señal RF de salida requerida por las etapas de recepción. Esta señal RF es de 60MHz y es utilizada por el sistema de recepción para sincronizar la etapa de muestreo de señal. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- CODE: Es una entrada digital que conmuta la fase de las salidas TX. Un cero equivale a una fase de 0° y un uno a una fase de 180°. Esta señal proviene de un generador de pulsos síncronos. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- TX: Es una entrada digital que activa y desactiva las señales de las salidas TX. Un cero desactiva las señales y un uno las activa. Esta señal proviene de un generador de pulsos síncronos. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.

El puerto de comunicación provee una interfase serial RS485 que permite programar el sintetizador de frecuencia de radar. El tipo de conector utilizado es un DB9 hembra.

El equipo sintetizador de frecuencia de radar, es compatible para ser programado con el programa de control y monitoreo de radar EAGLE RCS (V02P).

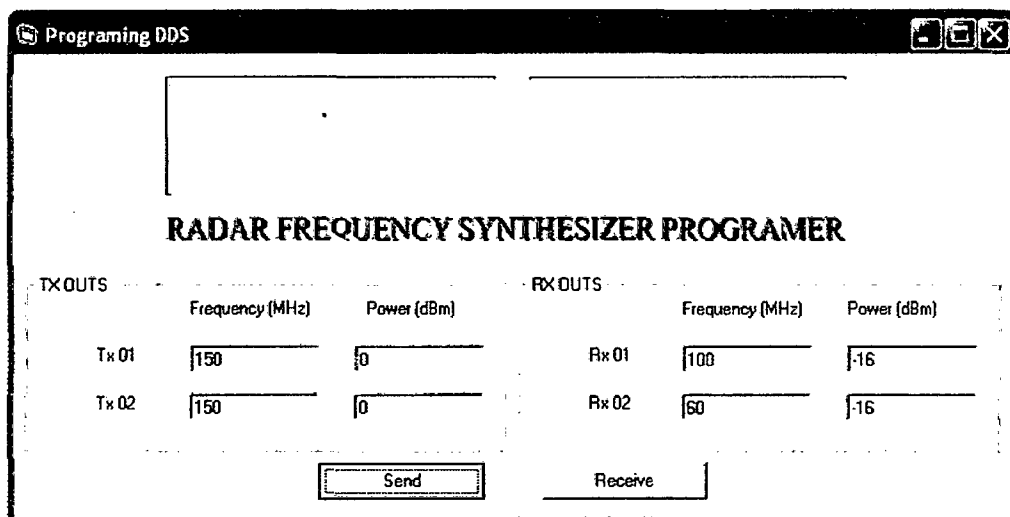


Figura 4.5 Programación del sintetizador de frecuencia de radar.

4.1.3 Transmisor.

El sistema transmisor de radar de VHF (BT30000-GAMMA) es un equipo electrónico que emite un haz de ondas electromagnéticas a través del arreglo de antenas. El transmisor amplifica la señal RF generada por el sintetizador de frecuencia de radar; esta señal es de gran potencia (30KW).

El sistema de transmisión de radar está compuesto por los siguientes módulos y sub-sistemas:

- Cuatro unidades amplificadoras de pulso RF (BT07500), que producen una señal RF de salida de 7.5KW cada una.
- Una unidad de manejo (incluye un generador de pulsos programable).
- Una unidad de combinación (incluye un módulo de interfase serial).

- Dos unidades de fuente de alimentación DC modular Lambda capaz de operar el transmisor de 30KW con hasta 5% de ciclo de trabajo.
- Dos conmutadores de transmisión/recepción de alta velocidad (incluyen amplificadores de bajo ruido).
- Un divisor (splitter) de potencia de 1:2, para dividir la señal de 30KW en dos salidas de 15KW (las salidas utilizan un conector tipo HN hembra).

Este sistema opera en el rango de frecuencia de 140 - 160MHz, y tiene una operación de hasta 5% de ciclo de trabajo.

La unidad de manejo contiene un generador de forma de onda arbitrariamente programable que puede ser usado para producir señales moduladas en amplitud y fase sincronizadas para utilizarlas en sistemas de modulación de entrada RF externo. La tarjeta de control de transmisión TOMCO (TTCC) que genera las formas de onda programables tiene una interfase serial RS485 para comunicarse con el software TOMCO Multidrop Control Panel (MCP).

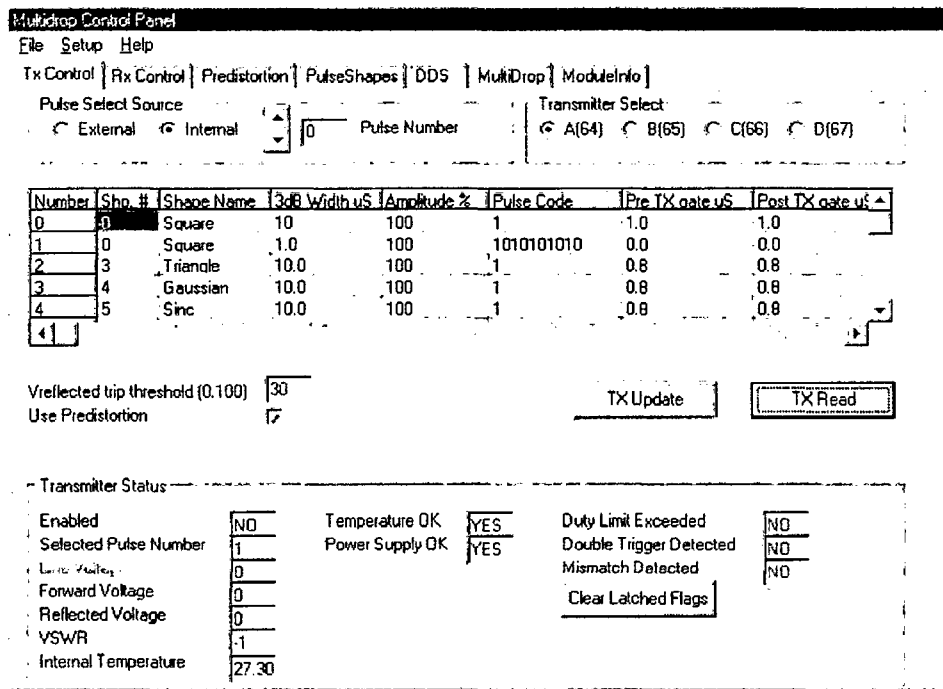


Figura 4.6 Software TOMCO Multidrop Control Panel (MCP).

La señal RF de entrada al transmisor (0dBm pulsada) es amplificada produciendo cuatro señales RF (aproximadamente de +24dBm). Estas señales ingresan a las cuatro unidades de amplificación de potencia produciendo cuatro salidas de 7.5KW, las cuales son combinadas en la unidad de combinación 4:1 produciendo una sola señal de salida de 30KW.

Adicionalmente a la señal de entrada RF pulsada, el transmisor requiere una señal de compuerta (gate). Esta es conectada a la unidad de combinación, que la procesa y transmite en las unidades de manejo y amplificación.

La unidad de combinación contiene el módulo de interfase principal (la tarjeta de interfase de amplificación TOMCO) que controla el sistema de protección del transmisor y provee las comunicaciones seriales para monitorear el estatus del transmisor.

Cada una de las cuatro unidades amplificadoras contiene un sistema de protección independiente, que opera como un backup al sistema de protección general de la tarjeta de interfase de amplificación TOMCO.

Las señales de entrada, salida y control del transmisor son las siguientes:

- RF IN: Es una señal RF de entrada que se encuentra localizada en la parte posterior de la unidad de manejo. El nivel nominal de la señal RF para el transmisor BT30000 es de 0dBm. Utiliza un conector tipo SMA hembra.
- COMMS: El puerto COMMS provee una interfase serial RS485 para el módulo generador de forma de onda programable. El generador de forma de onda programable puede ser usado para producir una forma de onda con modulación por amplitud de pulso arbitraria y una señal de control con inversión de fase arbitraria (código de pulso), para utilizarlas en la unidad de generación de pulso RF externo del sistema de radar. Utiliza un conector tipo D9 hembra.
- GATE IN: Es la señal de compuerta o ventana de entrada al transmisor BT30000, esta señal es generada por el sistema de control

de radar (o generador de pulsos de radar) y se encuentra localizada en la parte posterior de la unidad de combinación. Utiliza un conector tipo BNC hembra.

- **ANTENNA:** Es la señal de salida de 30KW. Puede ser conectada directamente al arreglo de antenas o al divisor de señal 1:2 usando el cable RG401. Esta salida debe ser conectada a una carga de 50 Ohms (a un arreglo de antenas sintonizado correctamente o a una carga fantasma resistiva) siempre que el transmisor se encuentra encendido. Utiliza el conector tipo 7-16 hembra.
- **SAMPLE:** Es una señal de muestra de la señal RF presente en el conector de la ANTENNA. La relación de la señal de muestra y la señal real es aproximadamente 50dB en una carga de 50 Ohms. Utiliza un conector tipo SMA hembra.

4.1.3.1 Conmutador de Transmisión/Recepción.

El conmutador de transmisión/recepción incluye un amplificador de bajo ruido (LNA). La función principal es permitir la transmisión y recepción en una misma antena o arreglo de antenas, para lo cual aísla el sistema de recepción de cualquier ruido entre pulsos generado por el transmisor, previene reflexiones, y tiene una baja inserción de pérdidas en la transmisión y recepción. El LNA recibe la alimentación DC (12 – 15VDC) vía el conector Rx tipo N que se encuentra en la parte frontal de conmutador de transmisión/recepción.

El amplificador de bajo ruido tiene una ganancia de aproximadamente 16dB, un ancho de banda de aproximadamente 30MHz centrado en 150MHz y una figura de ruido de aproximadamente 3dB.

4.1.4 Arreglo de Antenas.

El arreglo de antenas utilizado para realizar la transmisión y recepción de las señales RF está compuesto por 16 antenas Yagi formando un arreglo de 2x8.

Las antenas Yagi tienen una impedancia de 50 Ohms, un rango de frecuencia de 142 - 158MHz, una ganancia de 10dB y un VSWR < 1.2. Cada antena Yagi tiene un dipolo doblado como elemento radiante, un elemento reflector y 6 elementos directores.

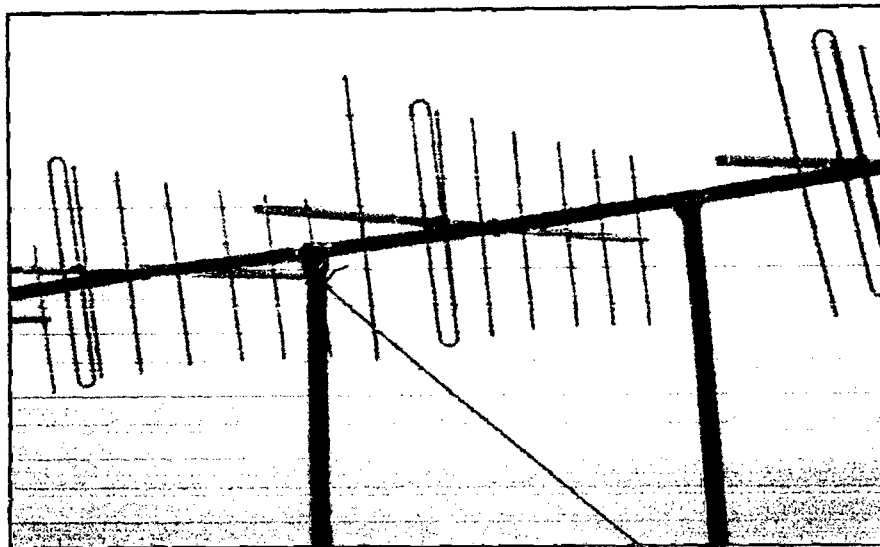


Figura 4.7 Arreglo de antenas instalado.

El arreglo de antenas tiene dos distribuidores de potencia, uno por cada ocho antenas. Cada distribuidor de potencia tiene ocho conectores N hembra (cuatro en cada extremo) y conector DIN hembra en el centro.

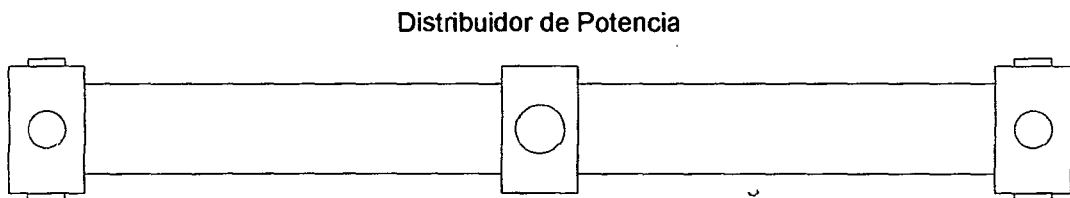


Figura 4.8 Diagrama del distribuidor de potencia.

4.1.5 Down Converter.

El Down Converter (DCN02-150V) es un equipo analógico que mezcla señales RF con el fin de reducir el ancho de banda de la misma.

Este equipo dispone de dos entradas para señales de antenas que están filtradas para detectar señales de 150MHz, dichas señales son mezcladas con una señal de 100MHz síncrona y el resultado es amplificado y filtrado, obteniéndose señales con un ancho de banda máximo de 50MHz.

Las señales de salida deben de ser limitadas por seguridad antes de ser conectadas al circuito de recepción.

Las partes fundamentales del Down Converter se muestran en el siguiente diagrama de bloques:

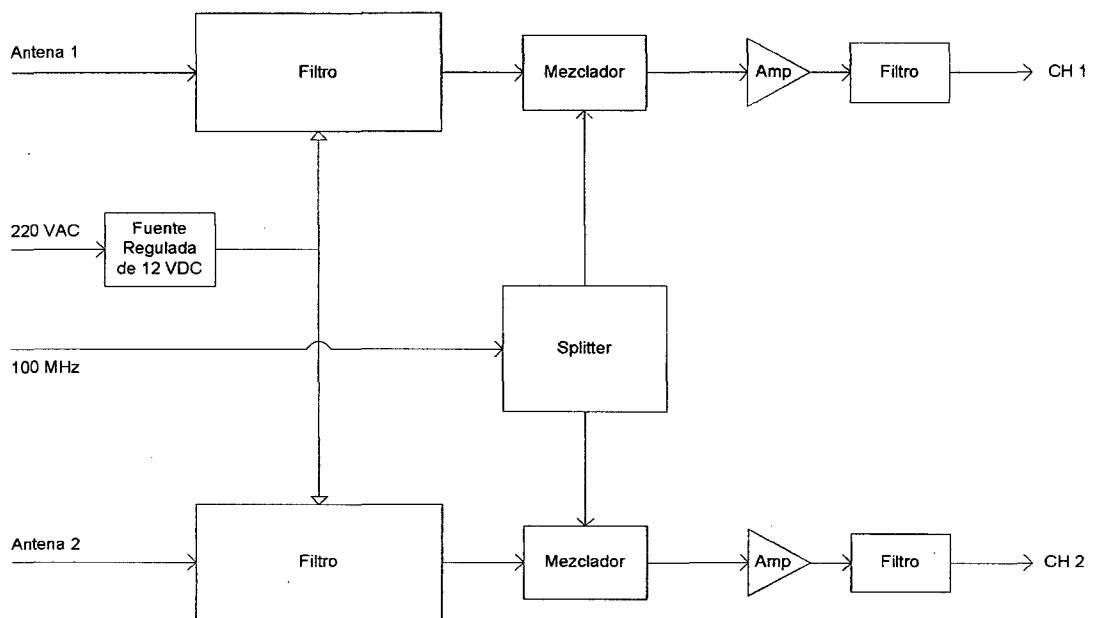


Figura 4.9 Diagrama de bloques del Receive Down Converter.

Las señales de entrada y salida del down converter con las siguientes:

- Entrada ANT1: Es la primera señal digital de entrada. Esta señal es de 150MHz y proviene del arreglo de antenas. El tipo de conector utilizado es un N hembra.

- Entrada ANT2: Es la segunda señal digital de entrada. Esta señal es de 150MHz y proviene del arreglo de antenas. El tipo de conector utilizado es un N hembra.
- Entrada 100MHz: Es una señal RF de entrada. Esta señal es de 100MHz y proviene del sintetizador de frecuencia de radar. El tipo de conector utilizado es un SMA hembra.
- Salida CH1: Es la primera señal RF de salida requerida por los equipos de transmisión. Esta señal es de 50MHz. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.
- Salida CH2: Es la segunda señal RF de salida requerida por los equipos de transmisión. Esta señal es de 50MHz. El tipo de conector utilizado es un BNC hembra.

4.1.6 Sistema de Recepción de Radar.

El sistema de recepción de radar está basado en el uso de receptores digitales, cuyas ventajas principales son los filtros programables que tienen, mejor rango dinámico y canales de recepción con iguales características (en los receptores analógicos, se presentan variaciones debido a la temperatura y degradación de los componentes).

El componente principal del sistema de recepción de radar es la tarjeta receptora digital Echotek modelo ECDR-GC214-PCI/TS, la cual incorpora dos canales con un convertidor A/D de 14 bit 65MHz cada uno, una entrada de reloj externo y una entrada de compuerta (gate).

Las partes fundamentales de la tarjeta receptora digital Echotek modelo ECDR-GC214-PCI/TS se muestran en los siguientes diagramas de bloques.

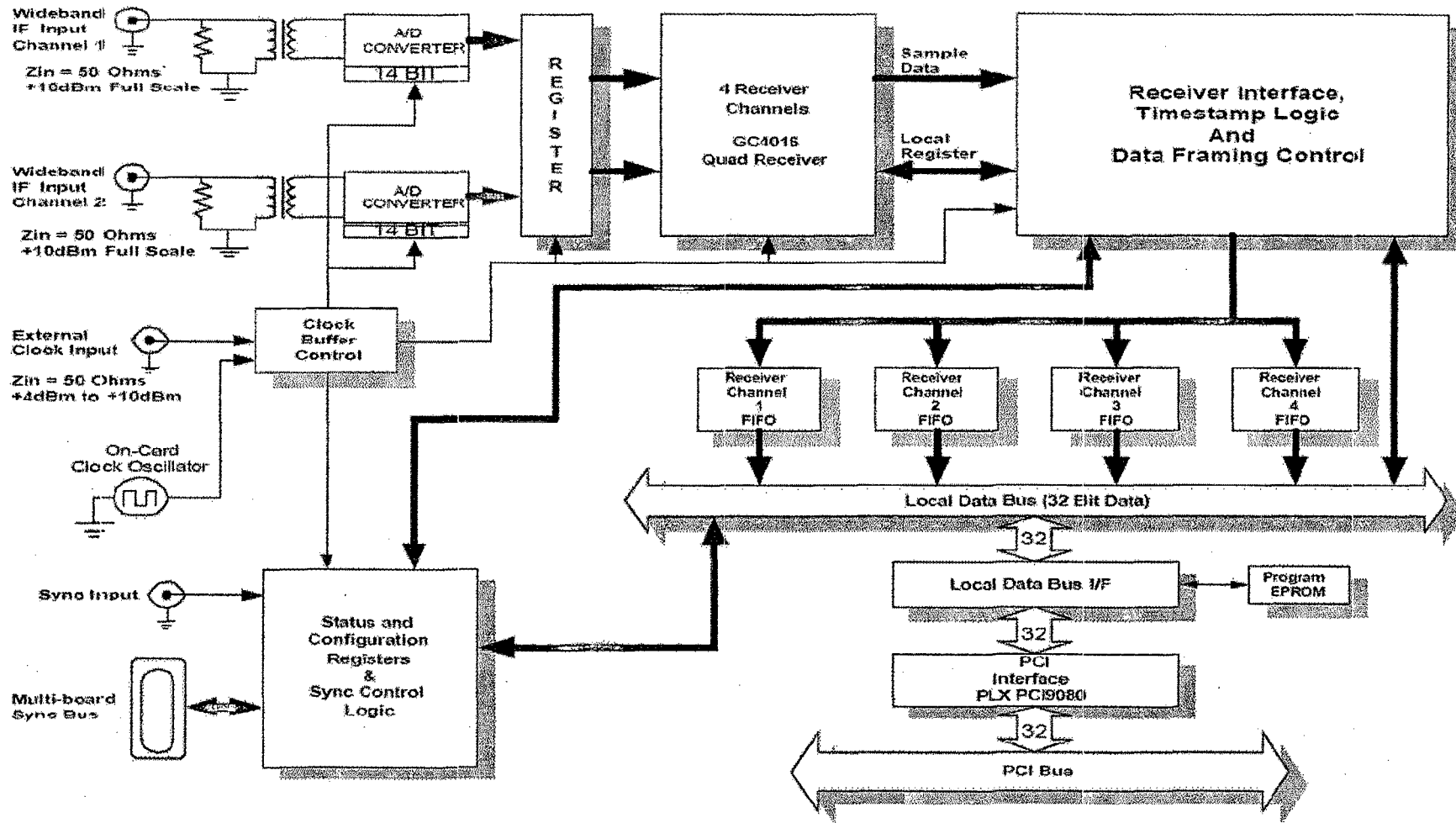


Figura 4.10 Diagrama de bloques de la tarjeta Echotek modelo ECDR-GC214-PCI/TS.

4.2 SIMULACION DE PATRONES DE RADIACION.

4.2.1 Patrón de Radiación.

Las antenas Yagi utilizadas en el sistema de radar tienen un rango de frecuencia de operación de 142 – 158MHz. La impedancia de entrada es de 50 Ohms. Tiene un VSWR < 1.2 y una ganancia de 10dB. El principal elemento radiante es un dipolo doblado.

La siguiente figura muestra las medidas de las antenas Yagi utilizadas:

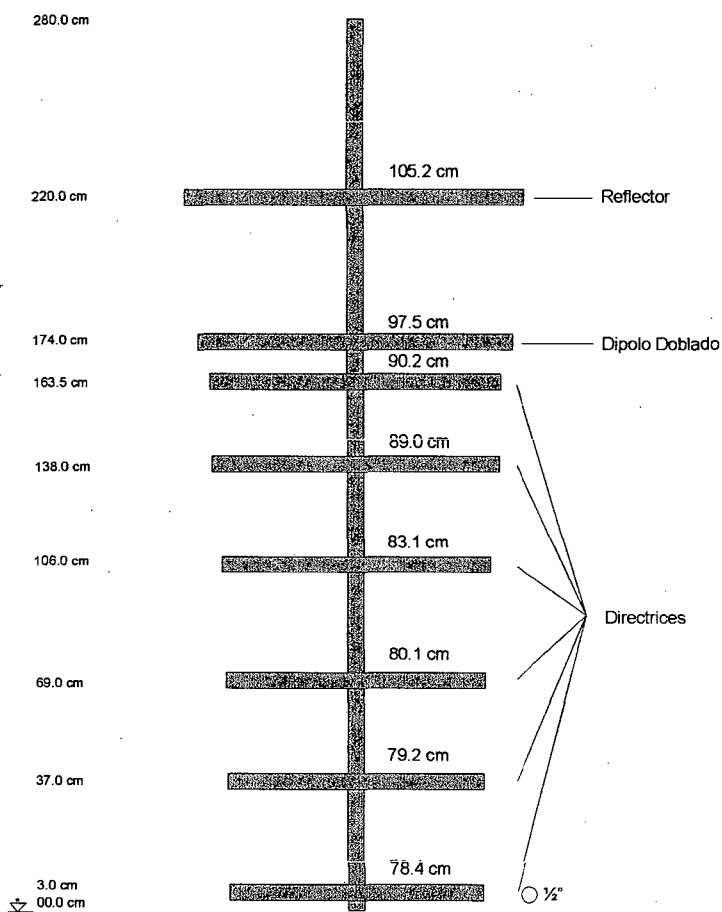


Figura 4.11 Dimensiones de una antena Yagi.

El patrón de radiación del arreglo de 8 antenas en polarización vertical, se muestra en el siguiente diagrama:

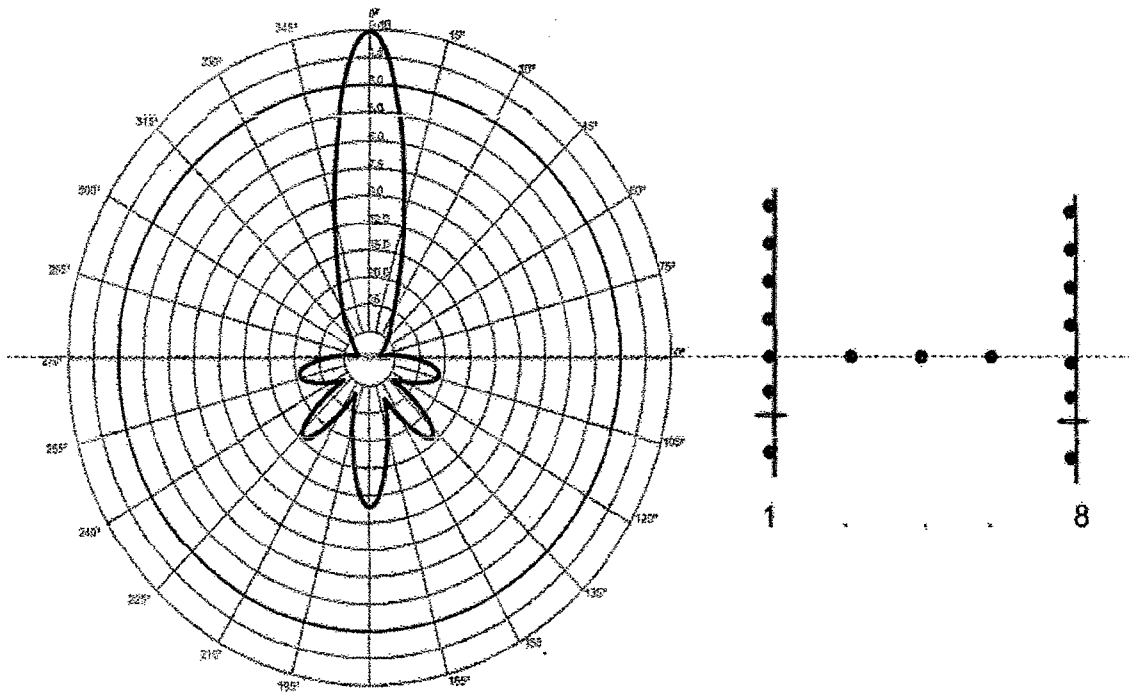


Figura 4.12 Patrón de radiación del arreglo de 8 antenas en polarización vertical.

El patrón de radiación de una antena en polarización horizontal, se muestra en el siguiente diagrama:

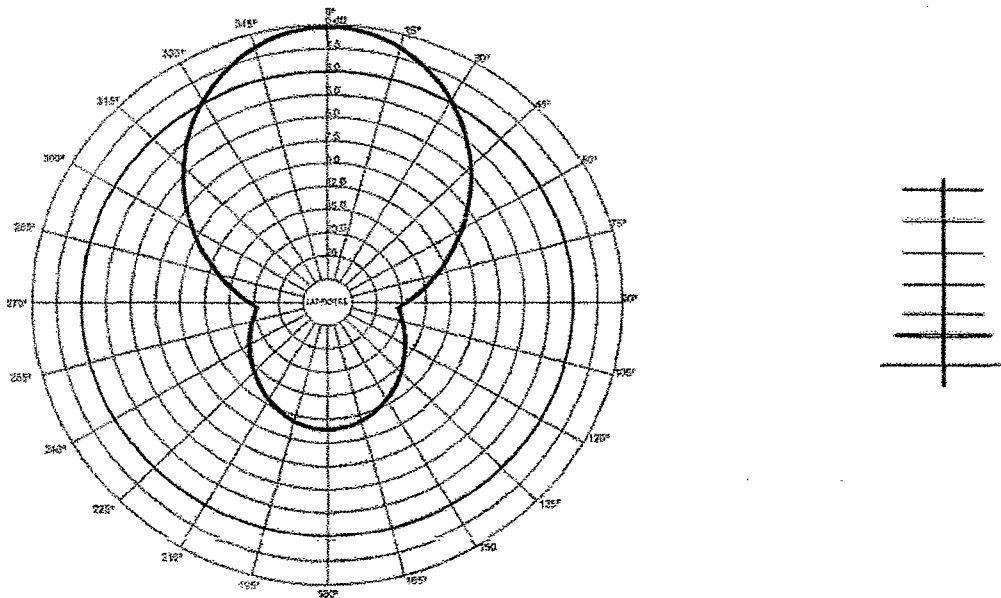


Figura 4.13 Patrón de radiación del arreglo de una antena en polarización horizontal.

4.2.2 Software de Simulación MMANA-GAL

4.2.2.1 Historia.

MMANA fue inicialmente desarrollado por Makoto Mori, un radioaficionado japonés. Luego de poner su programa en el dominio público, fue retomado por dos radioaficionados de Alemania, Alex Schewelew DL1PBD e Igor Gontcharenko, DL2KQ.

Rebautizado como MMANA-GAL, ha sido traducido a varios idiomas: búlgaro, ruso, japonés, inglés, alemán, serbio, checo y español, este último por Valentín Alonso Gracia, EA4GG y Dimitri Agüero, F4DYT. Otros idiomas están en preparación, como el francés.

<http://mmhamsoft.amateur-radio.ca>.

4.2.2.2 Limitaciones.

- MMANA sólo puede modelizar antenas compuestas de conductores rectilíneos. No se adapta bien a conductores hechos de superficies conductoras.
- MMANA sólo puede modelizar conductores desnudos. Cualquier antena diseñada según los cálculos de MMANA pero fabricada con conductores provistos de un revestimiento tendrá dimensiones mayores que las necesarias para la resonancia.
- MMANA ha mejorado el tratamiento de la tierra o masa, pero no funciona bien cuando un conductor está a pocos centímetros del suelo.

TERRENO	CONSTANTE DIELECTRICA	CONDUCTIVIDAD (mS/m)
Agua de mar	81	4000
Agua dulce	80	1 - 10
Terreno húmedo	5 - 15	1 - 10
Terreno seco, bosque	13	5
Terreno de arena	12	2
Suburbio, industrial	5	1
Terreno árido	2 - 6	0.1

Tabla 4.1. Constante dieléctrica y la conductividad del terreno.

4.2.3 Simulación de Patrones de Radiación Utilizando MMANA-GAL.

4.2.3.1 Simulación de Una Antena Yagi.

Características:

Frecuencia:	150 MHz.
Alimentación:	--
Polarización:	Horizontal (PH) y Vertical (PV)
Altura:	5.5 Metros

Dimensiones de la antena (Metros):

Reflector (R):	1.052	R-DD:	0.460
Dipolo (DD):	0.975	DD-D1:	0.105
Director1 (D1):	0.902	D1-D2:	0.255
Director2 (D2):	0.890	D2-D3:	0.320
Director3 (D3):	0.831	D3-D4:	0.370
Director4 (D4):	0.801	D4-D5:	0.320
Director5 (D5):	0.792	D5-D6:	0.340
Director6 (D6):	0.784		

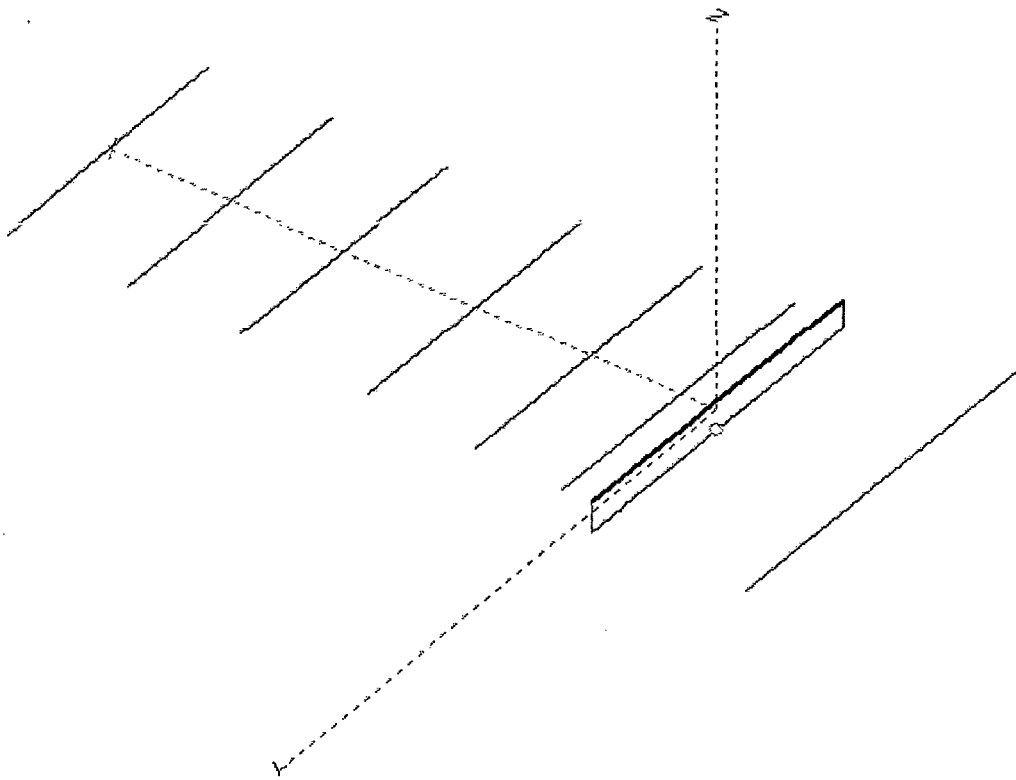


Figura 4.14 Antena Yagi modelada.

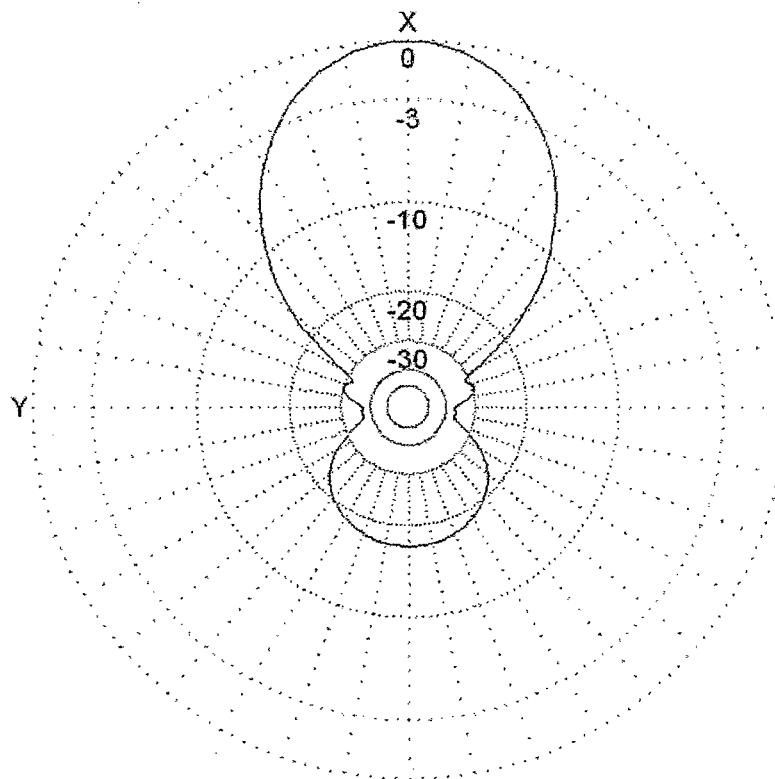


Figura 4.15 Diagrama de campo lejano vista superior (PH).

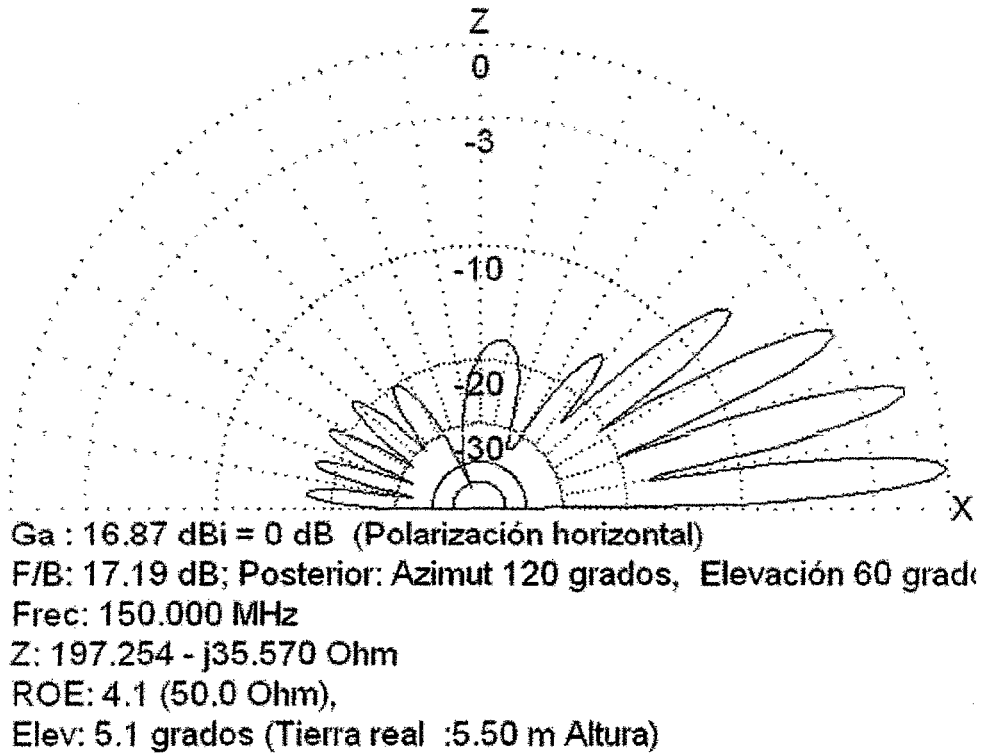


Figura 4.16 Diagrama de campo lejano vista de perfil (PH).

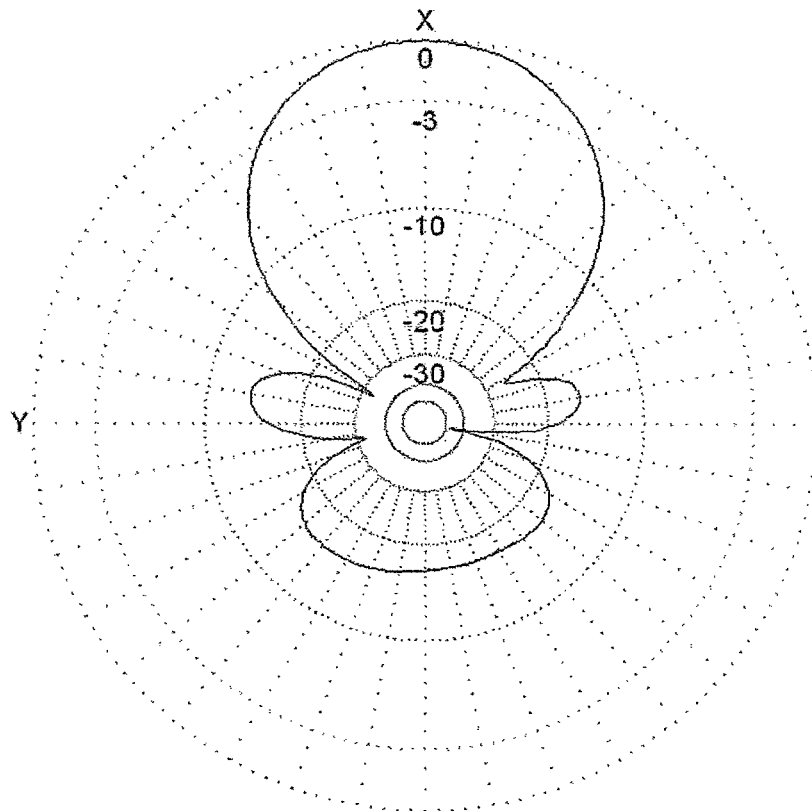


Figura 4.17 Diagrama de campo lejano vista superior (PV).

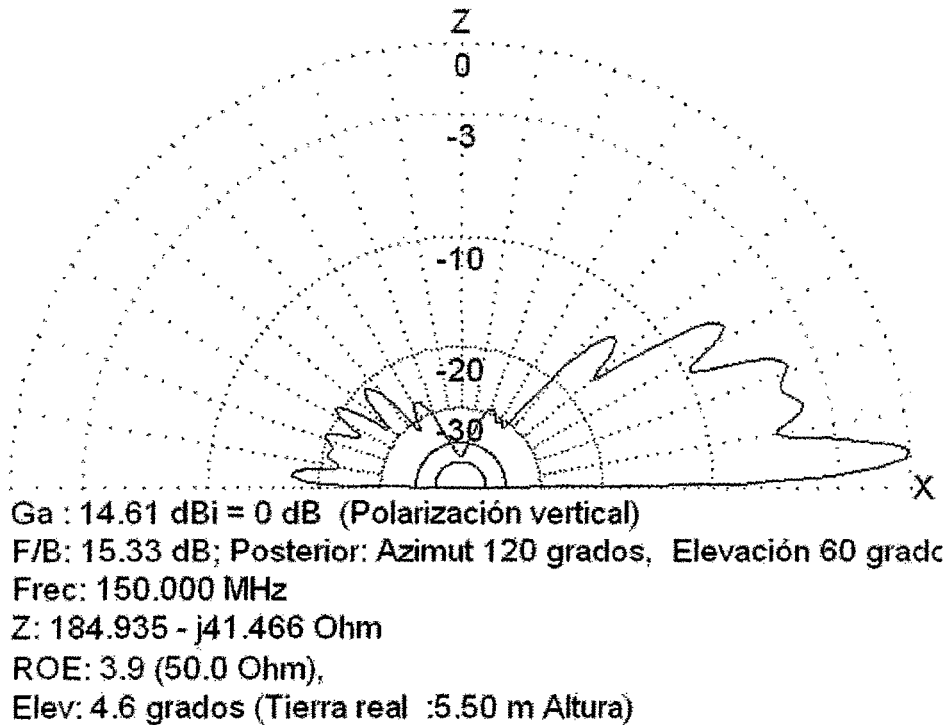


Figura 4.18 Diagrama de campo lejano vista de perfil (PV).

4.2.3.2 Simulación de Un Arreglo de Ocho Antenas Yagi.

Características:

Frecuencia:	150 MHz.
Alimentación:	Fase y contrafase
Polarización:	Horizontal (PH) y Vertical (PV)
Altura:	5.5 Metros

Dimensiones de la antena (Metros):

Reflector (R):	1.052	R-DD:	0.460
Dipolo (DD):	0.975	DD-D1:	0.105
Director1 (D1):	0.902	D1-D2:	0.255
Director2 (D2):	0.890	D2-D3:	0.320
Director3 (D3):	0.831	D3-D4:	0.370
Director4 (D4):	0.801	D4-D5:	0.320
Director5 (D5):	0.792	D5-D6:	0.340
Director6 (D6):	0.784		

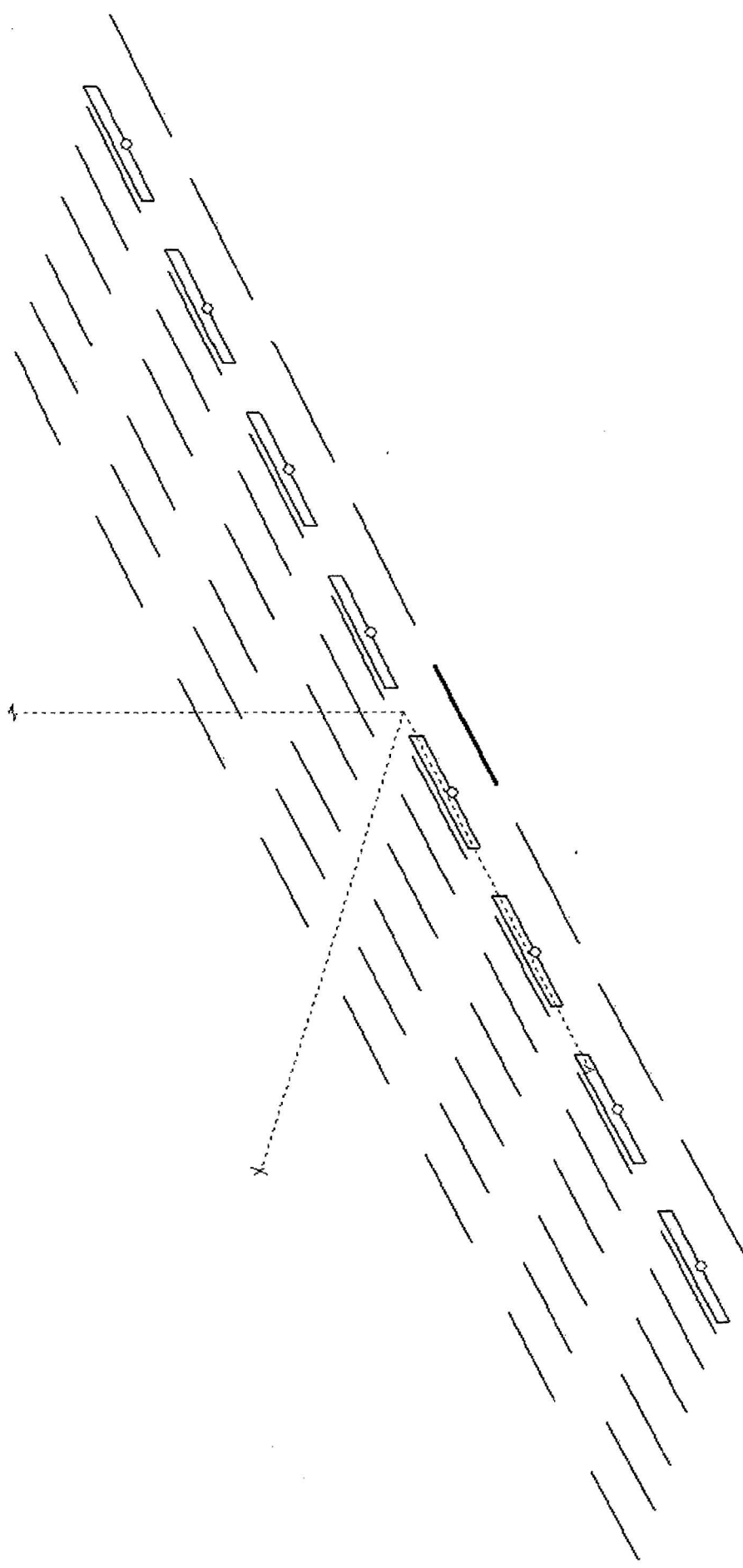


Figura 4.19 Arreglo de 8 antenas Yagi en polarización horizontal con separación de 1.4 metros de eje a eje.

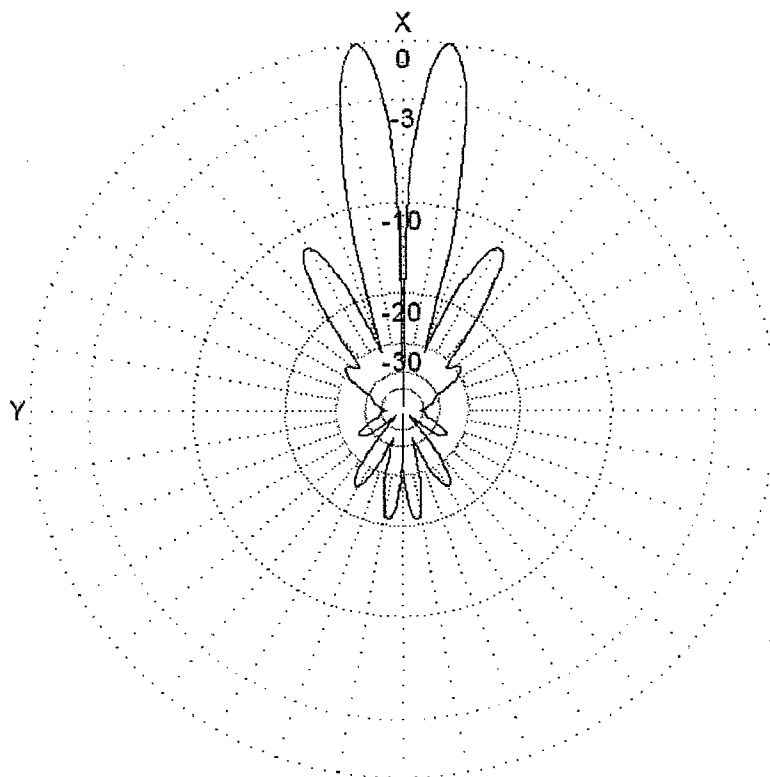
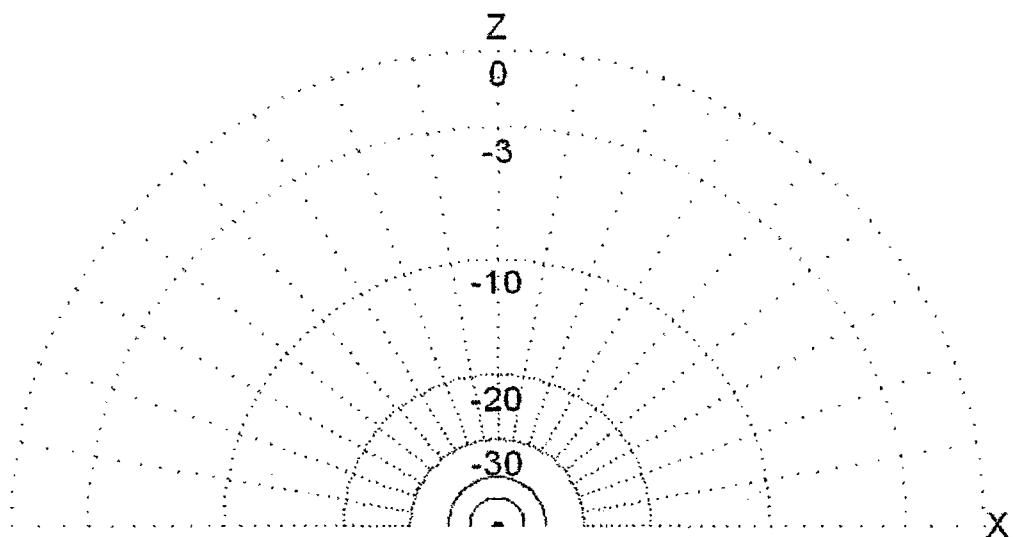


Figura 4.20 Diagrama de campo lejano vista superior en fase (PH).



Ga : 21.4 dBi = 0 dB (Polarización horizontal)
F/B: -53.32 dB; Posterior: Azimut 120 grados, Elevación 60 grad
Frec: 150.000 MHz
Z: 226.809 - j18.450 Ohm
ROE: 4.6 (50.0 Ohm),
Elev: 4.6 grados (Tierra real :5.50 m Altura)

Figura 4.21 Diagrama de campo lejano vista de perfil en fase (PH).

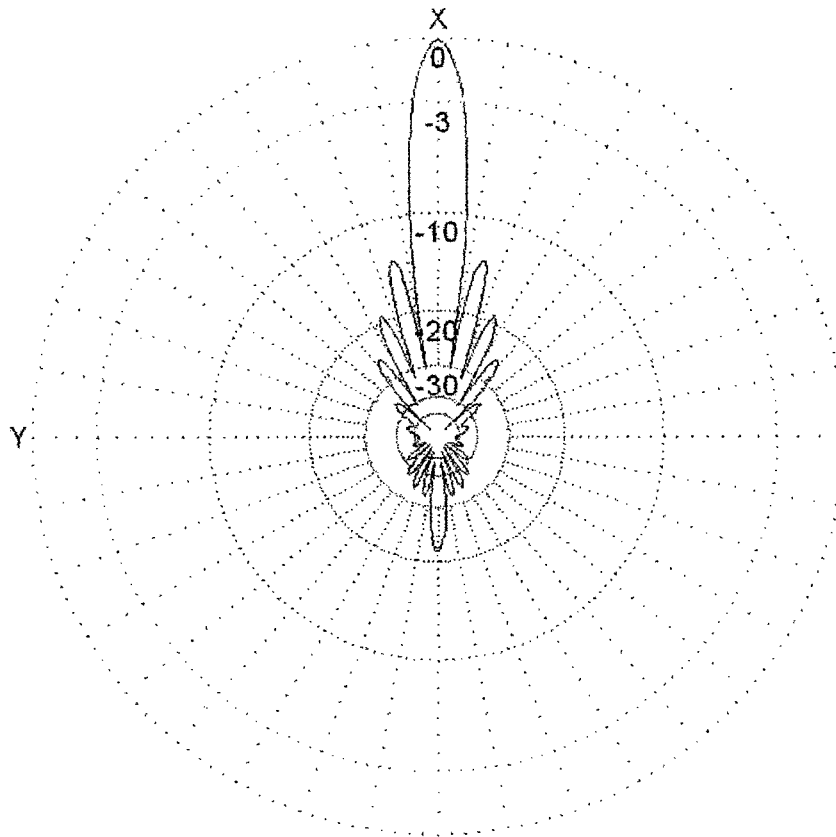
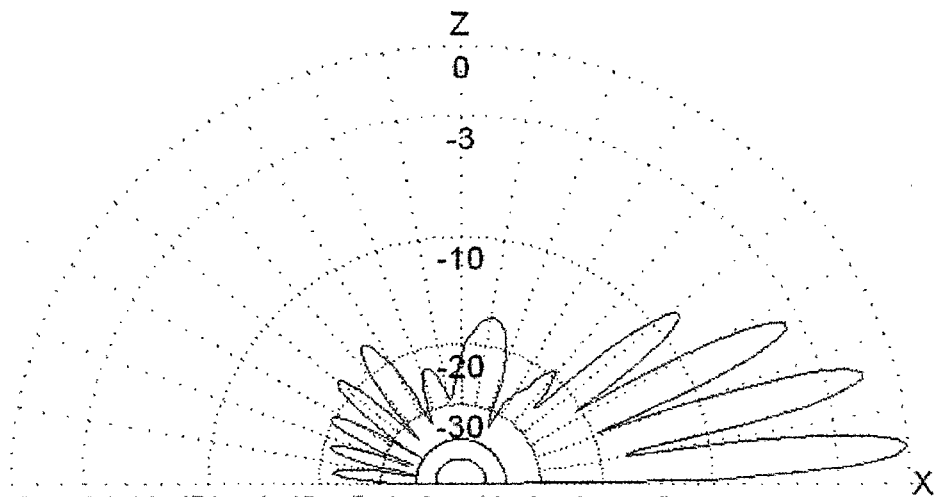


Figura 4.22 Diagrama de campo lejano vista superior en contrafase (PH).



Ga : 24.19 dBi = 0 dB (Polarización horizontal)
 F/B: 16.62 dB; Posterior: Azimut 120 grados, Elevación 60 grado
 Frec: 150.000 MHz
 Z: 193.136 - j11.155 Ohm
 ROE: 3.9 (50.0 Ohm),
 Elev: 5.1 grados (Tierra real :5.50 m Altura)

Figura 4.23 Diagrama de campo lejano vista de perfil en contrafase (PH).

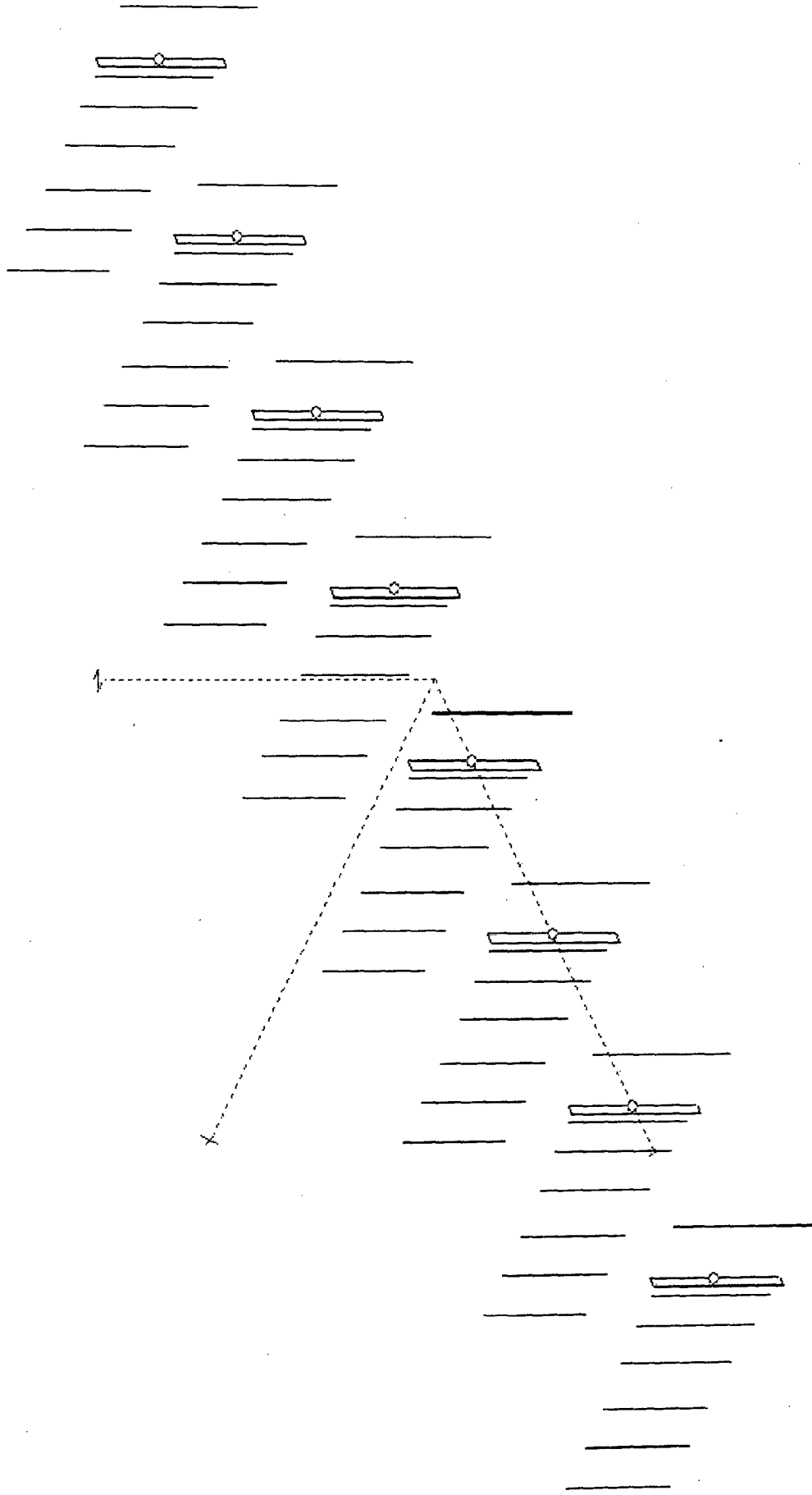


Figura 4.24 Arreglo de 8 antenas Yagi en polarización vertical con separación de 1.4 metros de eje a eje.

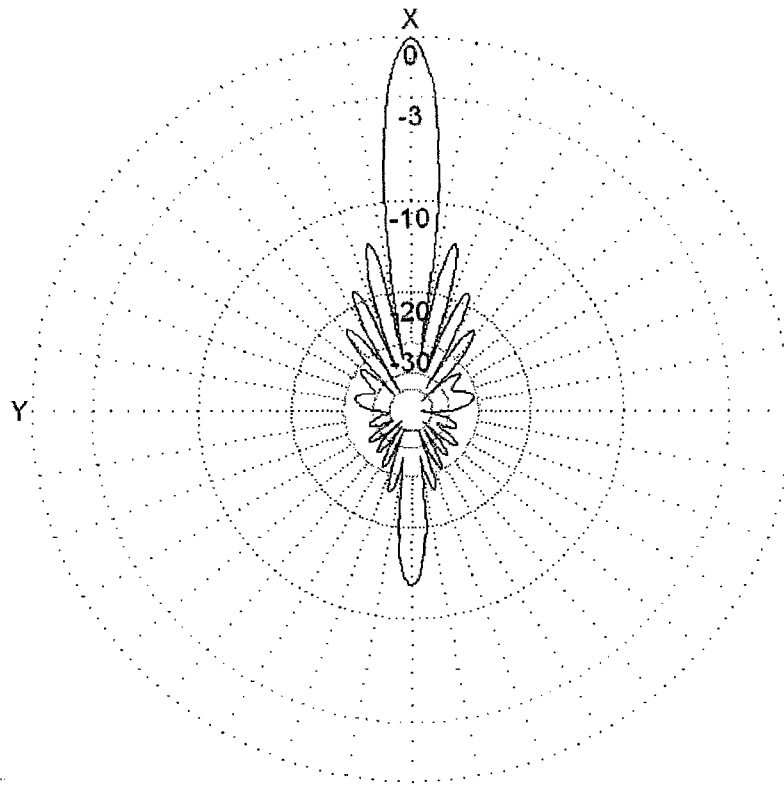
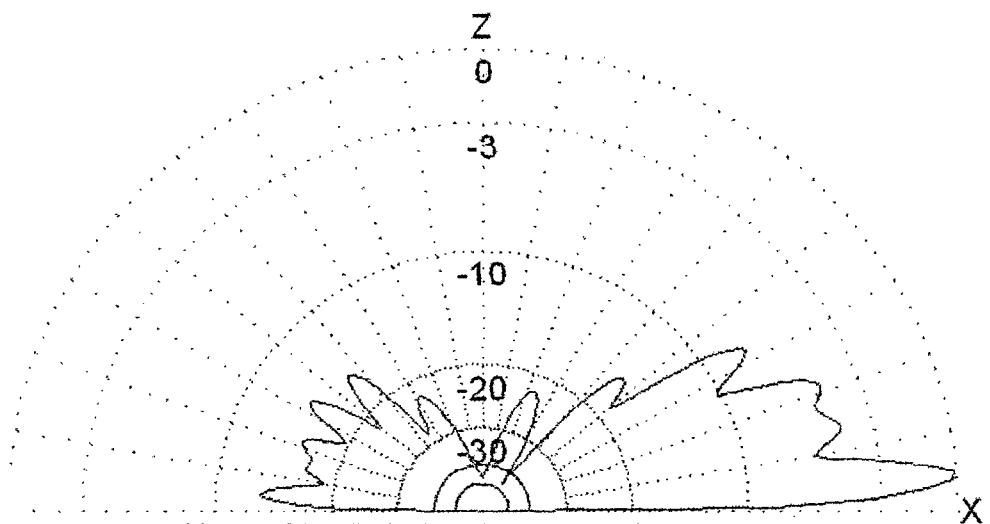


Figura 4.25 Diagrama de campo lejano vista superior en fase (PV).



Ga : 22.4 dBi = 0 dB (Polarización vertical)
F/B: 13.07 dB; Posterior: Azimut 120 grados, Elevación 60 grado
Frec: 150.000 MHz
Z: 186.160 + j10.455 Ohm
ROE: 3.7 (50.0 Ohm),
Elev: 4.6 grados (Tierra real :5.50 m Altura)

Figura 4.26 Diagrama de campo lejano vista de perfil en fase (PV).

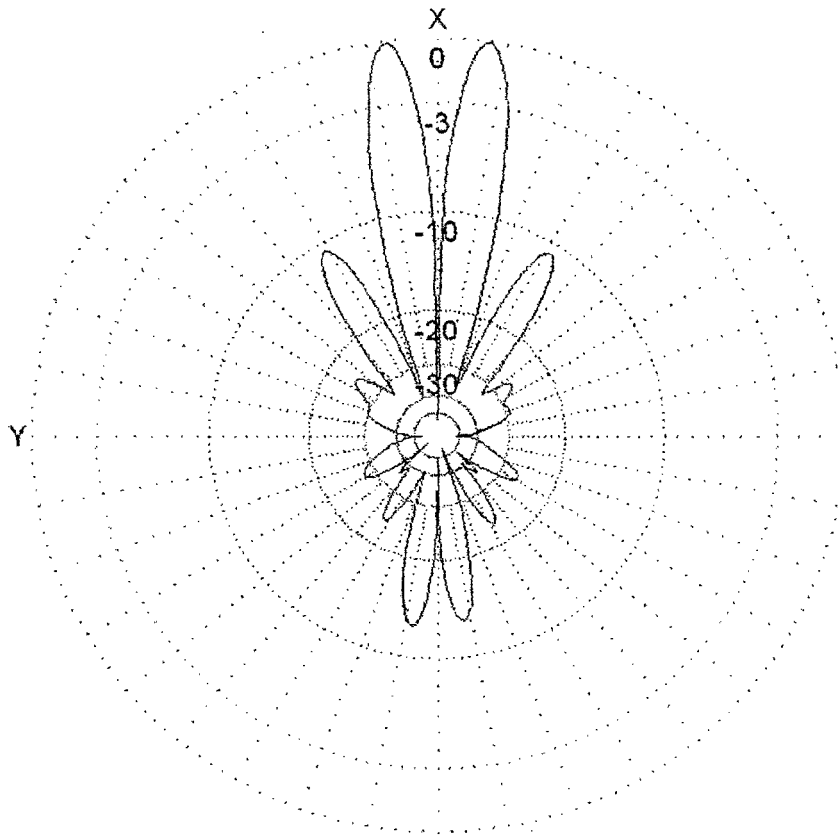
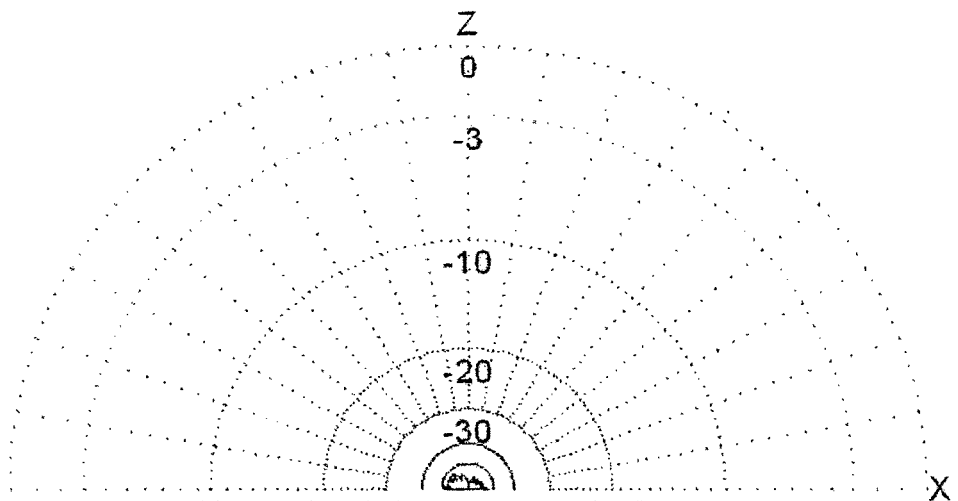


Figura 4.27 Diagrama de campo lejano vista superior en contrafase (PV).



Ga : 19.65 dBi = 0 dB (Polarización vertical)
 F/B: -42.49 dB; Posterior: Azimut 120 grados, Elevación 60 grad
 Frec: 150.000 MHz
 Z: 209.923 - j25.232 Ohm
 ROE: 4.3 (50.0 Ohm),
 Elev: 5.0 grados (Tierra real :5.50 m Altura)

Figura 4.28 Diagrama de campo lejano vista de perfil en contrafase (PV).

CAPITULO 5. SEGUNDA ETAPA: DISEÑO DE UN RADAR CON UN ARREGLO ANTENAS ROTATORIAS.

5.1 GENERALIDADES.

El sistema de antena radar se implemento está basado en cuatro ítems que se describen a continuación:

Subsistema de antena VHF.

Subsistema de rotación en azimut y sub-sistema de antenas.

Subsistema de elevación del subsistema de antenas.

Subsistema de montaje en torre semi – auto soportada transportable con izaje manual y eléctrico.

Se describe a continuación los trabajos que se realizaron en cada ítem.

5.1.1 Subsistema de Antena VHF.

El sistema de antena de VHF consta de dos grupos de 8 antenas Yagi de 10 dB de ganancia lo cual se muestra en la Figura 5.1 la estructura será de aluminio anodizado con tratamiento anticorrosivo para protección ante ambientes críticos.

Cada grupo de 8 antenas estará distribuido en dos filas de antenas paralelas lo cual se muestra en la Figura 5.2, cada grupo en cada brazo de soporte, la polarización de todas las antenas Yagi será horizontal y se respetara las dimensiones que están indicadas en la Figura 5.3.

El conector de cada antena será del tipo N hembra e ira conectado a un distribuidor de potencia de 8 entradas, la longitud de cada cable alimentador de RF entre el distribuidor de potencia será un múltiplo de la longitud de onda a la frecuencia central que es de 150 MHz y serán todas de la misma longitud.

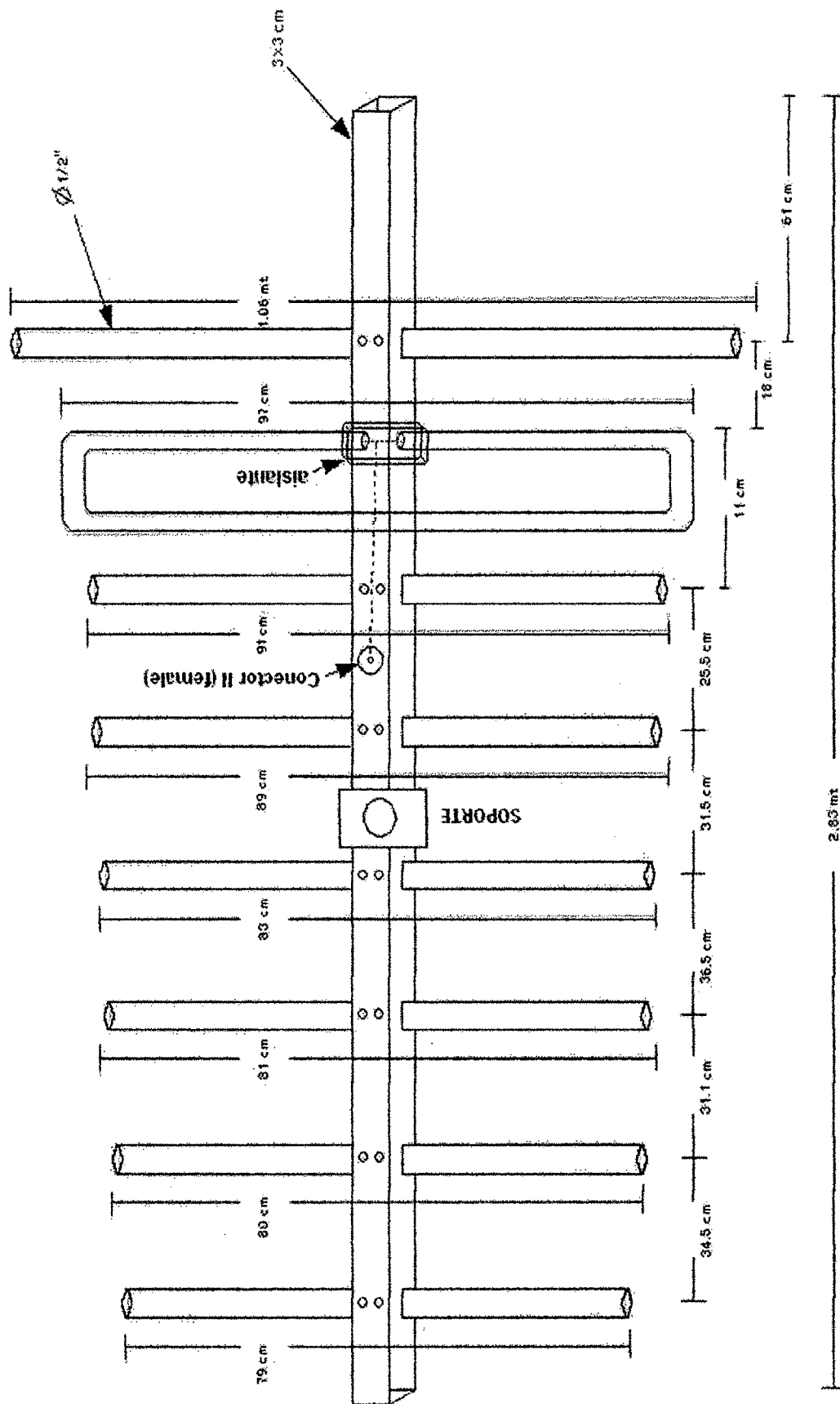


Figura 5.1 Antena Yagi VHF.

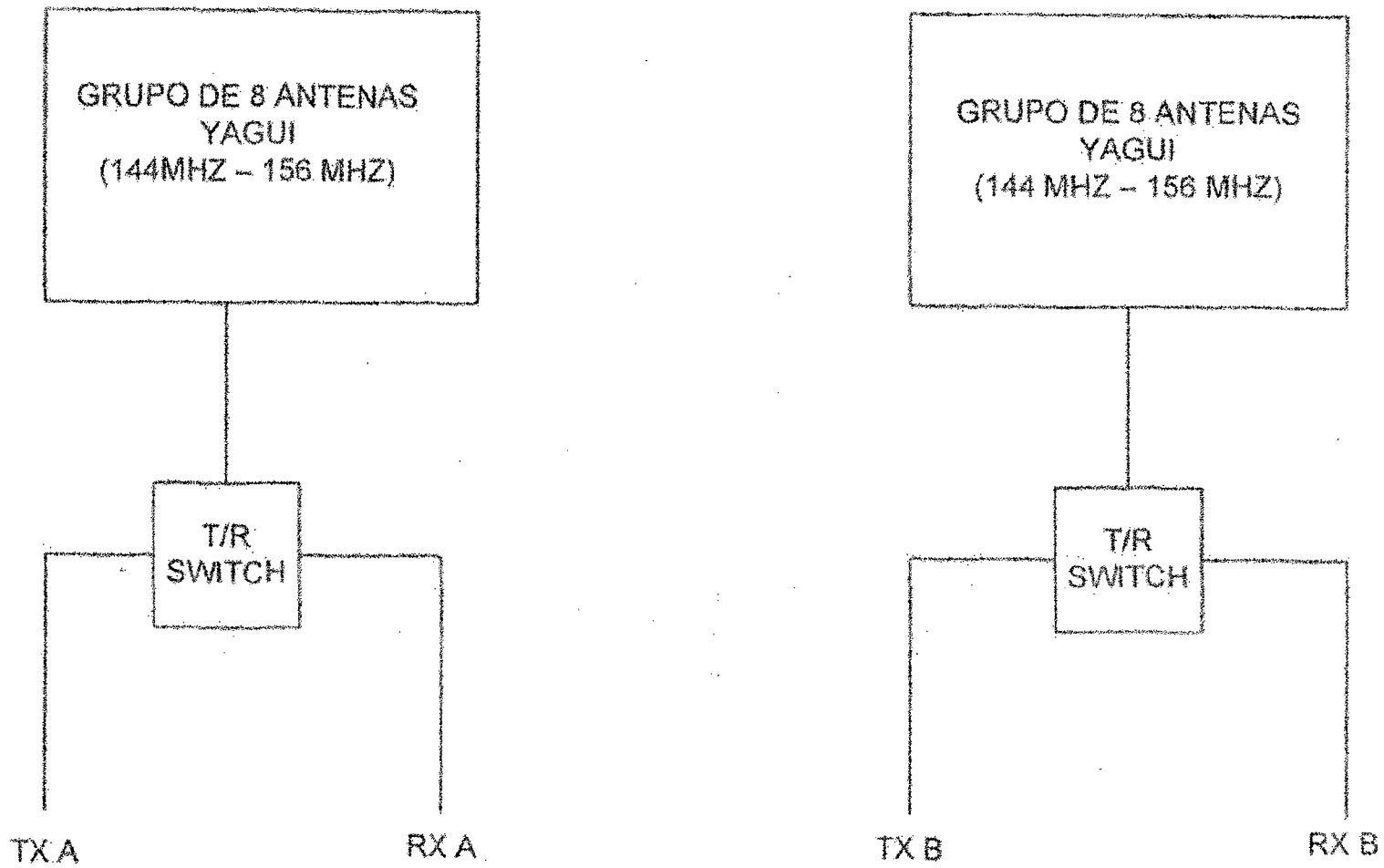
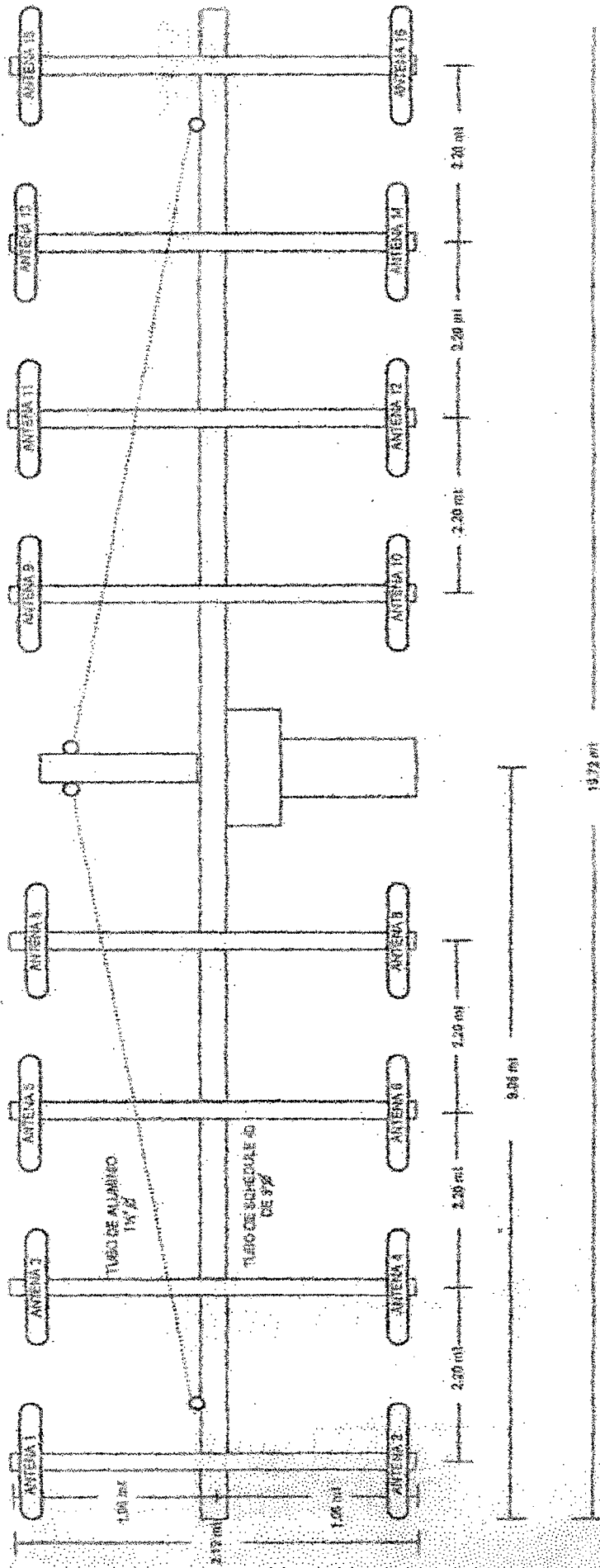


Figura 5.2 Descripción del sistema antenna radar.



RANGO DE FRECUENCIA DE OPERACIÓN: 144.00 - 155.00 MHz
 IMPEDANCIA: 50 OHM
 POTENCIA: 5 KW
 VELOCIDAD DE GIRO: 6 RPM
 GANANCIA DE ANTENA: 10 dB.
 NUMERO DE ANTENAS: 16

Figura 5.3 Diseño de antena radar VHF.

Se determinara la longitud maestra de la antena más distante al distribuidor de potencia, el cable alimentador será un superflex de ½" de diámetro, el conector al extremo de cable alimentador de RF será tipo N macho en ambos extremos, la protección que se dispondrá está basado a cinta autovulcanizante de la marca Nitto.

En total serán dos grupos de 8 antenas Yagi cada grupo el cual irán conectados a dos distribuidores de potencia pasivo de 8 canales cada uno, la salida del conector alimentador al distribuidor de potencia del tipo DIN hembra, el cual ira conectado por un cable Heliax de 7/8" con conector DIN macho en ambos extremos, el cual se conectara a un T/R switch (equipo que proporcionara la Fuerza Aérea del Perú) la cual a su vez derivara a un TX y RX, el TX con un conector DIN hembra y el RX en un conector tipo N hembra la cual se conectara a un sistema de anillos rozantes que se describirá posteriormente, se puede apreciar lo indicado en la Figura 5.4 y la Figura 5.5.

El sistema de antenas será montado en un boom vertical en un grupo de dos, el boom vertical será de aluminio con un espesor de 2,5mm de 1 1/2" de diámetro, tendrá pernos de fijación y ajustable con palanca de ajuste y desajuste incorporada, es decir no necesitara de llave y/o herramienta espacial para ajuste o desajuste sino la dispondrá cada perno ver detalle de la Figura 5.6.

Cada boom está fijado a un eje transversal que estará equidistante a los dos semiplanos de antenas, cuatro antenas por cada semiplano, el tubo de soporte será de acero tipo Schudule 40 de 2 ½" de diámetro, la cual estará fijado a la torreta giratoria por dos bocinas de acoplamiento y tensada por tres juegos de templadores uno vertical y dos horizontales.

El boom como el soporte transversal estará protegido con tratamiento anticorrosivo para ambientes críticos, (OBSERVAR Figura 5.3).

Los parámetros de la antena son los siguientes:

- Rango de frecuencia: 144 MHz a 156 MHz.
- Potencia de entrada por antena: 5 KW.

- Ganancia de antena: 10dB (por cada antena).
- Impedancia: 50 Ohmios desbalanceada.
- ROE: máximo 2,0 en el rango de frecuencia.
- Tipo de conector: N hembra.
- Dimensiones: la que se detalla en la Figura 5.1.
- Estructura: aluminio anodizado.
- Angulo de lóbulo de irradiación (patrón horizontal).
- Angulo de lóbulo de irradiación (patrón vertical).

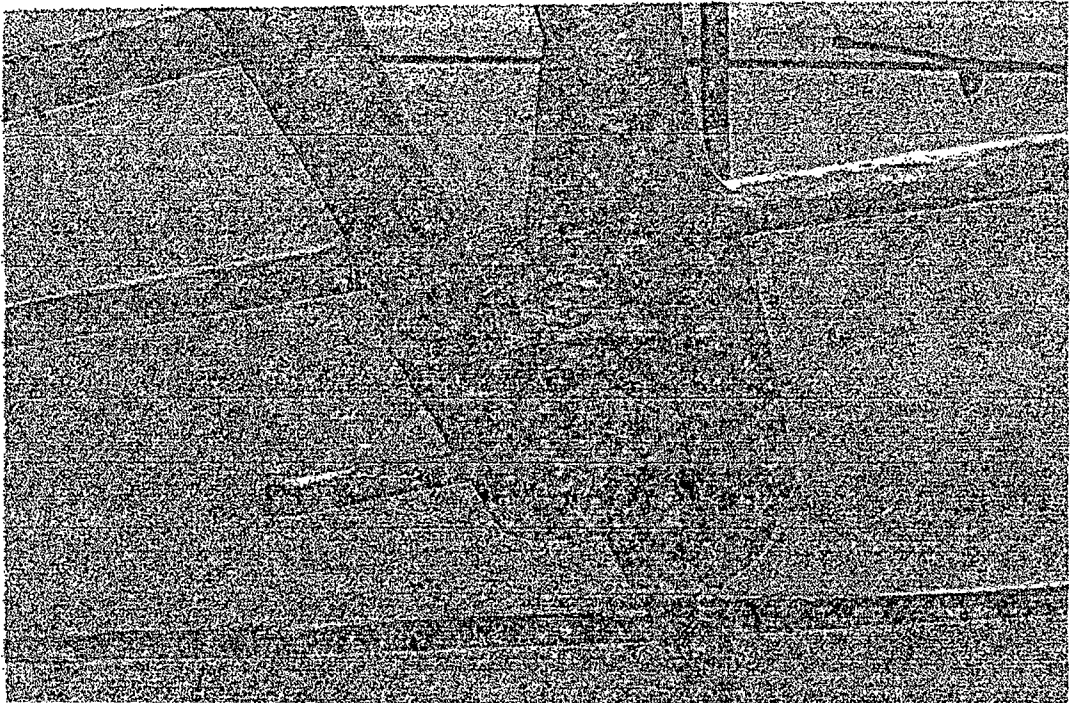


Figura 5.6 Ajuste de pernos sin necesidad de usar alguna herramienta adicional.

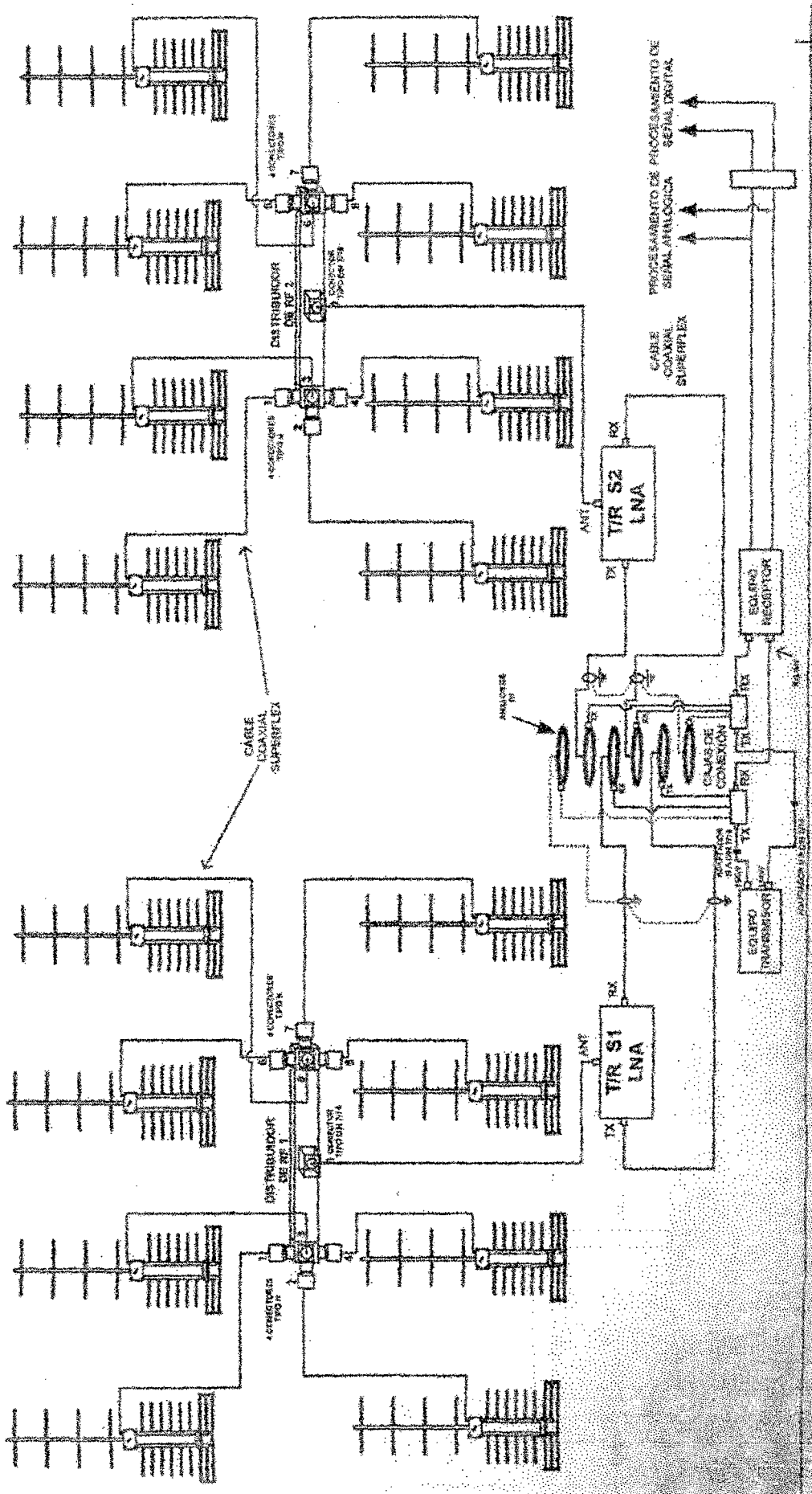


Figura 5.4 Distribución de antenas Yagi (Radar).

5.1.2 Subsistema de Rotación en Azimut del Subsistema de Antenas

Está compuesta por las siguientes características;

Subsistema de giro azimut continuo.

Subsistema de control electrónico de giro azimutal.

5.1.2.1 Subsistema de Giro Azimutal Continúo.

Está compuesto de una estructura mecánica que consta de una plataforma circular (disco) de un diámetro de 1,5 metros y $\frac{1}{2}$ " de espesor de acero, en cual en su parte central se encontrara una bocina de 3" de diámetro que estará acoplada a otra bocina solida de pared de $\frac{1}{2}$ " y diámetro de 3" el cual estará sujeto a través de tres rodamientos de fijación los dos primeros de tipo axial y el ultimo de carga axial, dentro de la estructura del eje se colocara una batería de anillos rozantes que estarán distribuidos de la siguiente forma: ver Figura 5.7 y Figura 5.8.

Anillos rozantes para transporte de energía de RF: 6 anillos.

Anillos rozantes para transporte de energía AC: 3 anillos.

Anillos rozantes para transporte de señales: 12 anillos.

La forma física de los anillos será como se indican en la Figura 5.10 y Figura 5.11.

Luego de la batería de anillos rozantes estará acoplado mediante una brida el motor reductor de acoplamiento mediante bocina hueca, es decir el eje ingresara al motor reductor mediante un eje solido con chaveta de fijación de motor reductor, se dispondrá de un prisionero de seguridad.

Es necesario indicar que la bocazaza que alojaran el rodamiento de carga axial tendrá sus graseras para su engrase de mantenimiento.

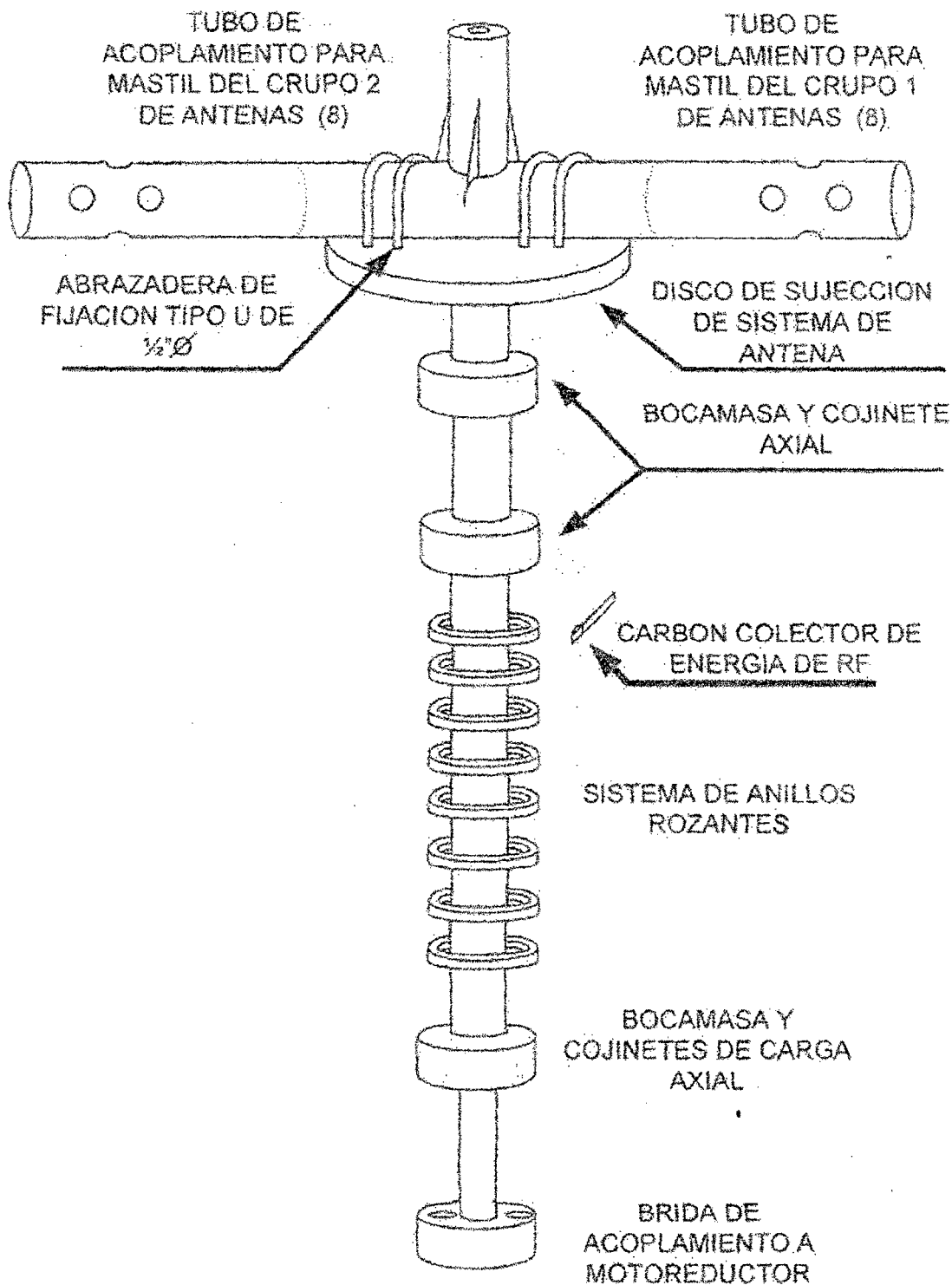


Figura 5.7 Sistema rotórico de antena radar sin la opción de variación de ángulo de elevación.

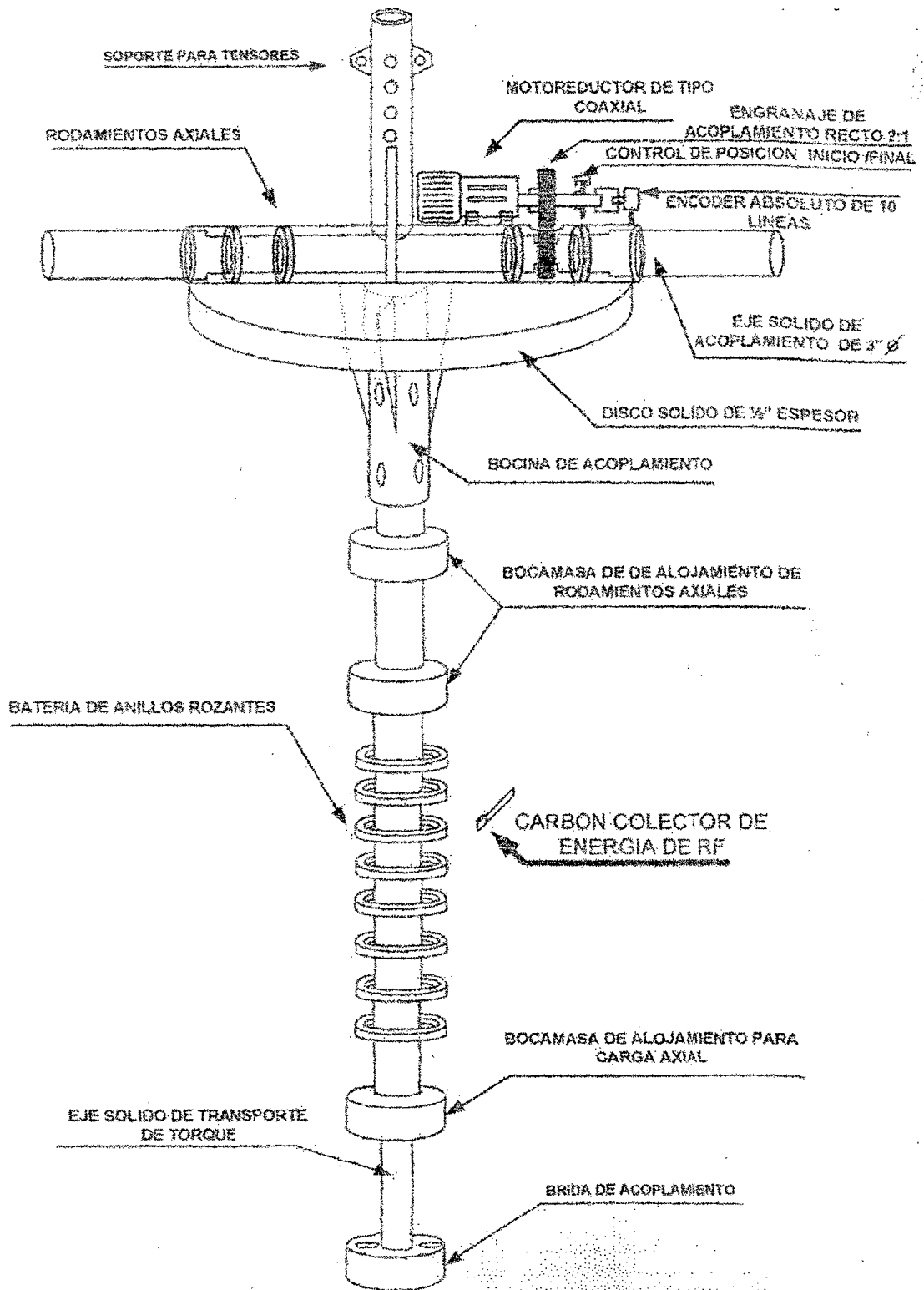


Figura 5.8 Sistema rotórico del sistema de antena radar con opción de variación de ángulo de elevación.

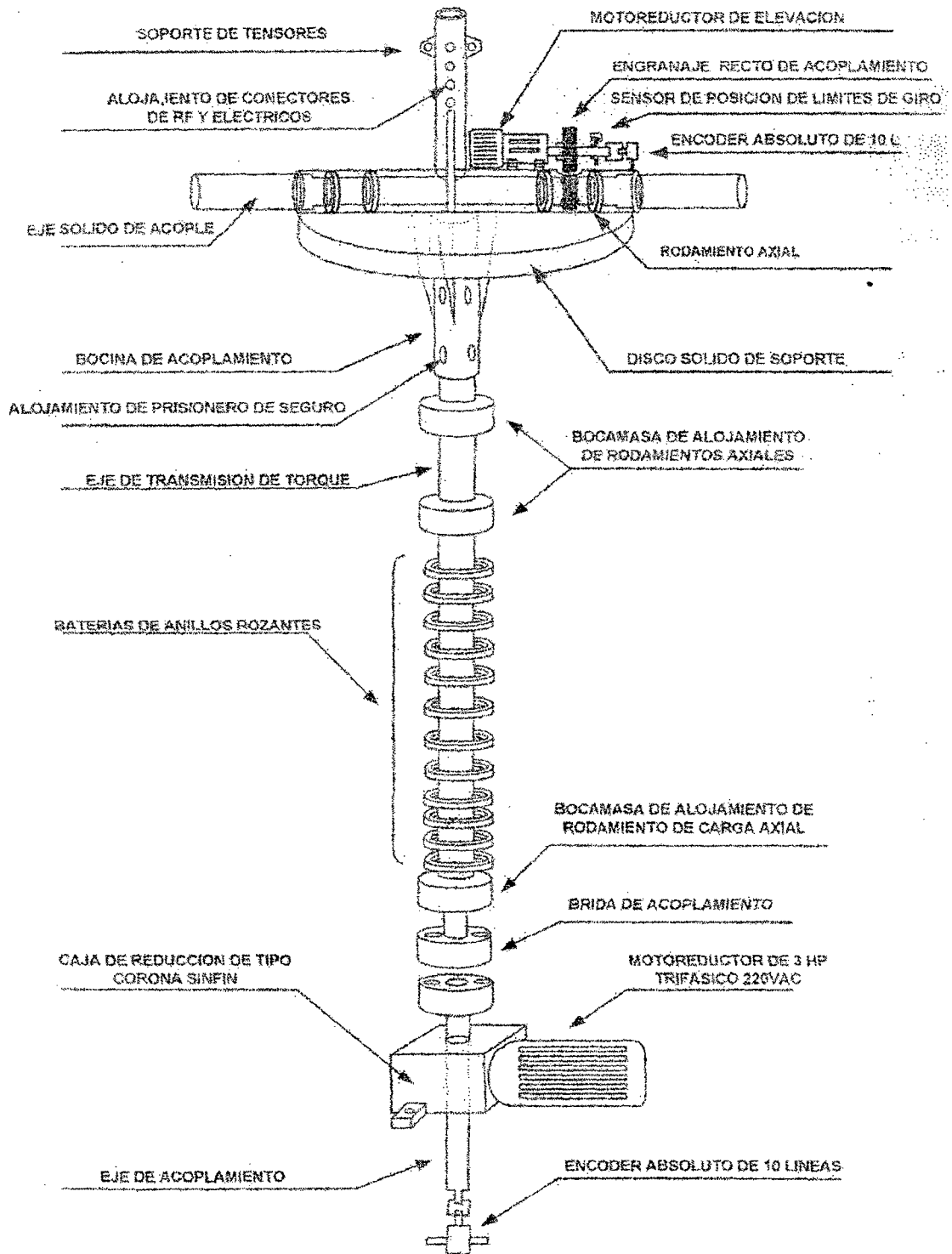


Figura 5.9 Sistema rotórico del sistema de antena radar con opción de variación del ángulo de elevación.

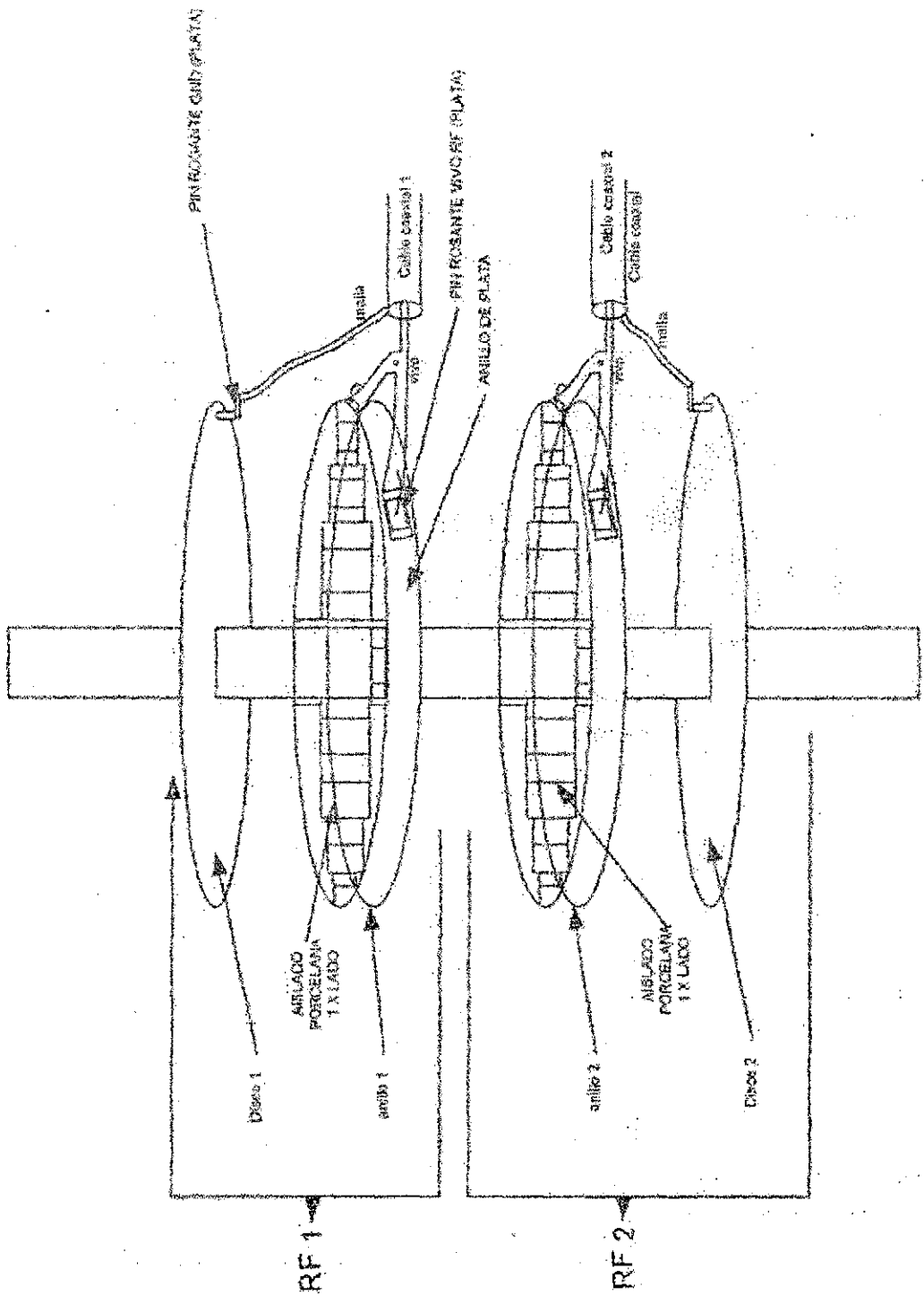


Figura 5.10 Sistema de anillos rozantes para antenas radar.

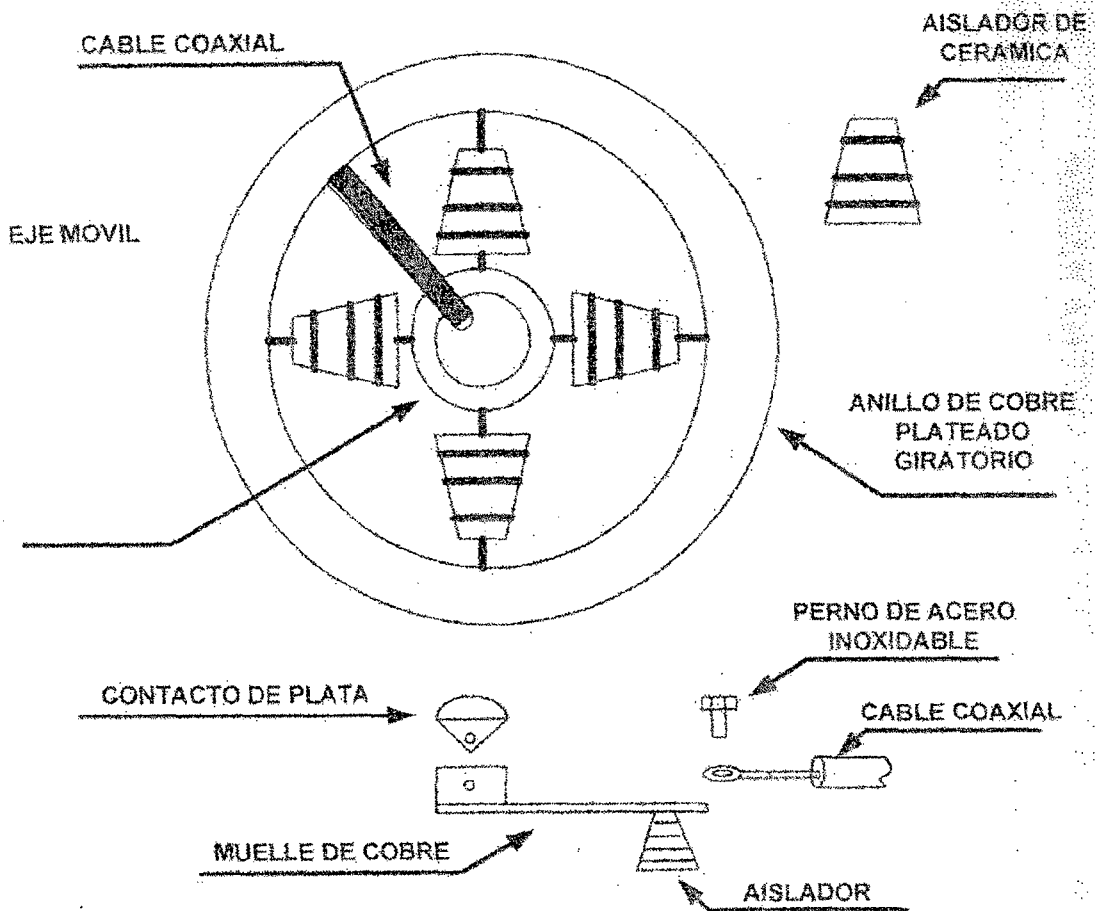


Figura 5.11 Sistema de anillos rozantes para transporte de radiofrecuencia.

El motor reductor será de una potencia de 3 HP con una tensión de alimentación de 220 VAC trifásico del tipo corona con RPM nominal de 6 RPM siendo ajustable por un variador de velocidad externo.

El tipo de motor eléctrico es del tipo jaula de ardilla.

El sistema mecánico dispondrá de seis tensores a base de cable de retenida acerado de 3/16" con templadores de 1/2" galvanizado, el cual estará distribuido según la FIG3.

Se dispondrá de un encoder absoluto de 10 líneas para control y de la posición de la antena de radar para los sistemas de visualización y procesamiento de señal. Ver FIG8.

5.1.2.2 Subsistema de Control Electrónico de Giro Azimutal.

Está compuesto por un variador de velocidad de 3 HP con control vectorial de velocidad y un tacómetro de visualización en el panel del operador el cual indicara las RPM del sistema de antenas, el sistema podrá incrementarse de velocidad de rotación en un rango de 4 a 8 RPM mediante un potenciómetro de control ubicado en el panel operador.

5.1.3 Subsistema de Elevación del Subsistema de Antenas.

Está compuesto de un motor reductor del tipo coaxial de 2 HP trifásico de 220 VAC acoplado con un engranaje de diente recto de relación 1:2, su elevación es independiente del giro acimutal y se podrá hacer en pleno giro de la antena en movimiento.

El sistema de tensores a base de cable retenida acerado está provisto de dos bocinas acopladas a dos chumaceras de 3" cada una.

Se dispondrá de una salida de un encoder absoluto de 10 líneas para el sistema de visualización y procesamiento de señal a fin de que detecten el angulo de elevación prefijado y realicen las actualizaciones de los datos correspondientes.

Asimismo tendrá un control de inicio y fin de posición para los grados de elevación correspondiente entre 0° a 20°, como medida de protección. Ver Figura 5.12

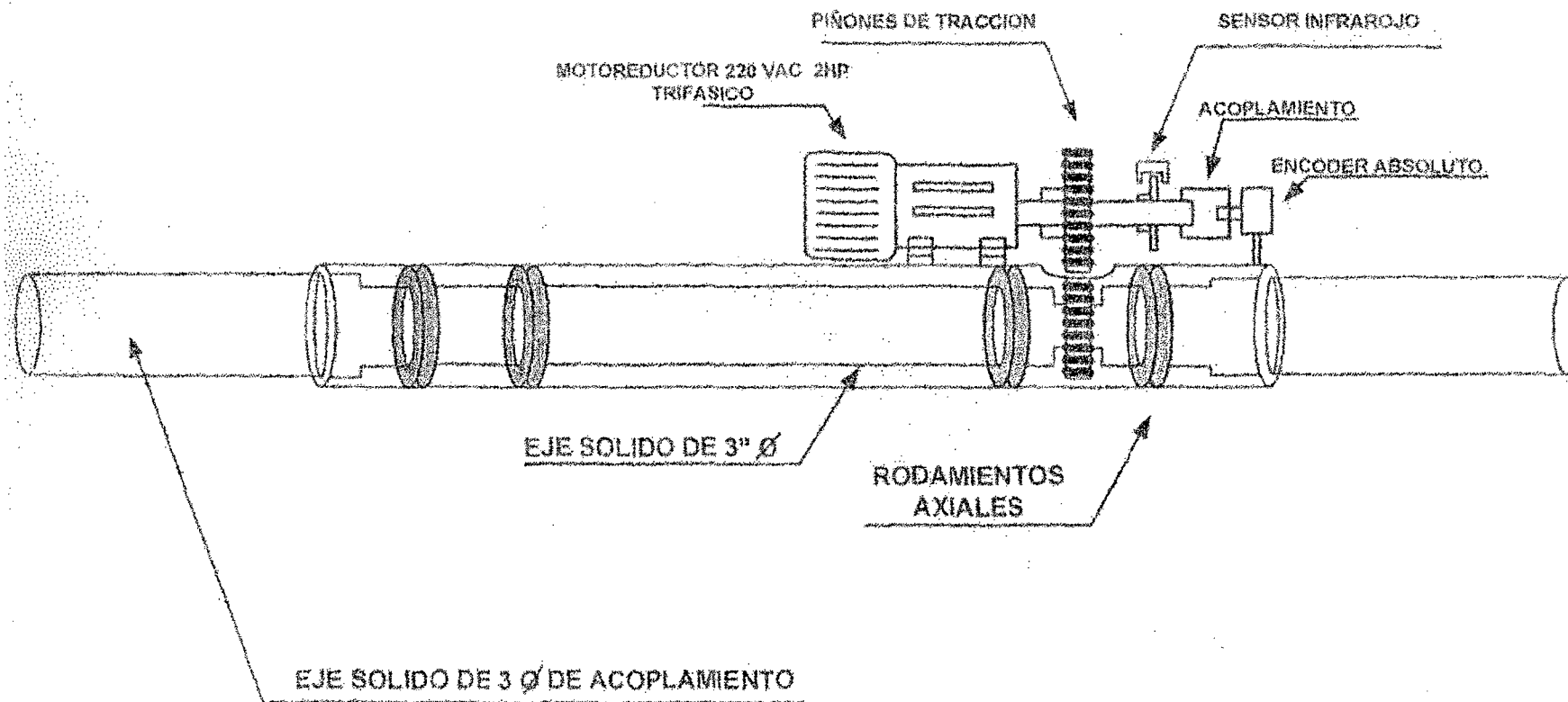


Figura 5.12 Esquema del sistema de variación de ángulo de elevación del sistema de antena radar.

5.1.4 Subsistema de Montaje en Torre Semi – Autosoportada Para Transporte Vehicular con Izaje Manual y Eléctrico.

Está compuesto de las siguientes partes:

Manufactura de torre estructural de base cuadrada semi – autosoportada.

Manufactura del sistema de izaje mecánico y eléctrico.

Manufactura de plataforma para transporte del sistema total de antena radar.

5.1.4.1 Manufactura de Torre Estructural de Base Cuadrada Semi – Autosoportada.

Está compuesto por una torre estructural de base cuadrada de 0,45 metros de lado, compuesto por ángulo de 2 ½” por 3/16 de espesor con una celosía de acuerdo a la FIG4 con una altura de 6 metros, compuesta en dos tramos, una de 3,5 metros y otro de 2,5 metros ver Figura 5.14, la base esta acoplada a una bisagra con tope de carrera de protección ver Figura 5.13 para izaje, las uniones estarán soldadas eléctricamente usando electrodos de supercito y la unión de los tramos a partir de pernos de 5/8” grado 8, toda las partes constitutivas de la torre sean galvanizadas al caliente a 400 °C protegidas contra la corrosión, la torre tendrá una escalera de mantenimiento a través del tramado de la celosía y soportes para izaje y su bisagra de izaje en la base empernada al chasis del vehículo. Tendrá dos brazos regulables a fin de configurar un trípode de estabilización, de forma que le de la estabilidad correspondiente.

5.1.4.2 Manufactura del Sistema de Izaje Mecánico – Eléctrico.

Está compuesto de un winche mecanico eléctrico, con un cable tensor de ¾” de diámetro acerado, con un juego de soportes para izar en diferentes puntos de la torre semi – autosoportada. Ver Figura 5.13.

5.1.4.3 Manufactura de Plataforma Para Transporte del Sistema Total de Antena Radar.

Consiste en la construcción de la plataforma metálica que estará soportada por el chasis y gabinetes para la fijación de las partes de la antena radar, a fin de dar un transporte seguro a las diferentes partes constitutivas del sistema de antena radar.

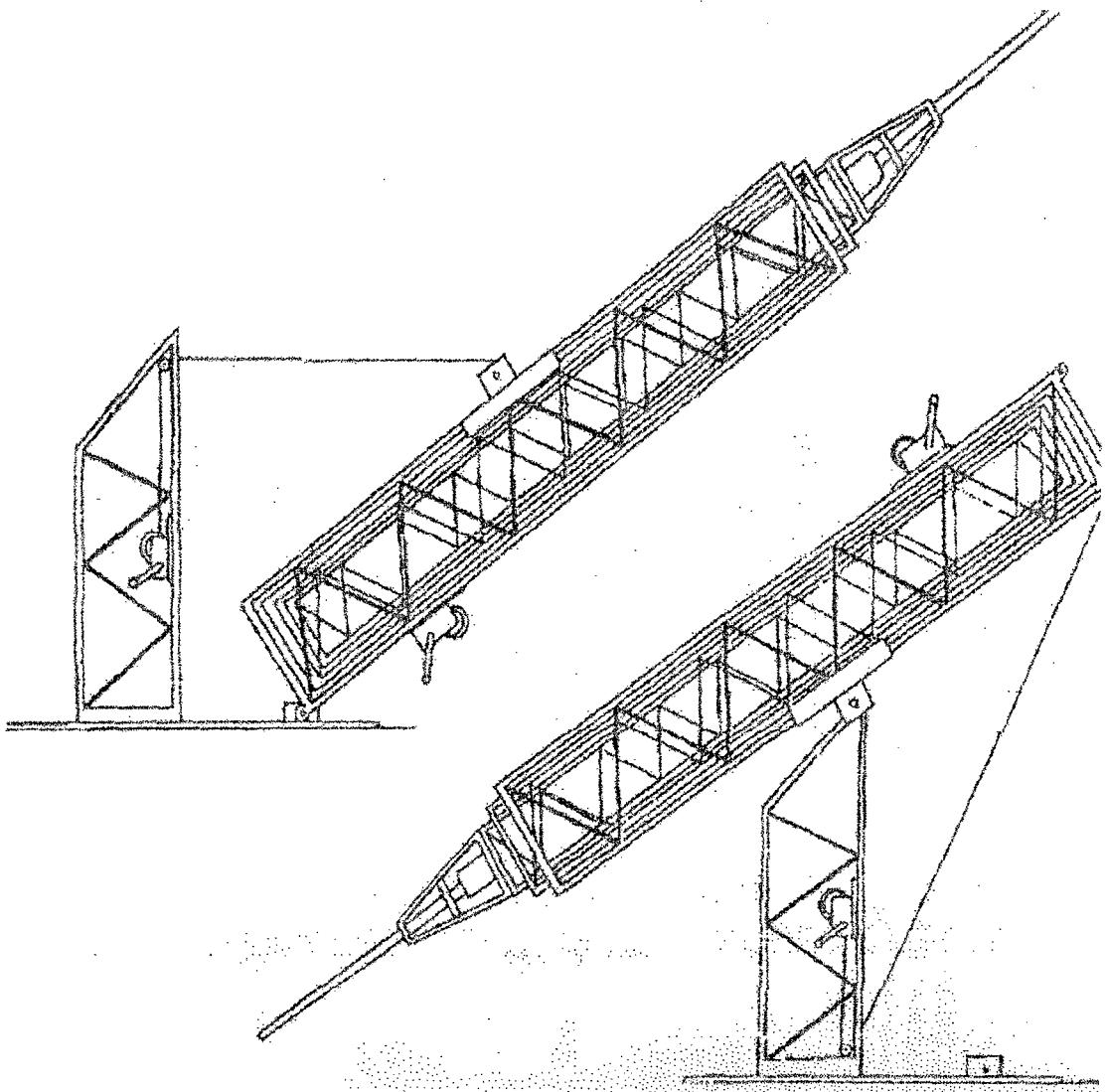


Figura 5.13 Modo de izaje de torre semi – autosoportada.

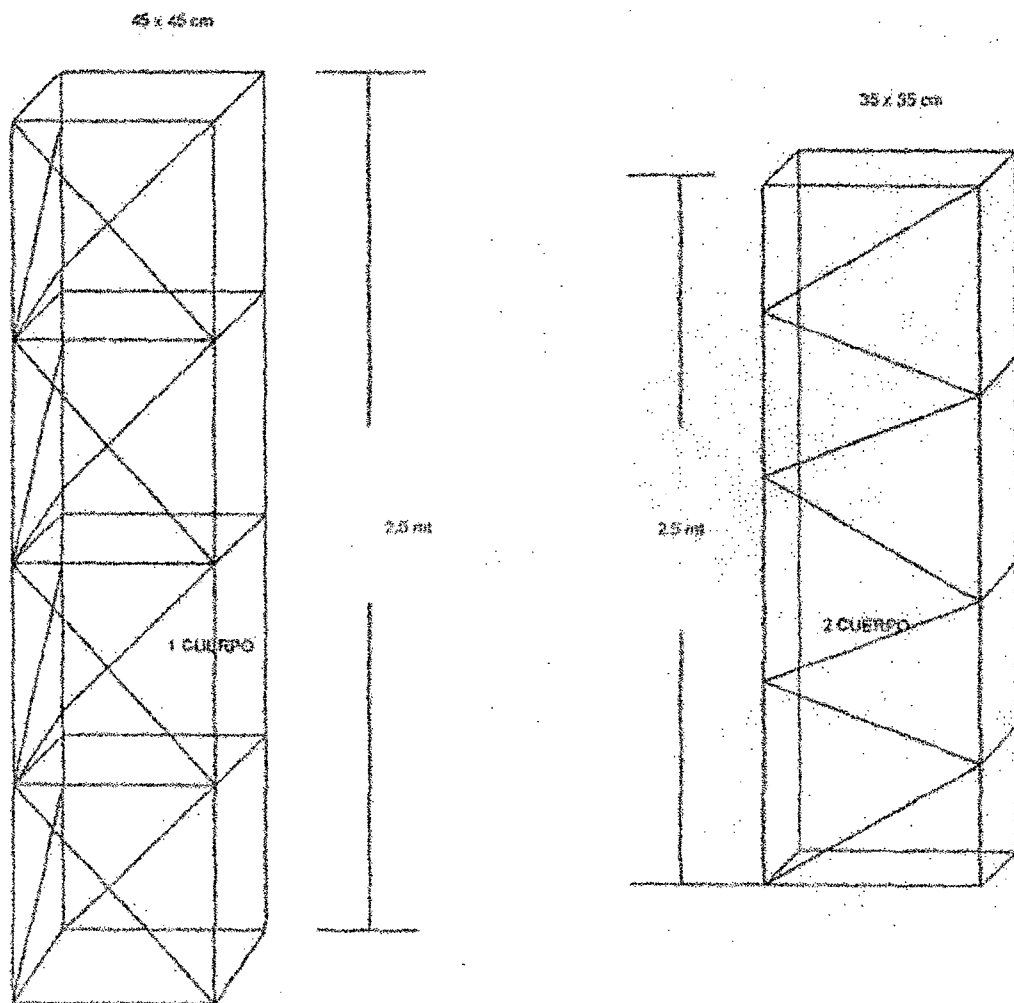


Figura 5.14 Estructura de torre para izaje mecánico – eléctrico.

5.2 SOFTWARE DEL CONTROL DE ROTACIÓN DE ANTENA DE RADAR.

Este software está hecho en LabView y consta de dos partes:

- Sensado de posición del encoder absoluto de 13 bits.
- Control de velocidad de giro del motor.

5.2.1 Censado de Posición del Encoder:

Se dispone de un encoder absoluto de 13 bits, el cual genera estas señales en TTL. Debido a la distancia y a la cantidad de señales se utiliza un adaptador que convierte dichas señales en un dato a ser transmitido por

RS485. En el programa se configuran los parámetros de la comunicación: 115200 bits por segundo, 8 bits de datos, sin paridad y 1 bit de parada. Como se muestra en la Figura 5.15.

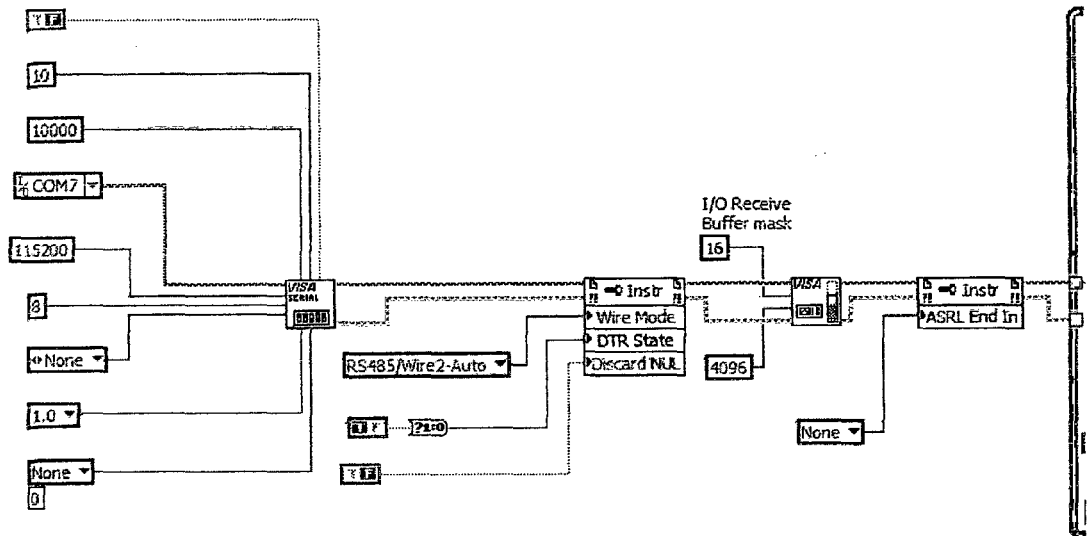


Figura 5.15 Parámetros de configuración para posición del encoder.

Luego de configurar el puerto serial se entra en un lazo continuo de adquisición de estos datos (como se muestra en la Figura 5.16), los cuales serán utilizados en la parte de procesamiento para efectuar la correspondencia entre señales y posición.

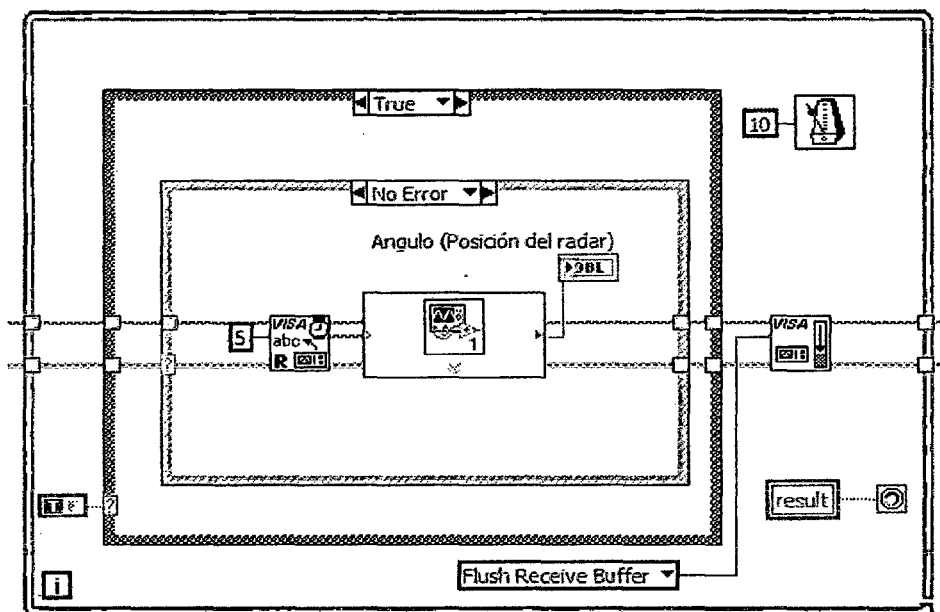


Figura 5.16 Parámetros de radar para fijar posicionamiento.

5.2.2 Control de Velocidad de Giro del Motor.

En la Figura 5.17 se efectúa el control del motor del rotor. Para lo cual se linealiza la salida analógica del módulo FPGA considerando que la máxima salida (32768) corresponde a una velocidad de 6 RPM.

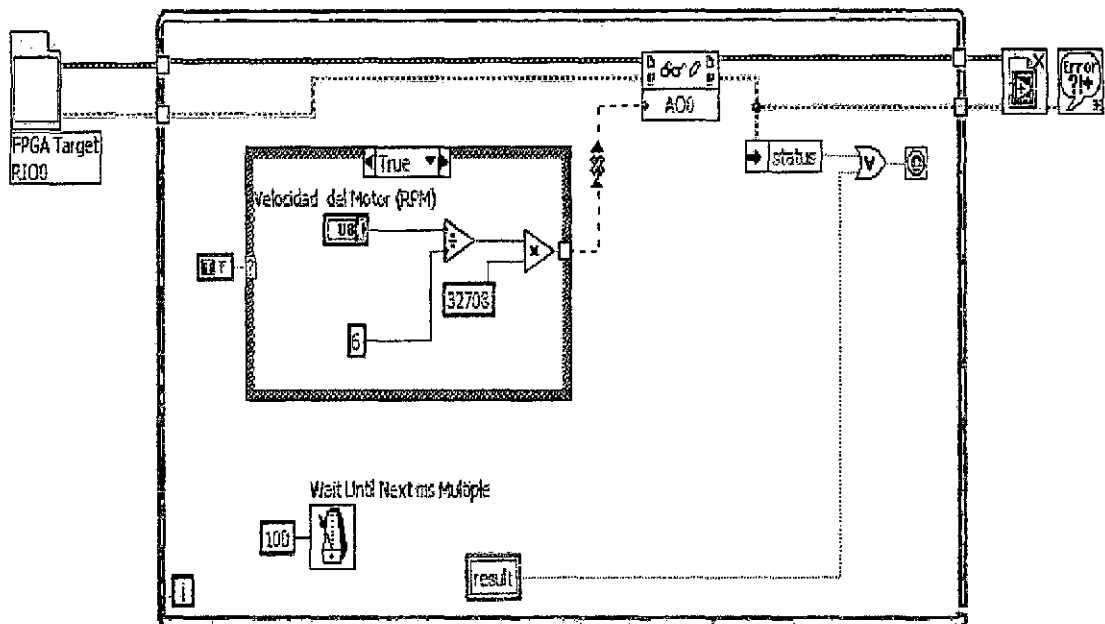


Figura 5.17 Control de Velocidad del rotor.

5.3 SIMULACION DE PATRONES DE RADIACION.

5.3.1 Simulación de Patrones de Radiación Utilizando MMANA-GAL.

5.3.1.1 Simulación de una Antena Yagi.

Características:

Frecuencia:	150 MHz.
Alimentación:	--
Polarización:	Horizontal (PH) y Vertical (PV)
Altura:	8 Metros

Dimensiones de la antena (Metros):

Reflector (R):	1.052	R-DD:	0.465
Dipolo (DD):	0.960	DD-D1:	0.105
Director1 (D1):	0.900	D1-D2:	0.255
Director2 (D2):	0.880	D2-D3:	0.320
Director3 (D3):	0.825	D3-D4:	0.370
Director4 (D4):	0.800	D4-D5:	0.320
Director5 (D5):	0.790	D5-D6:	0.340
Director6 (D6):	0.781		

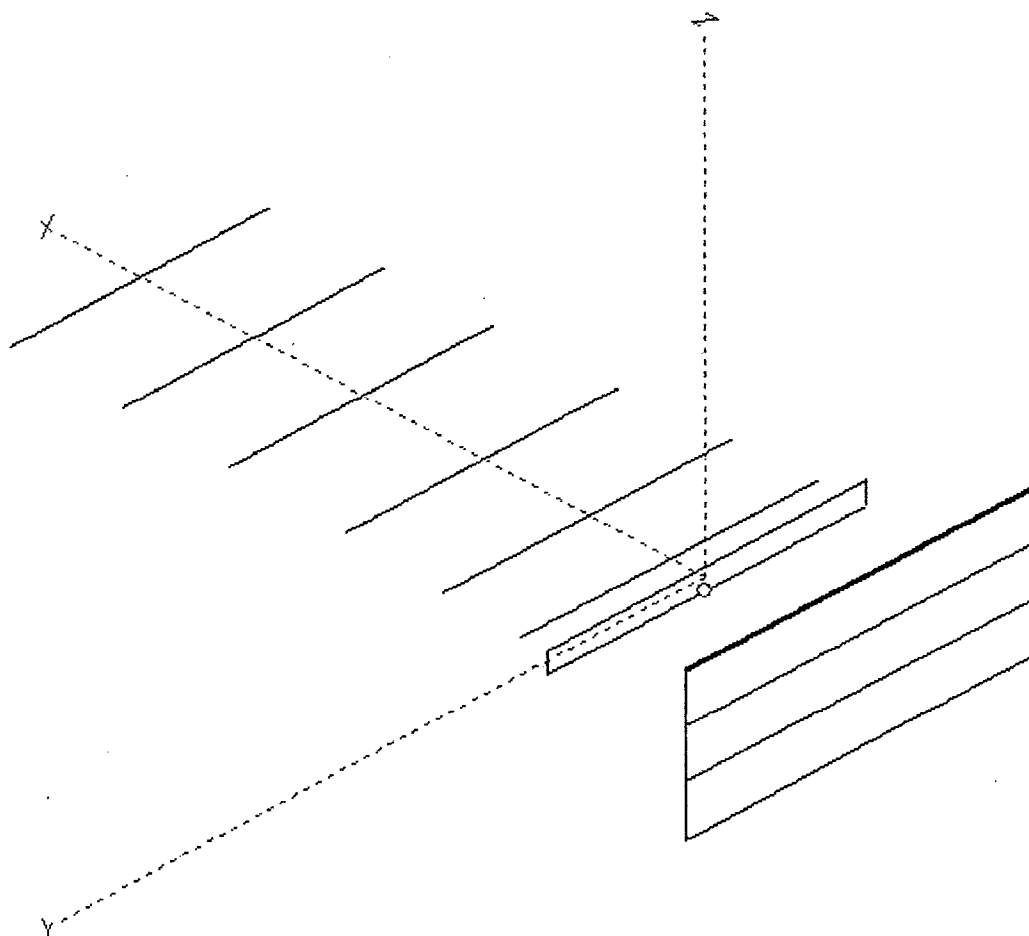


Figura 5.18 Antena Yagi modelada.

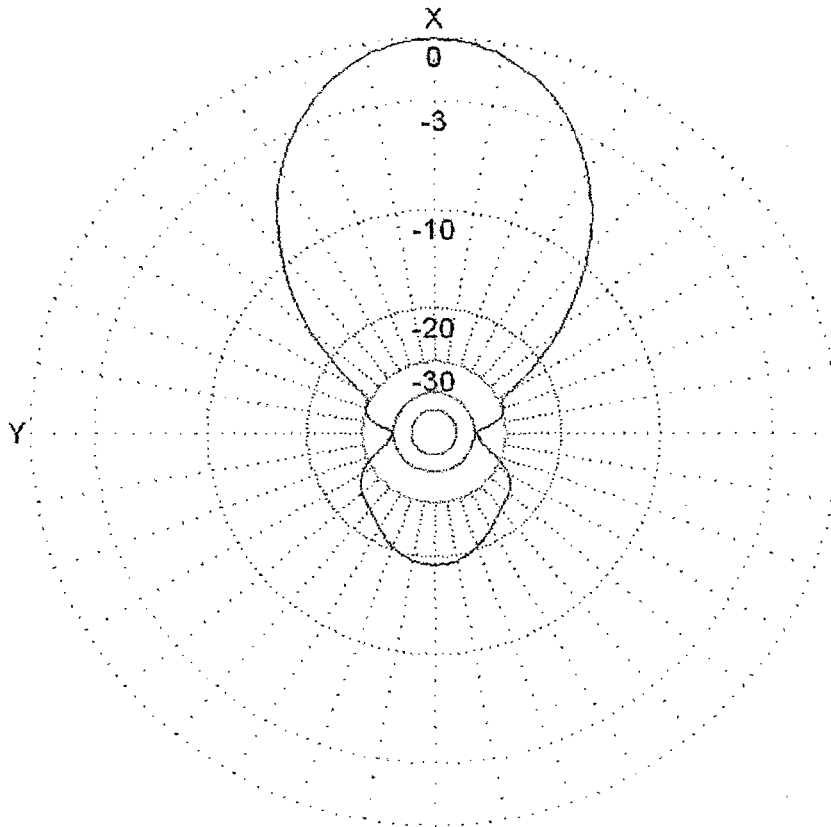
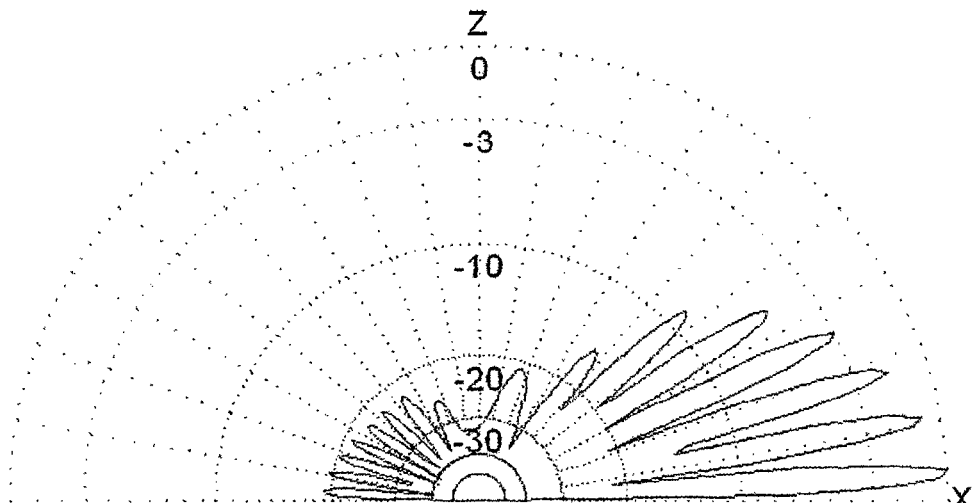


Figura 5.19 Diagrama de campo lejano vista superior (PH).



Ga : 17.16 dBi = 0 dB (Polarización horizontal)
F/B: 18.90 dB; Posterior: Azimut 120 grados, Elevación 60 grado
Frec: 150.000 MHz
Z: 171.134 - j30.848 Ohm
ROE: 3.5 (50.0 Ohm),
Elev: 3.5 grados (Tierra real :8.00 m Altura)

Figura 5.20 Diagrama de campo lejano vista de perfil (PH).

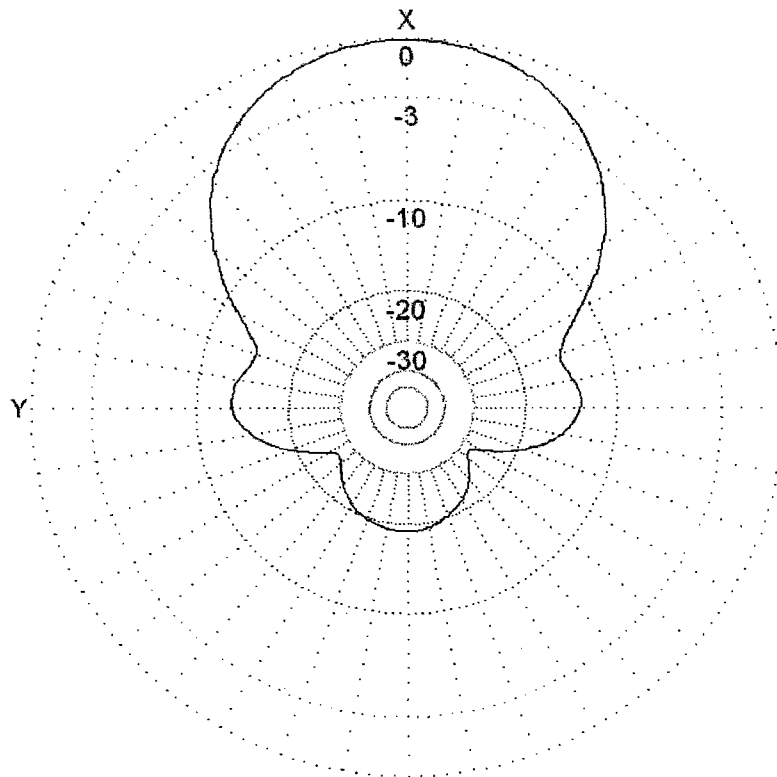
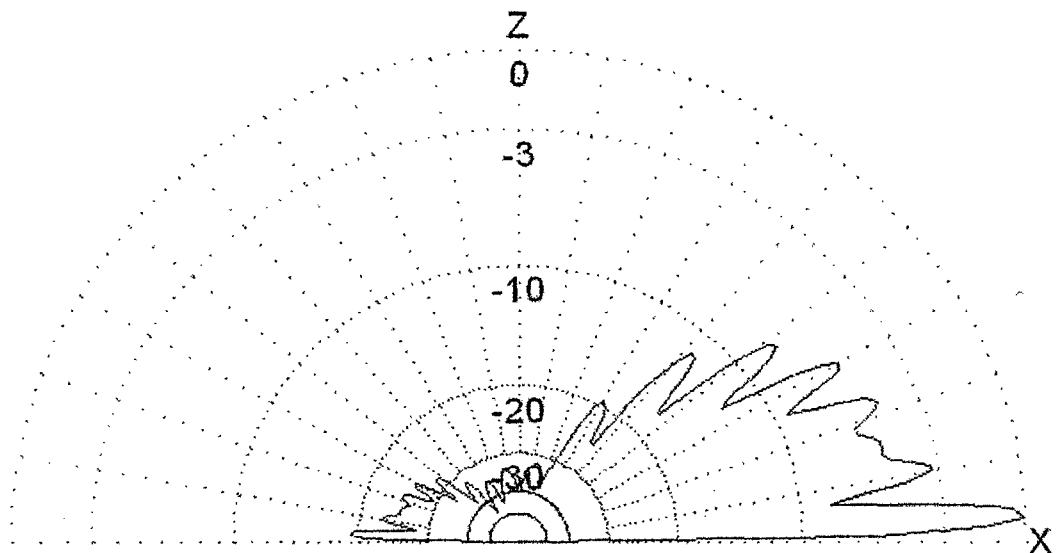


Figura 5.21 Diagrama de campo lejano vista superior (PV).



Ga : 14.12 dBi = 0 dB (Polarización vertical)
F/B: 19.00 dB; Posterior: Azimut 120 grados, Elevación 60 grados
Frec: 150.000 MHz
Z: 274.018 + j46.198 Ohm
ROE: 5.6 (50.0 Ohm),
Elev: 3.3 grados (Tierra real :8.00 m Altura)

Figura 5.22 Diagrama de campo lejano vista de perfil (PV).

5.3.1.2 Simulación de un Arreglo de Cuatro Antenas Yagi.

Características:

Frecuencia:	150 MHz
Alimentación:	Fase y contrafase
Polarización:	Horizontal (PH) y Vertical (PV)
Altura:	8 Metros

Arreglo de antenas (Metros)

Separación Horizontal (eje):	4.000
Separación Vertical (eje):	3.045

Dimensiones de la antena (Metros):

Reflector (R):	1.052	R-DD:	0.465
Dipolo (DD):	0.960	DD-D1:	0.105
Director1 (D1):	0.900	D1-D2:	0.255
Director2 (D2):	0.880	D2-D3:	0.320
Director3 (D3):	0.825	D3-D4:	0.370
Director4 (D4):	0.800	D4-D5:	0.320
Director5 (D5):	0.790	D5-D6:	0.340
Director6 (D6):	0.781		

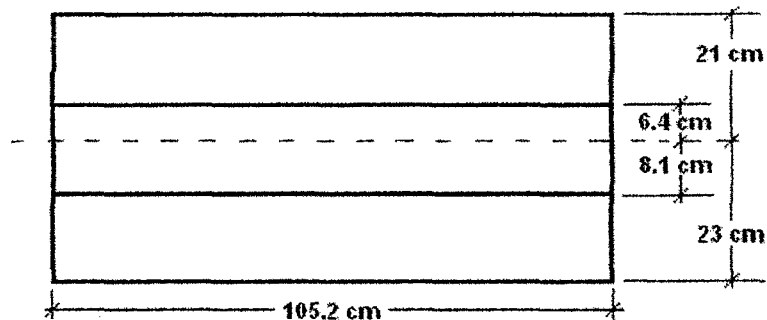


Figura 5.23 Medidas del reflector del sistema de antenas giratorias.

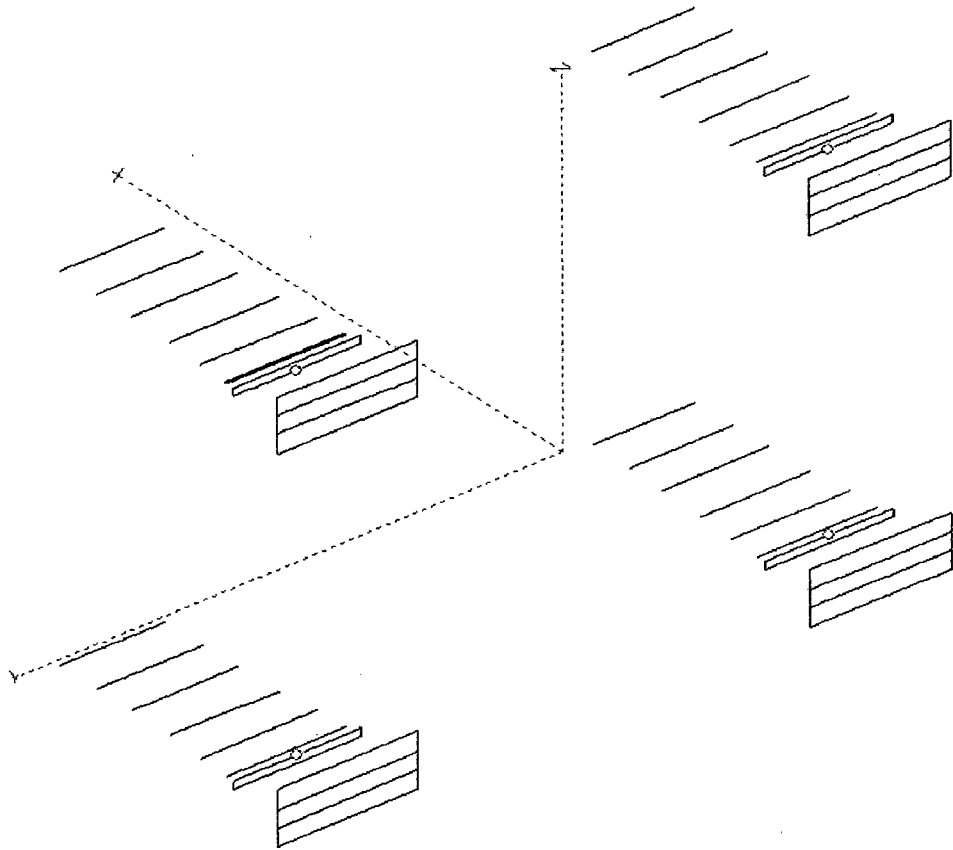


Figura 5.24 Sistema de antenas Yagi modelada en polarización horizontal.

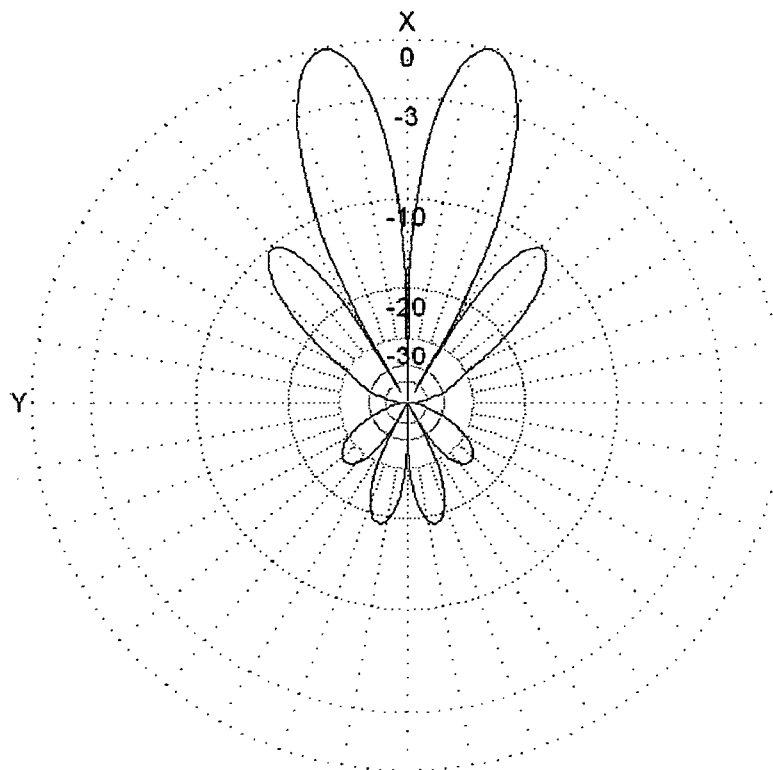
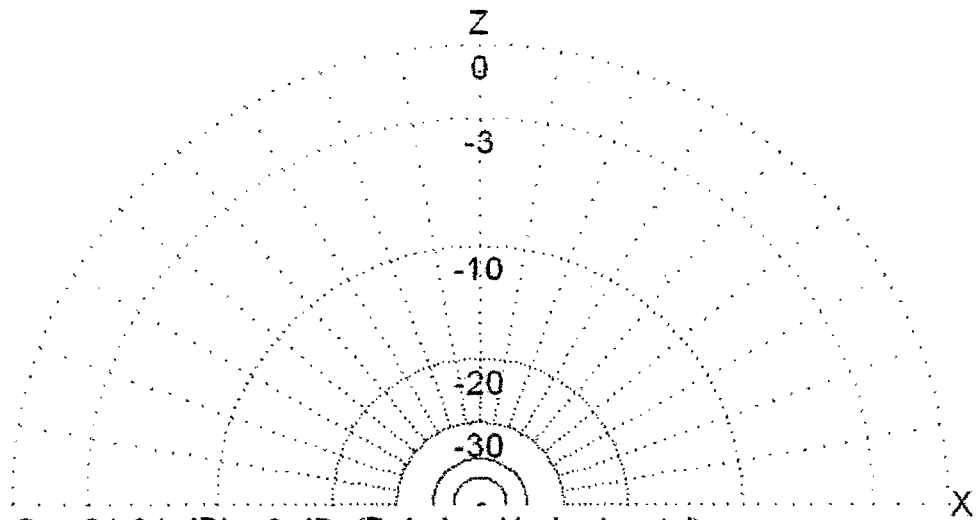


Figura 5.25 Diagrama de campo lejano vista superior en fase (PH).



Ga : 21.91 dBi = 0 dB (Polarización horizontal)
 F/B: -63.42 dB; Posterior: Azimut 120 grados, Elevación 60 grad.
 Frec: 150.000 MHz
 Z: 172.651 - j33.207 Ohm
 ROE: 3.6 (50.0 Ohm),
 Elev: 3.1 grados (Tierra real :8.00 m Altura)

Figura 5.26 Diagrama de campo lejano vista de perfil en fase (PH).

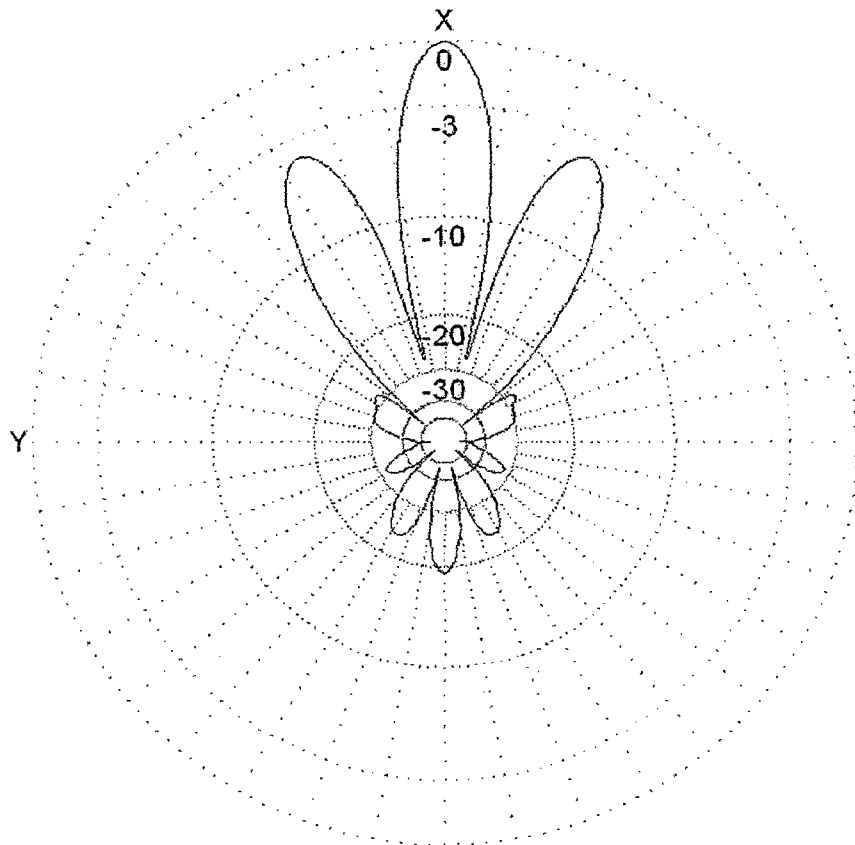


Figura 5.27 Diagrama de campo lejano vista superior en contrafase (PH).

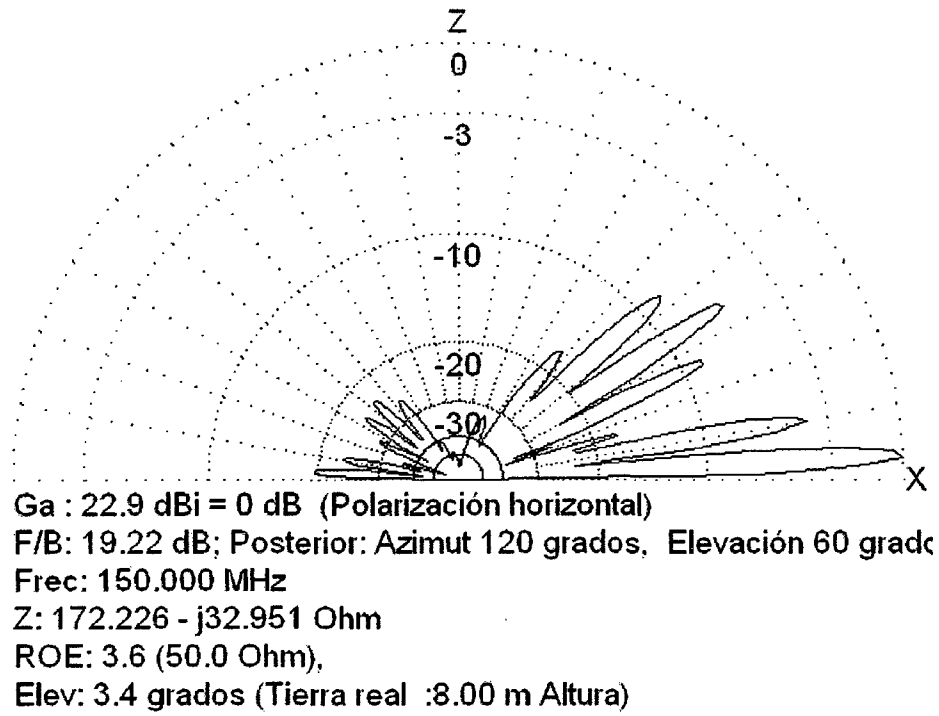


Figura 5.28 Diagrama de campo lejano vista de perfil en contrafase (PH).

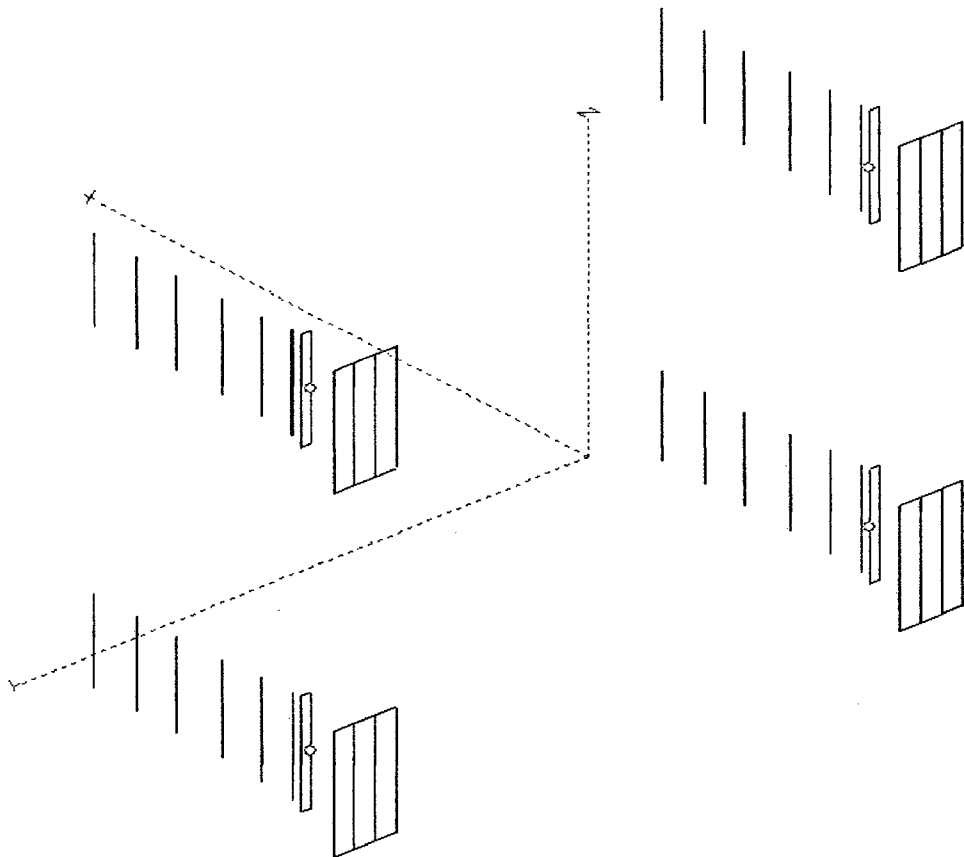


Figura 5.29 Sistema de antenas Yagi modelada en polarización vertical.

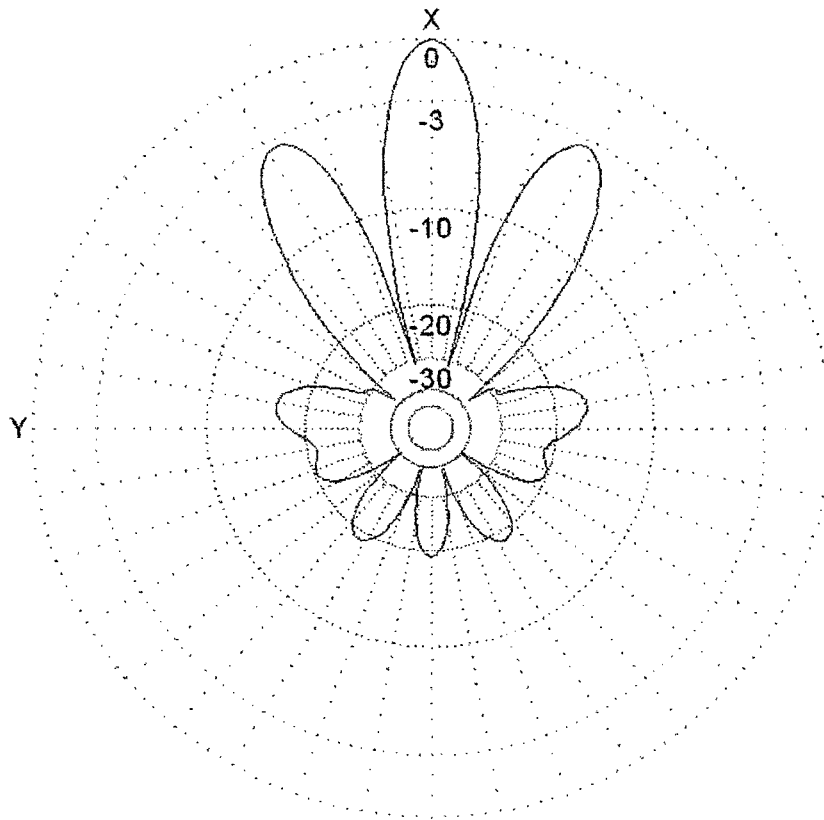
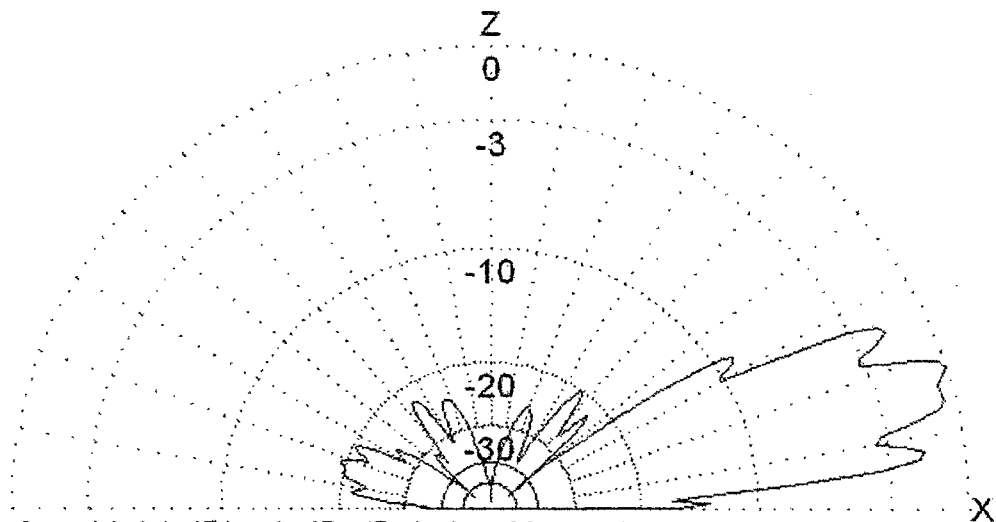


Figura 5.30 Diagrama de campo lejano vista superior en fase (PV).



Ga : 16.24 dBi = 0 dB (Polarización vertical)
F/B: 18.60 dB; Posterior: Azimut 120 grados, Elevación 60 grados
Frec: 150.000 MHz
Z: 164.510 - j32.082 Ohm
ROE: 3.4 (50.0 Ohm),
Elev: 18.2 grados (Tierra real :8.00 m Altura)

Figura 5.31 Diagrama de campo lejano vista de perfil en fase (PV).

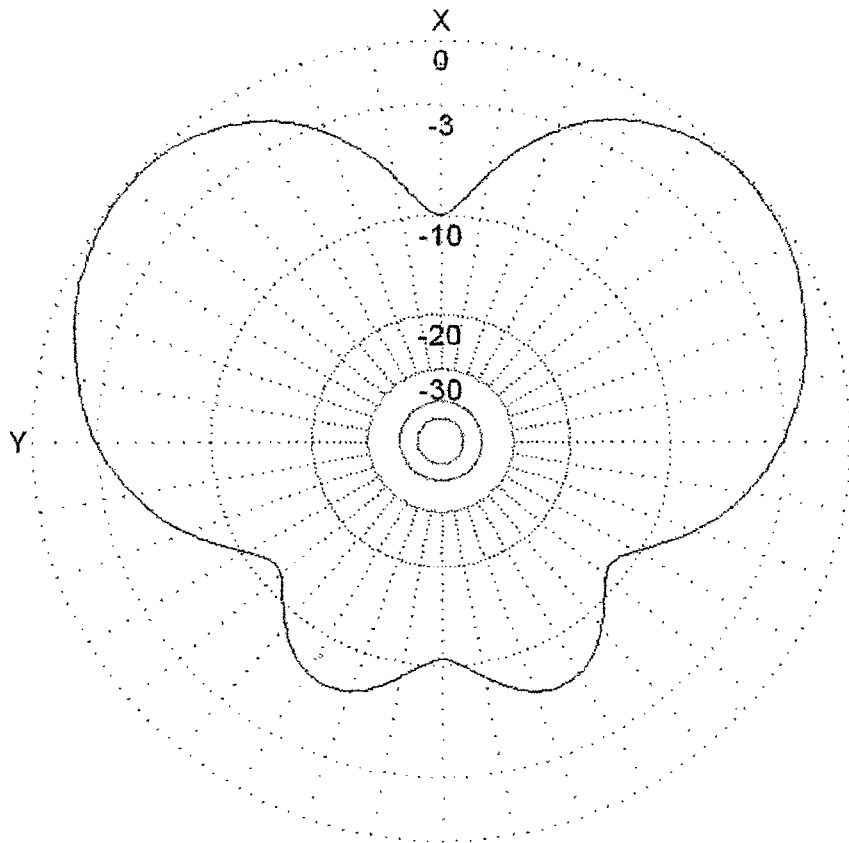
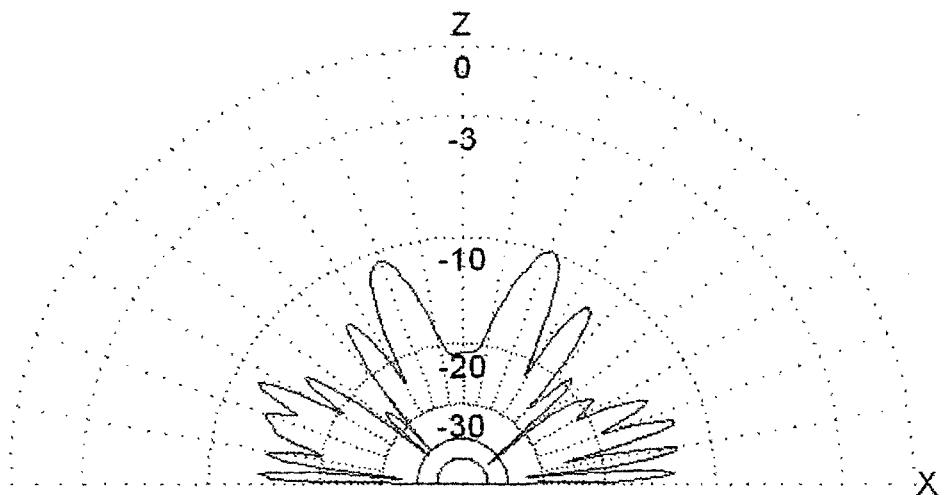


Figura 5.31 Diagrama de campo lejano vista superior en contrafase (PV).



Ga : -7.26 dBi = 0 dB (Polarización vertical)
 F/B: -3.14 dB; Posterior: Azimut 120 grados, Elevación 60 grado
 Frec: 150.000 MHz
 Z: 171.248 - j29.908 Ohm
 ROE: 3.5 (50.0 Ohm),
 Elev: 69.5 grados (Tierra real :8.00 m Altura)

Figura 5.32 Diagrama de campo lejano vista de perfil en contrafase (PV).

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. El modelamiento de las antenas resulta ser una de las etapas muy importantes para el logro de los objetivos planteados ya que ello garantiza el correcto funcionamiento del sistema en consecuencia se tendría una correcta toma de muestras para su posterior procesamiento.
2. El ordenamiento las antenas constituye la manera como orientar nuestro patrón de radiación a través del espacio además de que este haz esta afecto sobre los diferentes tipos de terreno en la cual la antena de radar está montada esto generaría modificaciones a las mismas.
3. Cada antena tiene una impedancia de 50 Ohmios con un rango de frecuencias entre 142 – 158MHz, con una ganancia de 10dB y un ROE menor a 1.2 tanto para la primera y segunda etapa.
4. Debe asegurarse que el sistema de tierra esté diseñado correctamente. Es necesario que las fuentes de alimentación de energía incluyan una tierra debido a que se pueda producir descargas eléctricas.
5. El combinador T/R que permite la transmisión y recepción de señales RF utilizando una sola antena (o arreglo de antenas) para ambos casos debe ser colocado en la parte exterior, cerca de la antena. Esto trae como ventajas un tiempo de recuperación rápido y una menor figura de ruido. Es recomendado que la unidad de combinación T/R sea montado con los tres conectores mirando hacia abajo para minimizar el riesgo de que ingrese agua a los conectores.
6. En el sistema de radar se tienen diferentes tipos de señales RF. Una cierta cantidad de estas señales se pierden a medida que viajan por un cable coaxial. Esta pérdida depende principalmente de dos factores: el tipo de cable usado y la frecuencia de la señal que está siendo transportada. Las pérdidas son mayores a frecuencias altas. Asimismo, las características de atenuación varían de acuerdo a parámetros ambientales como la temperatura. Para el cálculo de pérdidas se utiliza las pérdidas del cable para la frecuencia utilizada, las pérdidas de inserción del conector y la

temperatura de trabajo. Por lo tanto, cada tipo de señal requiere un modelo de cable adecuado.

7. El uso de los cables coaxiales es recomendado para limitar las pérdidas por irradiación cuando las señales transmitidas son del orden de los MHz. El conductor externo del cable coaxial, además de conductor de retorno, cumple la función de blindaje, estabilizando las señales eléctricas.
8. Para cumplir con los objetivos de operación del sistema de radar planteados esto para la primera etapa, fue necesario utilizar dos arreglos de antenas Yagi con una frecuencia de operación de 150MHz. Cada arreglo estuvo constituido por 8 antenas Yagi, las cuales fueron conectadas a dos distribuidores de potencia, uno por cada 8 antenas.
9. Debido a la frecuencia de operación del sistema de radar (150MHz) y a las características de la tarjeta de recepción Echotek, fue necesario convertir la señal de recepción a una señal de menor frecuencia (50MHz). Adicionalmente, esta señal resultante debe ser limitada antes de ser conectada a la tarjeta de recepción Echotek esto para la primera etapa; luego se utilizó la plataforma de Labview para estos requerimientos conservando la frecuencia de operación del anterior.
10. Este proyecto sienta una base para las futuras investigaciones acerca de los radares ya que podría aplicarse para otras de sus variantes tal como los radares meteorológicos, radares perfiladores, radares primarios, radares secundarios, radares anti polución, etc.
11. Para el aspecto económico significaría tener una tecnología al alcance de nuestra sociedad ya que los dispositivos que la conforman estarían dentro de nuestro mercado y podrían adquirirse fácilmente.
12. Para el aspecto militar significaría una mejor vigilancia en nuestras fronteras además de poder detectar blancos sospechosos que contribuyen al narcotráfico dentro de las zonas de difícil acceso.
13. Para el aspecto social en el caso de los radares meteorológicos esto significaría un avance en la predicción de fenómenos meteorológicos en el interior de nuestro país ya que estamos en una región de constantes

cambios ambientales ya que con ellos se evitaría accidentes o desastres naturales.

14. El presente trabajo sienta precedente acerca del desarrollo tecnológico dentro de nuestro país, para que futuras instituciones o grupos de investigación tomen interés para la innovación de tecnología propia.
15. No permitir que personas desautorizadas o no entrenadas operen el sistema de radar. La mala conexión o configuración del sistema puede malograr completamente los equipos. El transmisor es un amplificador de alta potencia; por lo tanto, pequeñas cantidades de señales realimentadas o pequeñas entradas de señales RF no intencionales pueden producir grandes salidas de señales RF. Estas señales de RF transitorias son no solo extremadamente peligrosas, si no también pueden causar grandes daños a cualquier carga o antena conectada a la salida del transmisor.
16. El contacto con las altas potencias de RF a las salidas del transmisor puede causar daños severos e inclusive la muerte de las personas, o en el menor de los casos causar quemaduras a la piel.

BIBLIOGRAFIA

1. Cardama, Jofre, Rius, Romeu, Blanch, Ferrando. Antenas. Alfaomega. Segunda edición. Capitulo 1. 2004.
2. Chan, Javier. Informe de Desarrollo de Aplicaciones en Software de Radar. Fuerza Aérea del Perú. 2007.
3. Gonzales Berbaldo de Quiroz, Julio. Radar y Ayudas a la Navegación Aérea. Paraninfo. Capitulo 1. 1982.
4. Huaranga Bejarano, Juan Hernan. Propuesta Técnico Económica Para Construcción de un Sistema de Antena Radar. Fuerza Aérea del Perú. Páginas 3-20. 2007.
5. Maikle, Hamish. Modern Radar Systems. Artech House, INC. 2001.
6. Sadiku, Matthew N. O. Elementos de Electromagnetismo. Oxford University Press. Tercera edición. Capitulo 13. 2002.
7. Sarango, Martin. Diseño e Ingeniería de Radar. Fuerza Aérea del Perú. 2006.
8. Skolnik Merrill. Radar Handbook. Mc Graw Hill. Capitulo 1. 1990.