

ANTENA ACTIVA PARA SISTEMAS DE RADAR NAVAL EN BANDA L

Javier Torres Martín, Javier Egido Cañas

Departamento de Tecnología
Indra Sistemas
Carretera de Loeches, 9 28850 Torrejón de Ardoz, Madrid
Telf: 91 626 8032 (8040), Fax: 91 626 8390
Correo Electrónico: [jtorres, jegido]@indra.es

Resumen

Esta comunicación describe la antena activa que forma parte del sistema de radar LANZA en banda L que Indra ha desarrollado para el Ministerio de Defensa de España. La antena está formada por una agrupación de filas apiladas verticalmente, cada una de las cuales constituye un array lineal de dipolos. El sistema permite realizar exploración mecánica en acimut y electrónica en elevación, con diagramas de tipo pincel en transmisión y recepción. Incorpora la técnica monopulso en elevación y acimut. Para esta última función, las filas disponen de un canal suma (Σ) y otro diferencia (Δ). Esto implica la coexistencia de dos redes dentro de cada fila, requiriendo el ajuste de las distribuciones de array. Se han diseñado circuitos híbridos de 180° con respuesta de fase optimizada y transiciones verticales entre líneas stripline para combinar las subredes. Finalmente se presentan resultados experimentales de varios elementos en distintas fases del desarrollo.

1. Introducción

El proyecto de I+D que se presenta surge de la necesidad de navalizar los clásicos radares LANZA, lo que requiere implementar importantes cambios y actualizaciones tecnológicas derivadas de su empleo en un barco. El diseño de los elementos radiantes pasivos ha sido realizado por el Grupo de Radiación de la ETSIT (UPM). Aunque se comentará brevemente la arquitectura del sistema completo, la atención se centrará especialmente en la estructura radiante.

2. Descripción general del sistema

Se trata de un radar primario 3D pulsado de medio-largo alcance, con tecnología de estado sólido y operación en Banda L. La antena activa es del tipo "planar phased array", con exploración mecánica en acimut y electrónica en elevación. El diagrama de radiación es de tipo pincel, tanto en transmisión como en recepción. Además incorpora la técnica monopulso en acimut y elevación, mejorando la precisión del sistema. En la Fig. 1 se presenta un esquema de la arquitectura.

El sistema cuenta con numerosos mecanismos para contrarrestar el efecto de las contramedidas electrónicas (ECM). Entre otras, dispone de exploración dual de frecuencia, bajo nivel de lóbulos secundarios, agilidad en frecuencia, selección automática de frecuencia menos perturbada y secuencias de exploración complejas con diversidad de formas de onda y frecuencias. Adicionalmente, el sistema incluye una antena auxiliar para el empleo de la técnica de supresión de lóbulos laterales (SLB).

La antena contiene los equipos encargados de realizar las funciones de amplificación de potencia, conformación de haces en elevación en transmisión y recepción y por supuesto los elementos de radiación. El control del diagrama de transmisión se realiza únicamente en la distribución de fases. Su distribución de amplitud es uniforme. Para conformar los diagramas de recepción, es posible variar los pesos tanto en amplitud como en fase.

El transmisor está basado en un conjunto de módulos de estado sólido, pequeño tamaño y poco peso, alimentados con bajos voltajes. Este diseño facilita las labores de mantenimiento y además presenta una degradación suave ya que el fallo de uno de estos módulos sólo implica una ligera disminución de la potencia transmitida; el radar continúa ejerciendo su función aunque con ligera pérdida de prestaciones, pudiéndose posponer la labor de sustitución al momento más adecuado según la misión en curso.

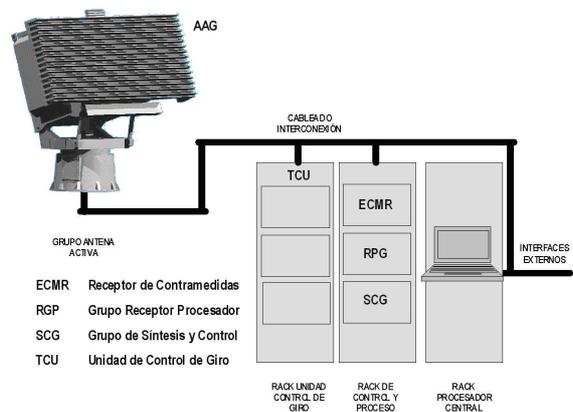


Fig. 1: Arquitectura del sistema

Fuera de la antena se encuentran los equipos destinados al control del sistema, la síntesis de señal (pulsos) y la recepción y proceso de la misma. Nótese que se requiere el proceso de cinco canales, uno de transmisión y cuatro de recepción: canal suma (Σ), canal diferencia en acimut (Δ_{az}), canal diferencia en elevación (Δ_{el}) y canal SLB (Ω).

El sistema debe ser capaz de compensar los movimientos del barco a la hora de generar los diagramas y determinar la posición de los blancos. Para ello recibe los datos de cabezada y balance de la plataforma procedentes de la unidad giroscópica del barco. La estimación de estos ángulos para los instantes de transmisión y recepción permite corregir el apuntamiento relativo del pincel para que su elevación absoluta sea la deseada. También se tiene en cuenta la estimación de los ángulos de movimiento a efectos de proceso de clutter y de cálculo de coordenadas de blancos y perturbadores.

El grupo de antena cuenta con un sistema de calibración automática de los elementos de radiofrecuencia, compensando las variaciones en el tiempo de su comportamiento (temperatura). Además dispone de un proceso de autochequeo para detectar y aislar fallos (*Built-in test*), facilitando el mantenimiento del sistema.

3. Descripción de la antena

El array está formado por 16 antenas-fila apiladas verticalmente, cada una de las cuales constituye a su vez de una agrupación de 28 dipolos doblados alineados horizontalmente y orientados para generar polarización horizontal. El conjunto se soporta sobre un habitáculo, denominado espina, que contiene los elementos principales de transmisión, recepción y conformación de diagramas en elevación (amplificación, desfasaje, filtrado, atenuación, etc.). La superficie frontal de apertura de la antena es de unos 5.5 m de largo por 2.2 m de ancho. En la Fig. 2 se presenta una vista de la antena.

La antena debe ser capaz de sintetizar diagramas que apunten entre 0° y 40° sobre el horizonte. Por otra parte, debe poder compensar movimientos del barco de hasta $\pm 20^\circ$. Esto supone una capacidad acumulada total de 80° , es decir, entre -20° y 60° respecto de la plataforma.

Si bien es cierto que la opción de fijar el tilt mecánico de la antena al punto central (20°) parece una opción equilibrada, la realidad es que las exigencias en alcance y detectabilidad que se precisan en bajas cotas son muy superiores de las que se precisan a muy altas. Se ha decidido finalmente que la antena tenga un tilt mecánico de 16° , para dar algo más de ganancia a las elevaciones bajas. Con esta configuración, el rango de desviaciones de apuntamiento que la antena debe soportar es de -36° a $+44^\circ$ respecto a su boresight.



Fig. 2: Antena del radar LANZA-N.

Entre cada pareja de filas se sitúa un perfil aislador que reduce el acoplamiento entre las mismas y evita la radiación trasera de la antena.

Los dipolos son excitados a través de una red de distribución corporativa soportada por una topología triplaca (stripline), formada por una estructura tipo sandwich. Esta se compone de paneles de aluminio compuestos con núcleo de nido de abeja, láminas de foam dieléctrico y un circuito de cobre en el núcleo.

Cada fila dispone de dos canales, suma (Σ) y diferencia (Δ), que recorren caminos distintos hasta llegar a los dipolos para generar sendos diagramas de radiación. Para combinar ambos canales sobre la misma red de alimentación se hace uso de cuatro híbridas de 180° . Se ha prestado especial atención al diseño de dichas híbridas, consiguiendo una respuesta en fase de gran ancho de banda y permitiendo una perfecta alineación de los diagramas suma y diferencia (máximo y nulo respectivamente) en todo el margen de frecuencias de trabajo.

Los solapamientos entre las líneas de transmisión de ambos canales se han resuelto separando la red en dos niveles. Para conectar dichos niveles se han ideado unas transiciones triplaca-coaxial-triplaca que permiten distribuir las señales de las cuatro híbridas. En el diseño de dichas transiciones es importante considerar la aparición de modos superiores que deben ser evitados.

3.1. El elemento radiante

Desde el punto de vista eléctrico, es importante que el radiador mantenga unas buenas prestaciones en cuanto a adaptación en toda la banda de trabajo. Por otra parte, este ofrecerá un diagrama de radiación directivo que multiplicará al factor de array para generar el diagrama de radiación final de la fila. No obstante, al utilizar un número elevado de elementos el factor de array será mucho más directivo que el diagrama del elemento, siendo aquel el determinante en parámetros como el nivel de lóbulos secundarios o el ancho de haz principal. Por consiguiente, la atención debe centrarse

principalmente en conseguir una buena adaptación del elemento.

El diseño que se ha llevado a cabo consiste en un dipolo doblado construido mediante el corte de una lámina de cobre. Las líneas de excitación del dipolo propiamente dicho entran en la estructura triplaca que constituye la red de alimentación. Dentro de dicha estructura se coloca un balun, cuya misión es proporcionar al dipolo una correcta excitación del modo impar. El balun está formado por un divisor que separa la línea de alimentación de la red en dos líneas que se conectan con las dos ramas del dipolo. Una de estas líneas es media longitud de onda más larga que la otra, generando así el modo impar que requiere el dipolo. En la Fig. 3 se muestra un dipolo colocado en su posición.

La forma física del balun ha sido aprovechada para situar una pieza de sujeción de la red hecha de poliamida. La posición de este elemento viene fijada por la mecanización de los paneles. De esta forma, se asegura la correcta localización y orientación de cada dipolo, evitando errores en el diagrama debidos a desviaciones mecánicas del montaje.

Puede considerarse que el elemento radiante termina en la entrada del balun. En este punto debe conectarse la red de alimentación que excitará cada elemento de la forma adecuada según la distribución deseada.

3.2. Perfiles aisladores

Entre cada pareja de filas se sitúa un perfil de aluminio a lo largo de toda su longitud. La misión de estos perfiles es doble. Por una parte, debe reducir sustancialmente el acoplo entre las filas. Este acoplo influye negativamente a la hora de generar diagramas en elevación, y además tiende a aumentar la reflexión activa de las filas. Por otra parte, estos perfiles forman un plano de masa virtual, reduciendo la radiación trasera de la antenna. Véase el esquema en la Fig. 4.

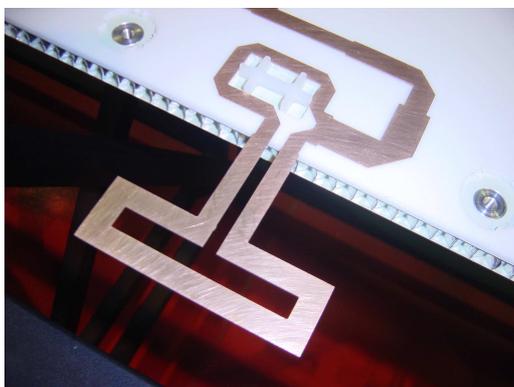


Fig. 3: Conjunto de dipolo y balun.

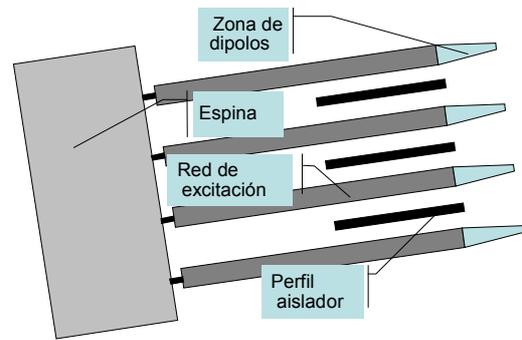


Fig. 4: Esquema de perfiles aisladores.

Cada perfil se coloca en el punto medio entre dos filas, quedando como variables de diseño la profundidad del perfil y su posición respecto a los dipolos.

Se ha observado, por simulación y experimentalmente, que cuanto más hacia fuera de la estructura se encuentren los perfiles, más afectan a la impedancia de los dipolos, ya que el entorno de los mismos se ve perturbado. Al mismo tiempo, el acoplo entre las filas se reduce más. Es necesario por tanto alcanzar un compromiso entre la mejora por reducción de aislamiento y la pérdida por peor adaptación de los dipolos. Este compromiso se ha obtenido por simulación y se ha corroborado experimentalmente.

En ausencia de los perfiles, la radiación trasera de la antenna puede llegar a ser importante. A las frecuencias de funcionamiento, los paneles de dos filas adyacentes se encuentran a una distancia tal que constituyen una guía biplaca capaz de propagar el modo fundamental TE. La presencia del perfil implica la existencia de una zona en la que dicho modo se encuentra al corte, evitando que se propague desde los dipolos hasta la parte trasera de las filas. En principio, la atenuación que sufren los modos superiores es tanto mayor cuanto más profundidad tenga el perfil. Sin embargo, no es recomendable utilizar perfiles demasiado profundos, pues la estructura mecánica se vuelve más pesada y complicada.

3.3. Estructura stripline

La red de alimentación de cada fila está construida sobre una topología stripline o triplaca. Para ello se utilizan paneles compuestos formados por pieles de aluminio separadas por una rejilla de nido de abeja. El circuito de cobre queda suspendido en el punto medio entre dos planos. Para ello se emplean láminas dieléctricas de baja constante dieléctrica que separan el cobre de los paneles y mantienen una estructura uniforme. Se han utilizado planchas de Rohacell® para este fin.

3.4. Diseño de las alimentaciones del array

Ya se ha indicado que cada fila de la antena dispone de dos canales, suma y diferencia, para poder emplear la técnica monopoluso en el plano de acimut. Cada uno de estos canales imprimirá una iluminación distinta en la apertura de la antena y por tanto necesitará redes de alimentación diferentes.

Para el canal suma se parte de una distribución ideal de tipo Taylor de bajo nivel de lóbulos secundarios. Por otra parte, se escoge una distribución de partida de tipo Bayliss para el canal diferencia. Este juego de distribuciones maximiza la sensibilidad de la curva monopoluso, permitiendo una mayor eficacia de esta técnica.

Sin embargo, para poder desarrollar ambas distribuciones de forma exacta, sería necesario disponer de dos redes totalmente independientes dentro de la fila, lo que implicaría un diseño extremadamente complejo y de grandes dimensiones. Para evitarlo, se identifican grupos de dipolos dentro del array y se fuerza que la distribución relativa dentro de dichos grupos sea la misma para ambos canales. De esta forma, resulta más sencillo combinarlos, distinguiendo entre una subred que es común y otra que es específica para cada uno.

Como resulta evidente, esta maniobra conlleva un cierto deterioro de los diagramas respecto a las distribuciones ideales, puesto que estas se ven modificadas. Por una parte interesa distinguir un número elevado de grupos, pero sólo hasta cierto punto, puesto que cuantos más grupos se identifiquen, más cerca se está de la situación de dos redes independientes. Para poder asumir el deterioro de los diagramas respecto a las distribuciones de partida Taylor y Bayliss, el canal suma se considera como el más importante, mientras que el diferencia queda subordinado.

El primer paso que se sigue es buscar una distribución de Bayliss que se ajuste lo más posible a la de Taylor del canal suma en sus elementos extremos. De esta forma, se asocian los primeros ocho elementos (y los últimos ocho elementos correspondientes a la mitad simétrica de la fila) en un primer grupo. Los restantes elementos se van agrupando por parejas, de forma que los dos elementos de cada pareja reciben el mismo peso. Así se logra una distribución escalonada que permite la convivencia de las dos redes suma y diferencia.

Para conseguir la alimentación de los dos diagramas con la misma red, es necesario utilizar un conjunto de circuitos divisores que permitan combinar las señales de cada uno de los bloques de elementos que poseen la misma alimentación relativa en cada uno de los dos diagramas.

En la Fig. 5 se presenta la solución a esta red de alimentación en la que se hace primero una división entre los cuatro bloques de elementos radiantes de acuerdo con la distribución de potencia de cada uno de los diagramas y posteriormente se combinan en sendos circuitos híbridos de 180° para aportar la fase adecuada a cada uno de los lados de la antena. En la Fig. 6 se muestra la evolución de las distribuciones de partida ideales hasta quedar ajustadas para poder ser generadas por la red.

En el proceso de diseño de las redes divisoras anteriores y posteriores a la combinación de las señales de los diagramas suma y diferencia, es importante mantener la longitud constante de líneas totales a cada uno de los elementos del array para asegurar la constancia de fase en los diagramas.

3.5. Circuitos híbridos

Como ya se ha comentado, se hace uso de circuitos híbridos para la adecuada combinación de los canales suma y diferencia dentro de la fila.

El número de híbridas que se utilizan en la fila influye directamente en las distribuciones de amplitud de ambos canales. Como ya se ha dicho anteriormente, se considera el canal suma como el más importante, de forma que se debe minimizar el impacto sobre sus prestaciones.

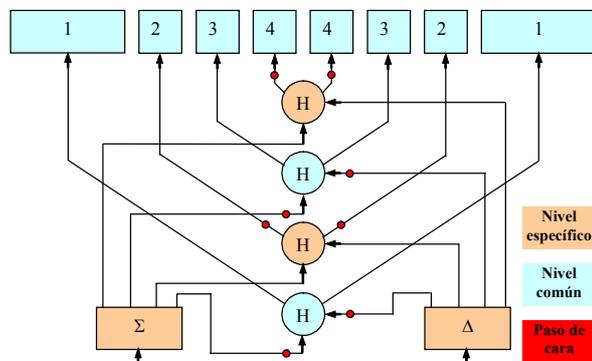


Fig. 5: Esquema de la red.

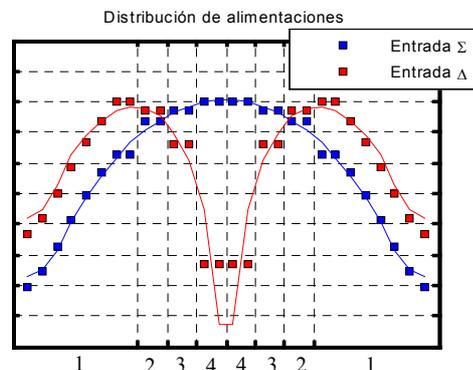


Fig. 6: Distribuciones de partida y finales.

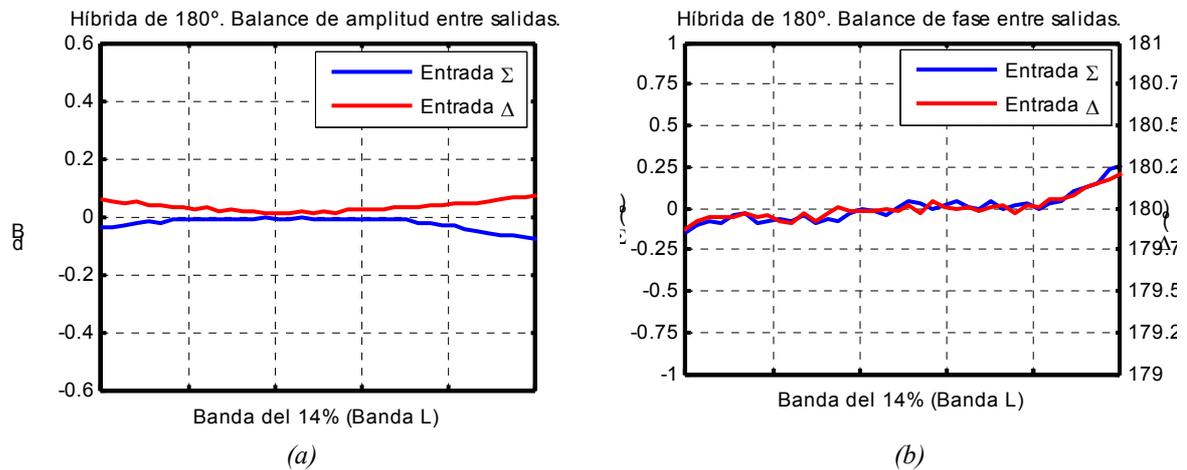


Fig. 7: Medidas de un circuito híbrido.

Por otra parte, la distribución de fases depende más del comportamiento de las híbridas que del número total de las mismas. Idealmente el circuito debe forzar en toda la banda de trabajo una diferencia de fase de 180° entre las dos ramas de salida cuando se excita la entrada diferencia. Los circuitos híbridos clásicos ofrecen un desfase que es lineal con la frecuencia. Desde el punto de vista de sistema, esto se traduce en que la posición angular del nulo del diagrama diferencia se mueve con la frecuencia. Naturalmente este error influye negativamente en la precisión del sistema.

Resulta conveniente, por tanto, diseñar un circuito híbrido que tenga una respuesta de fase lo más plana posible, manteniendo un balance de 180° en toda la banda de trabajo con un error muy pequeño. El circuito se basa en un doble bucle de desfase que consigue eliminar en banda ancha el modo par en las líneas de salida cuando se excita con señal en la entrada diferencia. El valor de las impedancias características en cada sección del circuito se ha obtenido mediante un proceso de optimización en un simulador circuital. El diseño del circuito definitivo se ha ajustado en un simulador electromagnético. En la Fig. 7 se recogen las medidas del balance de amplitud y fase del circuito construido. Nótese que en la banda de trabajo, la excursión total de fase en ambos canales es inferior a 0.5°, y la de amplitud menor de 0.1 dB.

3.6. Pasos de cara

En la estructura desarrollada, existen dos canales que se combinan a través de los circuitos híbridos. Estos circuitos obligan a que las líneas de las distintas redes tengan que cruzarse en algún punto. Para trabajar con estructuras en las que necesariamente se cruzan las líneas de transmisión, es conveniente utilizar más de una capa, ya sea en la línea del conductor central o en la estructura completa de línea triplaca con el plano de masa. En este caso se ha optado por una estructura doble donde la capa intermedia está formada por un panel

compuesto de aluminio del mismo tipo que los citados anteriormente.

Físicamente, la primera capa alberga las subredes específicas de cada canal (suma y diferencia), mientras que la capa inferior es ocupada por las redes de los grupos de dipolos identificados anteriormente, que por tanto son comunes a ambos canales. La primera capa es mucho más pequeña que la inferior, y sólo ocupa una pequeña parte de la superficie de la fila, como puede apreciarse en la Fig. 8. Aprovechando esto, y con la intención de aligerar el peso de la fila, el plano de masa superior de este nivel se substituye por un panel compuesto mucho más delgado con núcleo de polietileno. Las híbridas quedan solapadas, dejando dos de ellas en cada nivel (Véase Fig. 5.)

Uno de los elementos críticos en la estructura de doble línea de transmisión es la forma de conexión vertical entre líneas. En este sentido conviene establecer una transición que evite la aparición de modos biplaca que se propaguen entre los dos planos conductores.

Para evitar estos modos es importante trabajar de forma que en la zona de la conexión dichos modos se encuentren al corte. Esto se consigue encerrando la línea en una guía de onda suficientemente

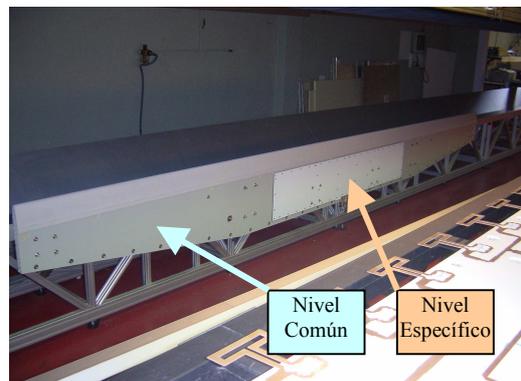


Fig. 8: Capas de la fila.

pequeña para que no propague ningún modo superior a la frecuencia de diseño. Se consigue así que la única forma de propagación sea la TEM fundamental asociada a la línea triplaca.

Los modos superiores se suprimen con un cajeadado en forma de U colocado en el entorno de la transición en ambas capas, como puede verse en la Fig. 9. Las líneas ven modificada ligeramente su anchura en el último tramo para permitir un ajuste de impedancias. Las dos líneas de transmisión se conectan con un tramo de topología coaxial. En el panel intermedio se realiza un taladro donde se aloja un inserto de aluminio que mantiene la continuidad de corriente entre las caras del plano. Entre las líneas se suelda un pin que atraviesa el inserto del panel rodeado de un cilindro de teflón. Las dimensiones del inserto, el cilindro de teflón y el pin son las de un conector SMA estándar.

Para la correcta propagación del modo TEM es deseable que no exista ninguna perturbación en la región colindante a la línea de transmisión con una anchura de aproximadamente el doble que la propia línea. Por lo tanto, la separación entre las paredes del cajeadado debe superar esta cota. Por otra parte, para cortar correctamente los modos superiores, esta separación debe ser inferior a media longitud de onda a la frecuencia de trabajo más alta. En cuanto a la longitud de las paredes de la U, debe ser suficiente para atenuar el modo superior, del orden de un cuarto de longitud de onda. Las dimensiones finales se han obtenido por simulación electromagnética.

La Fig. 10 muestra las medidas de reflexión realizadas sobre uno de estos pasos de cara. Nótese que en la banda de trabajo, la reflexión obtenida es inferior a -25 dB, lo cual es un valor más que aceptable para esta aplicación.

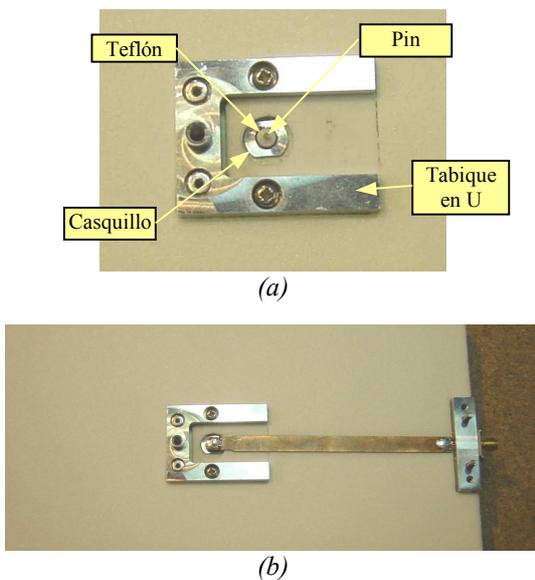


Fig. 9: Prototipo de paso de cara. (a) Detalle del cajeadado en U. (b) Prototipo de paso de cara.

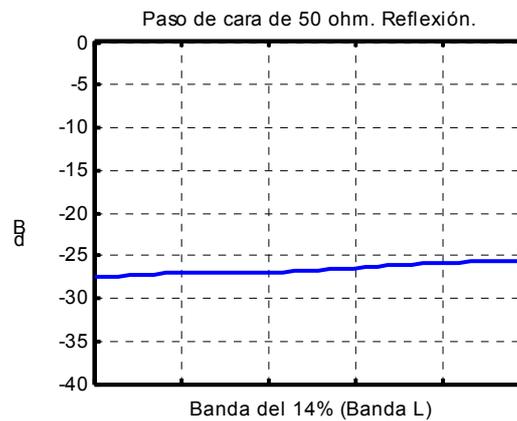


Fig. 10: Medida de un paso de cara.

4. Proceso de diseño de las filas.

Para el diseño físico de la red de distribución stripline se ha empleado una técnica mixta circuital y electromagnética. Sería deseable poder diseñar toda la red de alimentación con un simulador electromagnético. Es evidente que esto es inviable en la práctica, puesto que exigiría una cantidad de tiempo excesiva para obtener buenos resultados. Por ello, únicamente los elementos más complejos se han simulado electromagnéticamente para obtener un modelo lo más cercano posible a la realidad.

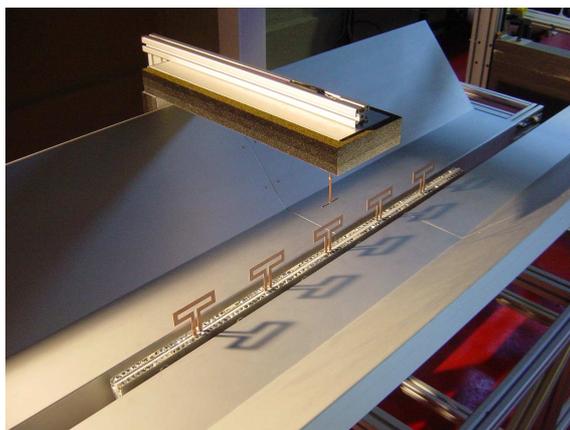
Los dipolos, los pasos de cara, los circuitos híbridos y las uniones en T se han diseñado utilizando el simulador electromagnético. A partir de él se obtiene un modelo de parámetros S que se incorpora a continuación en el modelo circuital. La combinación circuital de todos los elementos permite ajustar rápidamente la distribución de fases de alimentación así como la adaptación de la red.

5. Medidas

Durante el proceso de fabricación de las filas, es necesario llevar un cierto control de calidad para asegurar que el funcionamiento de las mismas es el adecuado en cada nuevo montaje. Para ello, la ETSIT ha diseñado y construido un sistema de medida de filas que permite caracterizarlas. Por otra parte, se han realizado medidas en cámara anecoica de un subarray de la antena para modelar la influencia del apuntamiento sobre los diagramas y las impedancias activas de las filas.

5.1. Sistema de medida de filas

Para verificar el correcto funcionamiento de las filas antes de su instalación se ha construido un sistema de medida lineal. Con él es posible medir la relación de onda estacionaria (ROE) de cada canal de la fila, así como obtener la distribución de alimentaciones existente en los dipolos para cada canal.



(a)



(b)

Fig. 11: Sistema de medida de filas.

(a) Detalle de sonda, reflectores y dipolo de referencia. (b) Fila colocada en el sistema.

El sistema está formado por una estructura dotada de amarres que permiten sujetar la fila en una posición conocida y fija. La estructura dispone de un carril sobre el que se desliza un posicionador. En este último se coloca una pequeña sonda, un dipolo corto a la frecuencia de trabajo. En la Fig. 11 se muestran algunos detalles del sistema.

La sonda puede desplazarse horizontalmente a lo largo de la estructura, explorando los dipolos de la fila bajo test. Únicamente toma muestras en las posiciones en las que la sonda queda perfectamente enfrentada a un dipolo. Por tanto, el sistema permite obtener la distribución de alimentación conseguida en el array.

Para mantener unas condiciones óptimas durante la medida, el sistema dispone de un cajón anecoico que cubre la fila completamente, evitando que el entorno pueda influir sobre la medida. Además, la estructura que soporta la fila tiene unos reflectores que abarcan toda su longitud y que dirigen la potencia radiada por la fila hacia el material absorbente del cajón anecoico.

Como ya se ha indicado, la antena es capaz de sintetizar diagramas en elevación modificando los pesos aplicados a las filas en módulo y fase. No obstante, las tolerancias en los materiales y el proceso de fabricación de las filas evitan que todas ellas tengan la misma fase de inserción. Esta diferencia de fase relativa entre las filas debe conocerse y compensarse a la hora de imprimir los pesos entre las filas para definir un cierto apuntamiento.

Para caracterizar lo mejor posible esta fase de inserción, el sistema de medida de filas dispone de un dipolo de referencia que siempre está sujeto al sistema. En cada fila que se mide, se toma también una medida de este dipolo de referencia, lo que permite descontar las variaciones debidas a los cables e instrumentos por cambios de temperatura y el paso del tiempo.

Una vez que se miden las distribuciones de los canales suma y diferencia, se realiza un procesado de las medidas. De este modo, se obtienen parámetros de interés como niveles de lóbulos secundarios, anchuras de haz, apuntamientos, etc.

5.2. Subarray de 5 filas

Para validar los modelos utilizados durante la fase de diseño, se ha procedido a construir un subarray de 5 filas sobre un bastidor con capacidad para incluir los perfiles aisladores y poder modificar su posición (Véase Fig. 12).

Este prototipo ha permitido extrapolar el funcionamiento en elevación de la antena completa, obteniendo una primera aproximación de la pérdida de ganancia debida a grating lobes para las desviaciones de apuntamiento más altas.

5.2.1. Estimación de pérdidas por grating lobe

Como es bien sabido, como la separación entre las filas de la antena es mayor que media longitud de onda, existe el riesgo de tener grating lobe en diagramas en elevación con desviación de apuntamiento respecto al boresight elevadas. Esto tiene una influencia directa sobre la directividad de los diagramas.



Fig. 12: Prototipo de 5 filas.

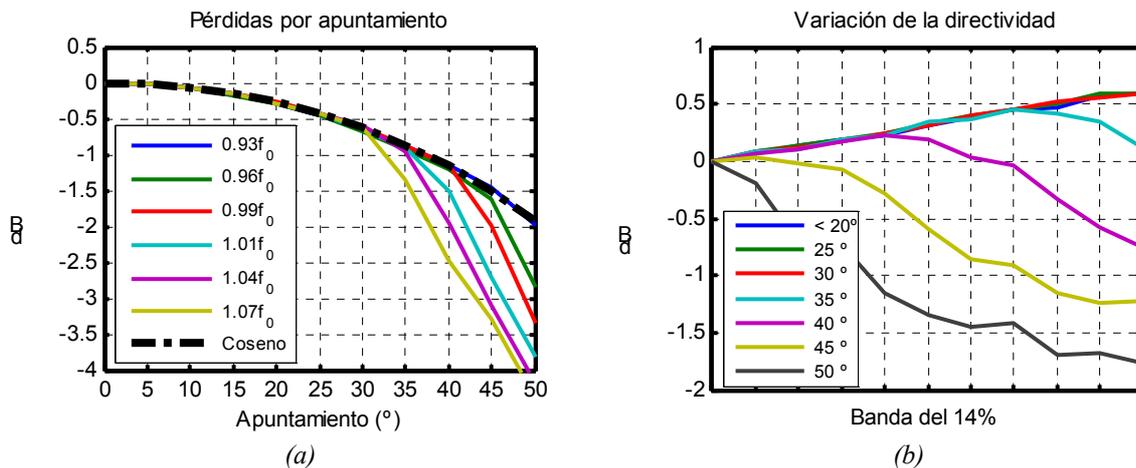


Fig. 13: Efecto de grating lobes en la directividad de los diagramas de Rx.

(a) Pérdidas vs apuntamiento para varias frecuencias. (b) Variación de la directividad respecto a $0.93f_0$ para varios apuntamientos.

Para caracterizar estas pérdidas, se ha hecho uso del prototipo de 5 filas. Las medidas se han realizado en la cámara anecoica de la ETSIT. Para ello, el bastidor se ha colocado sobre un rotor dotado de junta rotatoria, quedando las filas en disposición vertical. La sonda permanece inmóvil en frente del conjunto a medir y centrada respecto a las filas. De esta forma, girando el rotor en acimut, es posible medir el comportamiento de las filas en elevación (Se registra el plano acimutal de la cámara, que equivale al plano en elevación de la antena operativa puesto que las filas están colocadas en vertical).

Los resultados para los diagramas de recepción quedan recogidos en la Fig. 13.

5.3. Sistema de medida de antena en campo próximo

Para medir y validar la antena desarrollada se ha construido un sistema de medida de antenas de gran tamaño. Se basa en un proceso de adquisición del campo próximo radiado por la antena sobre una malla de puntos regularmente distribuidos en una superficie cilíndrica. El mallado regular se obtiene desplazando la sonda de medida, a saltos regulares, a lo largo de una deslizadora lineal acoplada a una torre vertical y adquiriendo los campos a saltos regulares en acimut, cuando se mueve la antena bajo prueba instalada en su propio pedestal. Nótese que dadas las dimensiones de la antena, sería imposible realizar una adquisición completa en campo lejano.

En definitiva, el movimiento en acimut lo realiza el propio posicionador del radar, con su eje de rotación bien nivelado verticalmente; mientras que el movimiento lineal de la sonda, sobre una generatriz vertical del cilindro (eje z), se controla a través de un PC y un software de posicionamiento adecuado.

El procedimiento habitual de adquisición consistirá en mantener el radar girando a velocidad angular constante, posicionar la sonda en los distintos puntos verticales de la malla, y tomar datos

regularmente distribuidos en φ (para cada posición en z) a lo largo de dos vueltas: una para cada polarización (horizontal y vertical).

Para asegurar una correcta rectitud del eje z de la adquisición, la sonda de medida se situará sobre una mesa XY motorizada (situada sobre la plataforma móvil según el eje z) y controlada mediante un servo analógico cuyos errores x e y de desplazamiento se obtienen de un detector de cuadrantes excitado por una plomada óptica (haz láser vertical) En la Fig. 14 se muestra un detalle del sistema.

La medida de la antena se realizará a las distintas frecuencias de medida, en onda continua, mediante un analizador vectorial de redes. Esto implica no utilizar la sección del transmisor que funciona con ondas pulsadas. El analizador vectorial de redes, así como el movimiento de todos los ejes, se controlará a través de un PC y del software de adquisición especialmente desarrollado para esta aplicación. Una vez realizada la adquisición se debe realizar una transformación de los valores de campo próximo cilíndrico a campo lejano.

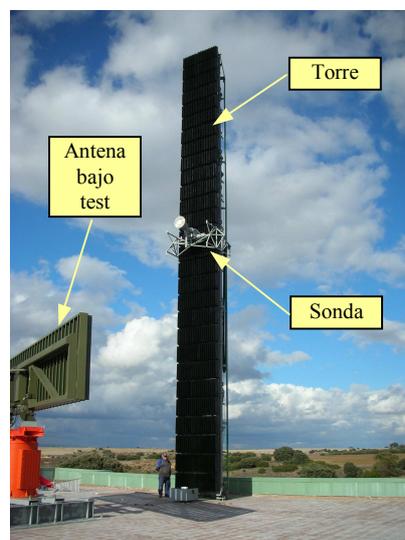


Fig. 14: Sistema de medida de antena.

En la fecha en que se presenta esta comunicación, aún no se han realizado medidas de la antena del radar LANZA-N con este sistema. Se espera poder comenzar a disponer de él en los próximos meses.

6. Conclusiones

El sistema de radar LANZA-N pertenece a la familia de radares 3D de Indra. Su particularidad principal consiste en que debe ser capaz de operar sobre un buque, manteniendo unas altas prestaciones. Para ello está dotado de mecanismos que permiten compensar electrónicamente los movimientos del barco en un amplio rango angular.

La antena está formada por una agrupación de filas apiladas. Para dotar de mayor precisión al sistema, estas disponen de canales suma y diferencia que permiten emplear la técnica monopulso también en el plano acimutal. Para ello ha sido necesario diseñar una estructura stripline de dos niveles que alberga la red de alimentación de la fila. Se han diseñado circuitos híbridos específicos con una respuesta de fase optimizada y transiciones entre los niveles para favorecer la coexistencia de ambos canales.

Se ha introducido la estrategia de diseño de los arrays y se han mostrado medidas de los circuitos más significativos. Por último se han expuesto los procedimientos de medida sobre las filas aisladas y sobre un subarray de cinco filas, y se han planteado las pruebas que se realizarán en un futuro próximo.

En definitiva, se ha presentado un sistema complejo que supone un reto tecnológico en lo que se refiere a su diseño, construcción y caracterización, y que involucra organismos estatales, empresa y universidad.

Referencias

- [1] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", Wiley.
- [2] Merrill I. Skolnik, "Radar Handbook". Mc Graw Hill.
- [3] Harlan Howe Jr., "Stripline circuit design", Artech House.
- [4] J.A.G. Malherbe, "Microwave Transmission Line Couplers". Artech House.