

# RADAR PARA VIGILANCIA DE PUERTOS

Por JIMENEZ ASENJO y E. MEYER-DOHENER

*Amablemente autorizados por la Revista de Información Electrónica, nos honramos en reproducir el trabajo que encabeza estas líneas, haciendo nuestra la afirmación de que con él se llena un vacío al desarrollar el prototipo de este radar para la vigilancia de puertos, que ya está en disposición de ser lanzado por la industria.*

## I. Objeto de este radar.

No parece necesario insistir en la importancia que tiene el mantener el desarrollo del tráfico en los grandes puertos de mar en su ritmo normal, en cualesquiera condiciones de tiempo. Un barco mercante representa un capital invertido muy considerable, que necesita ser mantenido en régimen de trabajo adecuado para producir un rendimiento suficiente, por lo que cualquier retraso en la navegación da lugar a pérdidas cuantiosas para las empresas navieras. Esto sin contar los perjuicios que los retrasos pueden producir a los propietarios de las mercancías llevadas en los buques. E incomparablemente mayores son todavía los daños a que puede dar lugar un accidente en el mar.

Una de las principales causas de perturbación en la navegación es la falta de visibilidad. Es relativamente frecuente que en caso de niebla, un puerto quede totalmente cerrado a la navegación, y esto a veces por espacio de varios días. Sin llegar a estas situaciones extremas, cualquier estado atmosférico de visibilidad reducida puede ocasionar importantes retrasos, ya que para entrar en un puerto, los barcos necesitan ayudarse de un práctico que ha de salir a su encuentro, y si la llegada de un barco no es observada hasta que éste se encuentra, por ejemplo, a una milla náutica de la entrada del puerto, será forzosa una parada más o menos prolongada, en espera de que la lancha del práctico salga.

Estas dificultades han obligado a las autoridades encargadas de los más importantes puertos del mundo a instalar en ellos equipos de radar capaces de detectar y localizar, con suficiente precisión, a todos los barcos que se encuentren dentro del puerto y en sus proximidades. El Instituto Nacional de Electrónica, en vista de que también en los puertos españoles se presentan dificultades como las expuestas, aunque tal vez no con la apremiante gravedad que alcanzan en zonas de clima más húmedo, decidió desarrollar un equipo de radar relativamente sencillo y capaz de cumplir la finalidad expuesta.

Las más conocidas instalaciones portuarias extranjeras—Londres, Hamburgo, etc.—disponen de varios equipos de radar, cada uno de los cuales cubre una parte de la zona del puerto o de su entrada. Las imágenes obtenidas por cada uno de estos equipos son transmitidas a un puesto central, donde se

puede así conocer la situación en toda el área y tomar las medidas oportunas. Ahora bien: este sistema viene impuesto por el hecho de tratarse de zonas portuarias muy extensas y situadas, además, en las desembocaduras de ríos, a distancias de muchos kilómetros del mar abierto, lo que hace que la zona a observar sea de gran extensión. En los puertos españoles más importantes no existe esta dificultad, y es entonces evidente que un equipo de una sola pantalla, convenientemente situado, puede cumplir perfectamente tal misión.

La Dirección y el Consejo del TNE creyeron, pues, llenar un vacío desarrollando el prototipo de este radar de vigilancia de puertos, que es sencillo y de poco volumen y peso, y que está ya en disposición de ser multiplicado por la industria.

## II. Características técnicas.

Siendo la misión de este radar el control del tráfico en puertos marítimos, las características generales del equipo vendrán impuestas por las necesidades particulares de este control.

El alcance máximo queda determinado por el tiempo mínimo que se considere necesario para que puedan darse las órdenes oportunas a las partes interesadas y para que éstas tengan el tiempo de preparación suficiente para la realización de su cometido. Tal alcance dependerá, naturalmente, de la velocidad de entrada del barco. Si se considera que una velocidad normal es del orden de 10 nudos—18 Km./h. aproximadamente—y que un tiempo de media hora es suficiente para las maniobras de preparación, el alcance máximo puede limitarse a 10 kilómetros.

Por lo que se refiere a la resolución radial, ésta ha de ser tal que en la pantalla se vea cada barco claramente separado de otros objetos próximos que puedan hallarse a su alrededor. Se ha fijado esta resolución de tal forma, que en la zona de máximo interés—la entrada propiamente dicha del puerto, que queda dentro de un radio de un kilómetro—dos objetos cuya distancia real sea igual o superior a 10 m., aparezcan en la pantalla perfectamente separados.

En nuestro caso, esta resolución radial queda fijada por la duración o anchura del impulso. Si  $\tau$  es

la duración del impulso emitido, es evidente que el eco reflejado por un objeto de extensión despreciable durará el mismo tiempo, y aparecerá en la pantalla con una dimensión radial aparente de  $\rho = \frac{1}{2} c \tau$ ,

en la que  $c$  es la velocidad de la luz. Haciendo  $\rho = 10$  m., resulta  $\tau = 0,067 \cong 0,07 \mu s$ . Así queda fijada la duración máxima admisible del impulso para disponer de la resolución prevista. Resolución que estará también limitada por el tamaño de la mancha luminosa, la cual, por ser de un diámetro finito, cubre una extensión real determinada tanto mayor cuanto mayor deba ser el alcance. El equipo que es objeto de este artículo lleva un tubo con pantalla de 36 cm. de diámetro, consiguiéndose un diámetro de la mancha luminosa del orden de 0,5 mm. Para el alcance máximo previsto de 10 Km., esta distancia real estará, pues, representada en el tubo por 180 mm. Por consiguiente, un milímetro en la pantalla equivale a la longitud real  $D$  dada por el cociente:

$$D = \frac{10 \times 10^3}{180} = 55 \text{ m.}$$

La mancha luminosa cubre, pues, un espacio equivalente a 28 m., y si se supone que el ojo humano aprecia desplazamientos de la mitad de este diámetro, se ve que la discriminación de blancos en el alcance máximo de 10 Km. queda establecida en 14 m. No obstante, la mancha luminosa no representa ninguna limitación de la resolución radial en un alcance de un kilómetro, donde esa resolución queda fijada por la anchura del impulso.

Por lo que se refiere a la resolución azimutal, quedará definida por la anchura horizontal del haz de radiación. Si esta resolución ha sido establecida de forma que en el alcance de un kilómetro puedan discriminarse blancos separados entre sí 10 m., la anchura del haz vendrá dada por el ángulo bajo el cual se ve un arco de 10 m., a una distancia de un kilómetro. Este ángulo es, aproximadamente,  $0,6^\circ$ , quedando así impuesta una condición a la anchura horizontal del haz. Por lo que se refiere a la anchura vertical, ésta no es crítica, ya que, por tratarse de un equipo de tierra para la vigilancia de puertos, los blancos están sobre la superficie del mar y la antena no tiene ningún movimiento vertical.

La antena gira con una velocidad de diez revoluciones por minuto, lo que conduce a una exploración completa cada seis segundos. Esta velocidad de exploración determina un valor mínimo de la cadencia, o frecuencia de repetición, ya que es necesario que sobre cada obstáculo incida un número suficiente de impulsos en cada exploración. Por otra parte, dicha frecuencia queda limitada por la disipación admisible en las válvulas empleadas y por el alcance máximo deseado. El valor elegido ha sido de 2.500 impulsos por segundo.

La potencia del impulso viene impuesta por el alcance que se desea en la detección de boyas y embarcaciones pequeñas; y tomando por base anteriores experiencias, se ha fijado en 40 Kw., que se obtienen con un tipo de magnetrón—el 725 A—, ampliamente utilizado en los equipos de radar en muchos países.

El tipo de indicación que presenta el equipo es el "PPI"; es decir, los ecos se presentan sobre la pantalla de imagen como puntos luminosos situados en la posición que les correspondería en un mapa. Se pueden elegir cuatro márgenes de distancia: de 0 a 1, de 0 a 2,5, de 0 a 5 y de 0 a 10 kilómetros. En la pantalla se representan círculos de distancia, con separaciones entre uno y el siguiente, que, según los márgenes de distancia, pueden ser de 0,2, 0,5, 1 ó 2 kilómetros.

### III. Descripción general.

Tres unidades, enlazadas entre sí por los necesarios elementos de conexión, forman el equipo que se ha designado R X 40/M 11. Un primer mueble, al que nos referiremos con el nombre de *unidad de transmisión*, contiene los circuitos en que se genera el impulso de alta potencia transmitido, los elementos de microondas que efectúan la conmutación electrónica de transmisión-recepción, y la conversión de la frecuencia superelevada en frecuencia intermedia, así como un preamplificador de frecuencia intermedia. El mueble llamado *unidad de indicación*, contiene el tubo indicador y los circuitos que generan las tensiones y corrientes precisas para obtener en éste una imagen, que son esencialmente una cadena de amplificación y detección de la señal, el sistema que produce el barrido del haz de rayos catódicos y los artificios de calibración en distancia, de mando y de alimentación. El radar se completa con la unidad de antena, que comprende la antena propiamente dicha, una junta rotatoria que la une a la guía de ondas que conecta esta unidad con la de transmisión, el mecanismo de arrastre de la misma y la unidad de transmisión al indicador de los datos de posición instantánea de ésta. La figura 1.ª, que representa un esquema del equipo por bloques funcionales, da idea de esta distribución.

A continuación se hace una descripción detallada de las distintas partes, atendiendo más a su relación funcional que a su distribución en el conjunto físico del equipo.

#### III.1. MODULADOR.

Se describen en este apartado el generador de los impulsos de muy alta tensión que se aplican al magnetrón, el sistema de sincronización del indicador con dichos impulsos y los circuitos auxiliares del retardo y protección.

### III.1.1. Circuito de sincronización.

Este circuito asegura que los impulsos emitidos se sucedan con la frecuencia de repetición deseada, generando al mismo tiempo tensiones de sincronización que permiten disparar los sistemas del indicador en el instante preciso. Como se explicará en III.3.2, el indicador necesita para su correcto funcionamiento un impulso disparador adelantado a la emisión del impulso de radiofrecuencia, seguido de otro que coincida en el tiempo con el impulso transmitido. El circuito de sincronización empleado tie-

cuitos de ánodo y de rejilla da lugar a que, cuando termina el impulso de corriente en el triodo, aparezca una tensión de signo opuesto, que en seguida disminuye hasta anularse según una función exponencial. Esta tensión, tomada de un tercer arrollamiento del transformador con signo positivo, se aplica a un paso seguidor de cátodo, cuya tensión de salida es utilizada para iniciar la descarga del circuito generador del impulso de potencia. Puesto que en este circuito se producen retardos inevitables y, además, variables con parámetros difíciles de controlar, es preciso derivar el impulso de sincronización principal de un

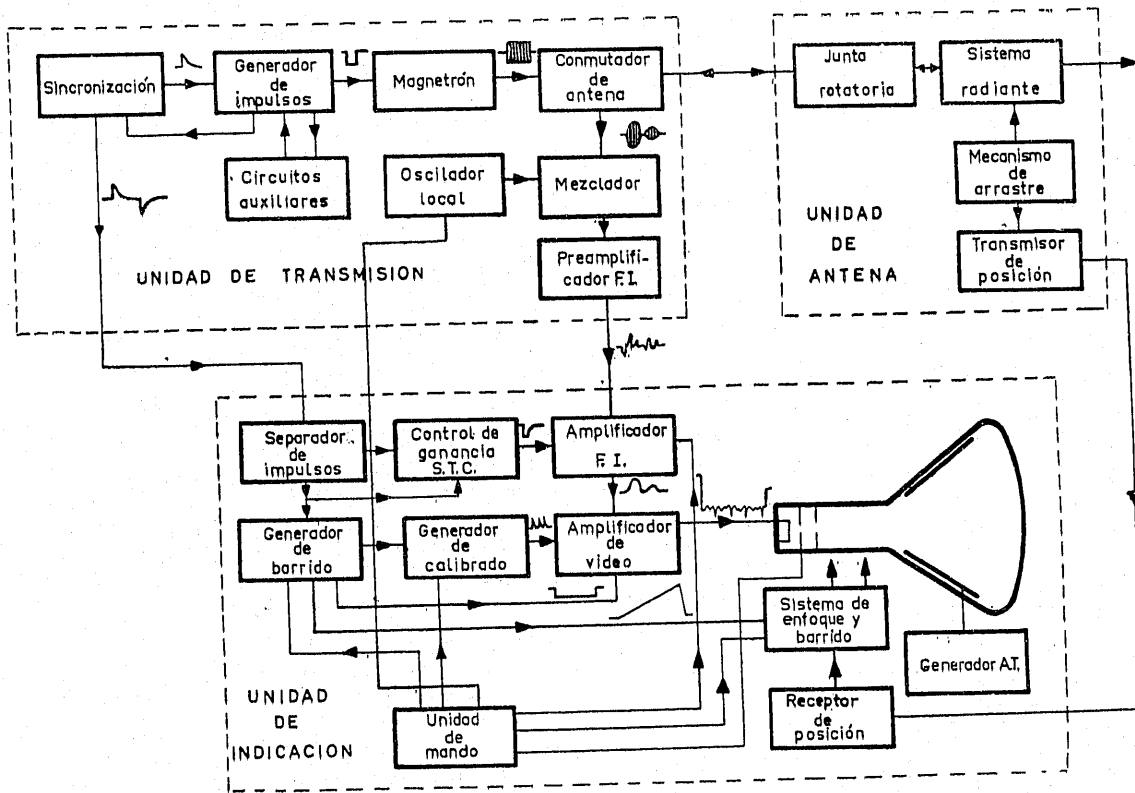


Figura 1.<sup>a</sup>

ne la particularidad de requerir un solo cable coaxial para la transmisión de la señal de disparo, al cual se aplican los dos impulsos con polaridad opuesta. Para ello se hace uso de un oscilador de bloqueo auto-oscilante de tipo corriente, en cuyo circuito de rejilla se encuentra una combinación  $R-C$  que determina la frecuencia de repetición, permitiendo un ajuste de ésta (dentro de cierto margen) mediante una resistencia variable. Del cátodo del triodo oscilador se toma un impulso, coincidente con el intervalo en que por la válvula circula corriente, el cual se utiliza como impulso de sincronización adelantado.

La energía almacenada en forma de flujo magnético dentro del transformador que acopla los cir-

punto lo más cercano posible a la salida del impulso de potencia. Se toma, con este fin, una parte de la tensión aplicada al primario del transformador de impulsos.

Ambos impulsos de sincronización, el adelantado y el principal, se aplican ahora a una etapa de mezcla y salida, constituida por un doble triodo, cuyos dos ánodos se conectan a los dos primarios de un transformador. Cada uno de los dos impulsos se aplica a una de las secciones de la válvula, con polaridad tal que den lugar a un incremento de la corriente anódica. El transformador de salida se dispone de tal modo que la polaridad de uno de los impulsos queda invertida de modo que en el cable de sincroni-

zación las polaridades de los impulsos sean opuestas. Esto permite la separación de ambas señales en el indicador.

### III.1.2. Circuito generador de impulsos.

Los impulsos de potencia se generan en un circuito con líneas de retardo y tiratrón de hidrógeno, como es clásico en los equipos de radar. Sin embargo, con este tipo de circuito no es fácil obtener impulsos de duración tan breve como la requerida en nuestro caso. El rendimiento apetecido se ha conseguido mediante un diseño muy cuidadoso, no solamente de los elementos que constituyen el circuito, sino en particular en su distribución geométrica y del conexionado entre ellos. Como válvula de transmisión se seleccionó el magnetrón 725 A, de 40 Kw. de potencia de salida, que requiere una tensión de entrada de 12,5 Kv., con un consumo de 10 A durante el período de oscilación. El tiratrón de hidrógeno es del tipo 4C35, que admite una tensión de ánodo máxima de 8 Kv., valor que limita la tensión de carga de la línea artificial y determina la relación del transformador de impulsos, y con ello la impedancia de la línea de retardo.

El esquema fundamental del circuito empleado se muestra en la figura 2.<sup>a</sup>. Aunque su modo de operación es conocido para cuantos están familiarizados con la técnica del radar, vamos a dar una breve explicación de su funcionamiento.

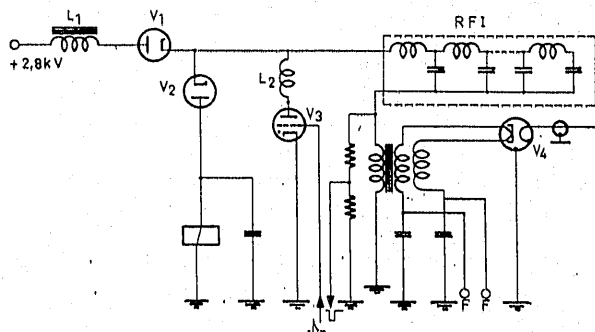


Figura 2.<sup>a</sup>

Elemento fundamental para la determinación de la duración del impulso es la red formadora de impulsos o línea artificial  $RPI$ , circuito equivalente a un trozo de línea de transmisión homogénea de impedancia característica  $Z = 50 \Omega$ , en nuestro caso, y terminada en un extremo por una impedancia infinita. Este elemento se calcula de modo que el tiempo de tránsito de una señal entre sus extremos sea igual a la mitad de la duración de impulso deseada, lo que obliga a emplear autoinducciones y capacidades concentradas dispuestas de modo similar a las distribuidas de las líneas de transmisión. A través de la autoinducción  $L_1$ —que con la capacidad de la línea forma un circuito oscilante cuya frecuencia de resonancia

debe ser superior a la mitad de la frecuencia de repetición—, los condensadores de la red formadora de impulsos se cargan a una tensión de + 5 Kv., aproximadamente doble de la tensión continua en la fuente de alimentación.

El diodo  $V_1$  impide que una vez alcanzada dicha tensión la línea vuelva a descargarse. Si en este estado se aplica el impulso disparador procedente del circuito de sincronización a la rejilla del tiratrón de hidrógeno  $V_3$ , la ionización del gas en esta válvula hace que empiece a circular corriente por ella, cayendo la tensión de ánodo a un valor muy bajo. El tiratrón es entonces equivalente a un cortocircuito, por lo que, a partir de este instante, el primario del transformador de impulsos queda conectado entre las bornas de la línea. Esta equivale, en los momentos iniciales, a un generador de tensión con  $fem$ , igual a la tensión de carga de 5 Kv., y resistencia interna equivalente a la impedancia característica de  $50 \Omega$ , y si el transformador de impulsos se diseña de modo que en su primario aparezca también una impedancia de  $50 \Omega$ , la  $fem$  de la línea se divide en partes iguales y encontraremos tensiones de 2,5 Kv. entre las bornas de la línea y entre las del transformador. La disminución brusca de la tensión en la entrada de la línea artificial da lugar a una onda que se propaga a lo largo de aquéllas; es reflejada en su extremo opuesto, conservando su signo, y, finalmente, vuelve a alcanzar el principio, quedando entonces la línea descargada y llegando a su fin el impulso aplicado al transformador. Dado que la tensión y la corriente requeridas en el cátodo del magnetrón corresponden a una resistencia de entrada de  $1,25 \text{ Kv } \Omega$ , un sencillo cálculo demuestra que las relaciones de impedancias y de tensiones se cumplen para una relación de transformación de 1 a 5.

Para obtener el impulso de sincronización principal se dispone un divisor de tensión, de resistencias, en paralelo con el primario del transformador de impulsos. La autoinducción  $L_2$  tiene la misión de atenuar las oscilaciones irregulares que suelen aparecer en la descarga del tiratrón  $V_2$ . Tiene gran importancia la disposición física de los elementos, ya que, con impulsos tan breves como los exigidos en nuestro caso, las impedancias parásitas del conexionado pueden ser muy perjudiciales. En el circuito de descarga de la línea, de baja impedancia, se deben evitar las conexiones largas y las equivalentes a espiras de gran superficie para evitar efectos inductivos, mientras que en el secundario del transformador de impulsos hay que atender, principalmente, a las capacidades parásitas.

### III.1.3. Transformador de impulsos.

Las condiciones extremadamente duras que debe cumplir el transformador de impulsos hacen que éste sea el elemento de más difícil realización del circuito de modulación. En efecto, ha de ser capaz de su-

ministrar en el secundario una tensión muy elevada, lo que exige un aislamiento fuerte; la deformación del impulso ha de ser mínima, exigencia equivalente a que la inductancia de dispersión y la capacidad distribuida sean reducidas y la inductancia del primario suficientemente alta; también es necesario bobinar el secundario con hilo doble, de sección suficiente para soportar la corriente de caldeo del magnetrón, ya que el filamento de éste debe ser alimentado en la forma indicada en la figura 2.<sup>o</sup>. Por otra parte, la brevedad del impulso impide el uso de chapa magnética, incluso con la más delgada laminación que se encuentra en el mercado (gruesos de 0,05 mm.), obligando a recurrir a núcleos de ferrita.

El equipo hace uso de un transformador con núcleo de ferroxcube, tipo III A, con seis espiras en el primario y 28 en el secundario. Los arrollamientos tienen una disposición especial y requieren un bobinado cuidadoso. El arrollamiento se impregna en resina etoxilínica "Aaraldit", para asegurar el aislamiento requerido.

#### III.1.4. Circuitos auxiliares.

La seguridad de funcionamiento del modulador exige la presencia de dos sistemas auxiliares: el de retardo de la alta tensión y el de protección del magnetrón. El primero viene impuesto por el hecho de que el tiratrón de hidrógeno y el magnetrón contienen cátodos de gran inercia térmica, que necesitan un tiempo de caldeo para alcanzar la temperatura de trabajo de varios minutos. Puesto que la aplicación de alta tensión a estas válvulas en condiciones de temperatura de cátodo deficiente les es perjudicial, es preciso asegurarse de que la tensión de alimentación es conectada con un retraso, con relación a la aplicación de la tensión de caldeo, suficiente. Con este objeto se emplea un pequeño tiratrón de gas noble, en cuyo circuito de ánodo se ha dispuesto un relé que, al ser activado, conecta el primario del transformador de alta tensión. Se conecta la válvula de modo que, en el instante de ponerse en marcha el equipo, la rejilla quede a tensión negativa con relación al cátodo. A partir de este momento la tensión de rejilla tiende a un valor más positivo. La rapidez de esta subida de tensión se ajusta de tal modo que a los cuatro minutos se alcance una tensión que permita la ionización del tiratrón, quedando así el relé activado y conectada la alta tensión que alimenta el modulador.

El segundo circuito auxiliar responde al hecho de que, con relativa frecuencia, se producen entre cátodo y ánodo del magnetrón chispas que le pueden deteriorar en caso de repetición frecuente, pero que suelen cesar si se interrumpe rápidamente la tensión aplicada. Estas descargas reducen la impedancia de entrada del magnetrón y, por consiguiente, la impedancia que presenta a la línea artificial el primario del transformador de impulsos, con lo que las condiciones

de descarga de aquélla quedan alteradas en el sentido de que al terminar el impulso principal la línea queda con una carga residual de signo negativo. Esta circunstancia se aprovecha disponiendo el diodo  $V_2$  (figura 2.<sup>o</sup>) con tal polaridad, que a través de él se neutraliza la carga residual.

En el circuito de ánodo de  $V_2$  se encuentra el bobinado de un relé, que es activado así siempre que en el magnetrón se producen descargas, desconectando la alta tensión y quedando de nuevo desactivado en cuanto ésta cesa. Si al surgir de nuevo la tensión, la descarga ha desaparecido, el circuito continúa su operación normal y, en caso contrario, el relé actúa repetidamente. En este proceso se limita mediante un circuito con tiratrón, similar al de retardo, al que llegan impulsos de corriente cada vez que el relé esté activado a través de un contacto de éste. Dichos impulsos van cargando positivamente un condensador conectado a la rejilla hasta que el tiratrón quede ionizado. Un relé intercalado en su circuito de ánodo desconecta entonces la alta tensión de modo definitivo, y una revisión del equipo se hace en este caso necesaria.

#### III.2. ELEMENTOS CENTIMÉTRICOS.

Activado el magnetrón, se obtienen a su salida paquetes de ondas, es decir, impulsos con la anchura y la frecuencia de repetición previstas. La energía de estos impulsos corresponde a la región de las microondas—en nuestro equipo a una longitud de onda de 3,20 cm.—y ha de ser conducida con el mínimo de pérdidas a la antena para su radiación. La conducción en estas frecuencias se realiza por conductores huecos (guías de onda), y a ello responde la llamada *parte centimétrica* del equipo, cuyos elementos fundamentales son: el conmutador electrónico de antena, la junta rotatoria, el sistema radiante y el conversor de frecuencia, así como algunos otros órganos auxiliares.

##### III.2.1. Conmutador electrónico de antena.

En los equipos de radar que trabajan en régimen de impulsos, una sola antena se emplea para la emisión y para la recepción de forma que durante la emisión de aquéllos la antena trabaja como emisora desconectada del receptor, mientras que durante el intervalo entre impulsos sucesivos la parte receptora es la activa, desconectándose entonces el emisor. Se comprende, pues, la necesidad de un conmutador que conecte y aisle en cada caso las partes activa e inactiva, respectivamente. Como el período de actividad del magnetrón es normalmente del orden del microsegundo y el de inactividad del orden del milisegundo, se ve también la imposibilidad de usar conmutadores mecánicos, habiéndose de recurrir necesariamente a los electrónicos. En la región de las mi-

croondas, en las que la transmisión se hace, como se ha dicho, mediante guías de onda, esta conmutación se realiza con la ayuda de tubos especiales, conocidos como tubos *TR*. Trátase simplemente de una cavidad llena con mezcla de gases en forma tal, que cuando sobre ella incide la alta energía del magnetrón se produce la ionización del gas y la cavidad se convierte en un cortocircuito, mientras que con señales débiles tal ionización no se produce, y entonces si la cavidad está sintonizada con la frecuencia de emisión, toda la energía pasa a través del tubo *TR*.

El conjunto que realiza esta función es lo que en la literatura inglesa se denomina *duplexer*, y nosotros llamaremos *conmutador electrónico de antena*, refiriéndonos concretamente a nuestro caso.

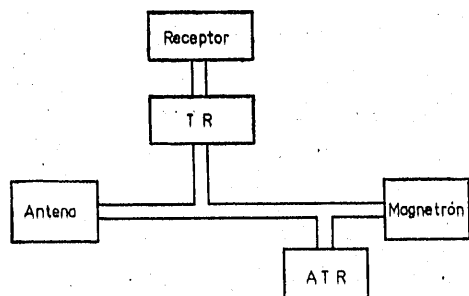


Figura 3.<sup>a</sup>

Este conmutador electrónico hace uso de dos tubos del tipo descrito, uno *TR* y otro *ATR*, montados tal como se muestra esquemáticamente en la figura 3.<sup>a</sup>. El conjunto, en líneas generales, trabaja de la siguiente manera: Durante el período de emisión, la gran energía del magnetrón produce la descarga de los tubos *ATR* y *TR*, de tal suerte que gracias a una colocación conveniente de éstos, la impedancia vista desde el magnetrón es igual a la impedancia característica de la línea; el receptor queda, a la vez, completamente cerrado durante este período. En el período de recepción, es decir, en el intervalo entre dos impulsos sucesivos, la impedancia del tubo *ATR* ha de ser tal, que el conjunto de esta impedancia y la de la *T* sobre la cual va incorporado, vista desde la antena, presenta un valor imaginario, cualquiera que sea la impedancia del magnetrón, con la cual toda la energía pasará al receptor si la posición relativa se ha fijado previamente de modo adecuado para que el conjunto, visto desde la antena, esté adaptado. En nuestro equipo los tubos *ATR* y *TR* están, como se ve en la figura, montados en derivación mediante un elemento de guía de ondas en *T* y una adecuada disposición de aquéllos.

En la parte de recepción los brazos de la *T* forman un ángulo de  $120^\circ$ , en vez de  $90^\circ$ , para aprovechar las ventajas que se derivan de un mayor grado de simetría y lograr la transmisión completa de la

potencia entre los dos brazos cuando se coloca en posición correcta un cortocircuito en el tercero (\*).

El tubo *TR* es tipo Philips 56031, sintonizable mediante una cavidad incorporada. Dispone de un electrodo especial, al que se da una tensión conveniente con el fin de mantener cierta ionización residual, consiguiéndose así que el tiempo de encendido sea lo más breve posible, con lo que se protegen los cristales contra los impulsos de gran potencia. Una vez que ha pasado el impulso y tan pronto como sea posible, el tubo ha de quedar en circuito abierto para poder detectar los ecos de los blancos más próximos. El tubo *ATR* también es Philips 56030 de sintonía fija, colocado sobre la guía mediante un soporte especial.

### III.2.2. Junta rotatoria.

El hecho de que el sistema radiante haya de estar en movimiento de rotación continuo para la exploración supone la necesidad de un acoplamiento especial entre la parte fija y la móvil del equipo: Hay que pasar de una guía de ondas rectangular fija a otra con movimiento de giro, sin que el ángulo afecte a las características eléctricas de la propagación. Inmediatamente se comprende que entre ambas guías ha de existir un elemento que presente simetría de revolución, no sólo mecánica, sino también eléctrica. Este elemento es la junta rotatoria, la cual, en nuestro equipo, consiste en un trozo de guía coaxil, en el que se propaga el modo fundamental *TEM*, con simetría de revolución.

El problema técnico es el paso del modo *TE<sub>10</sub>* en guía rectangular, al modo *TEM* en guía coaxil y, recíprocamente, con una buena adaptación en ambas direcciones, independiente de la posición relativa de las guías de entrada y de salida, es decir, del ángulo de giro. Estas características habrán, por otra parte, de conseguirse en una banda de anchura aceptable.

La junta rotatoria de nuestro equipo realiza primero la transición de guía rectangular a coaxil y después el paso contrario. El primero se hace con transición tipo "crossbar" y el segundo mediante una sonda terminada en superficie esférica, como muestra la figura 4.<sup>a</sup>. La primera de estas transiciones consiste sencillamente en una barra cruzada al través de la dimensión mayor de la guía rectangular fija, que soporta a su vez el conductor central de la línea coaxil, rematado en su otro extremo en la sonda esférica, cuya profundidad en la guía móvil es muy crítica. El sistema asegura la sujeción del conductor

(\*) También existe la razón de que el ancho de banda de la *T* de  $120^\circ$  supera al de la *T* de  $90^\circ$ . Este y otros extremos de la cuestión han sido estudiados, teórica y experimentalmente, por el Instituto, sin que sea oportuno, dado el carácter meramente descriptivo de este artículo, entrar aquí en detalles que ya han sido recogidos con minuciosidad en una Memoria Técnica del INE.

central sin necesidad de recurrir a soportes dieléctricos o de otro tipo, lo que hubiera supuesto la desventaja de reducir la capacidad de transmisión de potencia y la anchura de banda y otras complicaciones de tipo mecánico.

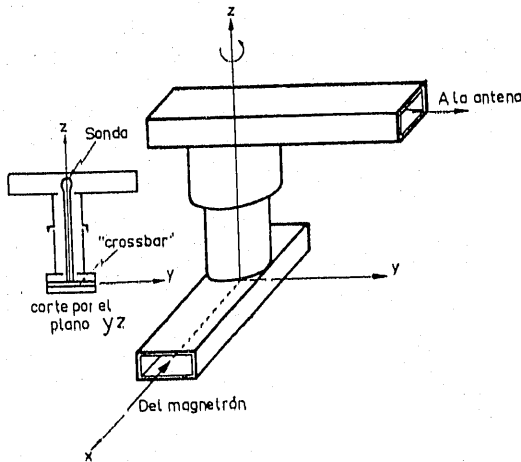


Figura 4.<sup>a</sup>

El trabajo experimental en la realización de esta junta consistió principalmente en la determinación de los distintos parámetros—posición del pasador transversal (*crossbar*), penetración de la sonda y posiciones de los cortocircuitos—, con el fin de lograr una buena adaptación en ambos sentidos y un adecuado ancho de banda. Una adaptación final del conjunto se consigue mediante un iris inductivo (\*).

### III.2.3. Sistema radiante.

El sistema radiante tiene por objeto concentrar la energía de las microondas en un haz que cumpla la misión particular a que se destina el radar.

En el estudio general del nuestro, llegamos a la conclusión de que necesitaría una anchura horizontal de haz de  $0,6^\circ$ , que viene, según vemos, impuesta por la resolución azimutal. En cuanto a la vertical, nada crítica en este caso, se fijó en  $10^\circ$ , por ser normal en este tipo de equipos.

Otra condición necesaria es que el nivel de los lóbulos secundarios sea suficientemente bajo con respecto al del lóbulo principal. Cuando esto no sucede, la energía radiada en direcciones distintas de la principal puede dar lugar a que, procedente de direcciones que no coinciden con la real de la antena, se reciban ecos que confundan al operador. Lo ideal sería que no hubiera más que un lóbulo principal; más como esto es prácticamente imposible, se han establecido normas admisibles de tolerancia: dentro de un ángulo de  $10^\circ$ , centrado en el lóbulo principal,

(\*) También aquí omitimos detalles que están recogidos en la labor documental del Instituto, Memoria Técnica intitulada "Junta rotatoria de pequeña potencia".

el nivel de los lóbulos secundarios ha de estar, al menos, a 22 dB por debajo del principal, y el de los exteriores a dicho ángulo, a un mínimo de 25 dB.

Un haz de radiación de tales características se consigue mediante un radiador primario que lanza la energía sobre un reflector metálico parabólico. La forma y dimensiones de aquél y éste vienen impuestas por el diagrama de radiación que se pretende obtener. Considerando el problema desde el punto de vista de la óptica geométrica, el radiador primario irá colocado en el foco o línea focal de la antena, obteniéndose por reflexión un haz muy estrecho; la energía se reflejará entonces teóricamente, según una dirección única. Por otra parte, toda la emitida por el radiador primario debe incidir sobre el reflector. Por la sencillez de su construcción, por adaptarse bien a las exigencias del equipo y porque un estudio de diagramas de radiación así nos lo aconsejó, elegimos para este equipo un cornete de tipo piramidal.

Un reflector parabólico calculado por la fórmula usual en estos casos, conducía a una antena de altura comparable a la del cornete. Ello nos decidió a sustituir el reflector de tipo paraboloide de revolución por un cilindro parabólico de generatrices perpendiculares al plano horizontal. Los inconvenientes de esta solución se compensan con la sencillez de la construcción.

El contorno de la antena así realizada es la intersección del cono de radiación del radiador primario con el cilindro parabólico, y las características de este sistema radiante son:

Cilindro parabólico .....	<table border="0"> <tr> <td>Apertura plano E, 3,50 cm.</td> </tr> <tr> <td>Apertura plano H, 65 cm.</td> </tr> <tr> <td>Distancia focal, 100 cm.</td> </tr> </table>	Apertura plano E, 3,50 cm.	Apertura plano H, 65 cm.	Distancia focal, 100 cm.
Apertura plano E, 3,50 cm.				
Apertura plano H, 65 cm.				
Distancia focal, 100 cm.				
Cornete parabólico .....	<table border="0"> <tr> <td>Distancia focal, 12,6 cm.</td> </tr> <tr> <td>Apertura plano E, 1,73 cm.</td> </tr> <tr> <td>Apertura plano H, 15,78 cm.</td> </tr> </table>	Distancia focal, 12,6 cm.	Apertura plano E, 1,73 cm.	Apertura plano H, 15,78 cm.
Distancia focal, 12,6 cm.				
Apertura plano E, 1,73 cm.				
Apertura plano H, 15,78 cm.				
Diagrama .....	<table border="0"> <tr> <td>Horizontal, <math>0^\circ,6</math> a 3 dB.</td> </tr> <tr> <td>Vertical, <math>10^\circ</math> a 3 dB.</td> </tr> </table>	Horizontal, $0^\circ,6$ a 3 dB.	Vertical, $10^\circ$ a 3 dB.	
Horizontal, $0^\circ,6$ a 3 dB.				
Vertical, $10^\circ$ a 3 dB.				

### III.2.4. Convertidor de frecuencia.

Vimos en III.2.1 que durante el intervalo entre dos impulsos de emisión, el conmutador deja el equipo preparado para la recepción: los ecos recibidos en la antena, una vez que han pasado por el tubo TR, se aplican al circuito de entrada del receptor, y, después del proceso correspondiente, son registrados en la pantalla del indicador. Es en esta primera fase de la recepción donde el ruido ejerce su mayor influencia sobre la sensibilidad del receptor, por lo cual tiene importancia un cuidadoso diseño del circuito de entrada.

Con las frecuencias de las microondas, el sistema corriente consiste en aplicar las señales directamente a un circuito mezclador con detectores de cristal. En él se mezclan las señales recibidas con las de un osci-

lador local, sintonizado a 120 Mc. por debajo de la frecuencia del magnetrón, y en los terminales de salida se obtiene una señal con esta F.I. de 120 Mc., para, después de un proceso de amplificación y detección, aplicarla al tubo indicador. Fácilmente se comprende que el problema principal consiste en conseguir en el circuito de la primera rejilla la tensión máxima posible de señal y reducir al mínimo las distintas fuentes de ruido, y con el fin de eliminar el ruido introducido en el circuito de entrada por el oscilador local, se ha

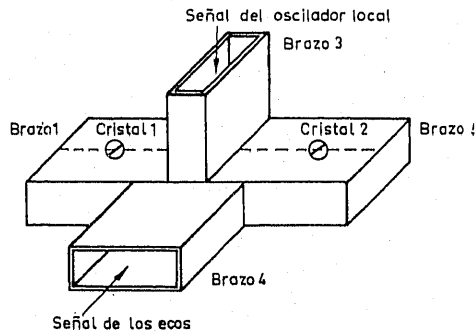


Figura 5.\*

hecho uso de un mezclador equilibrado que elimina automáticamente el ruido debido a la frecuencia intermedia del oscilador local. Se utiliza en este mezclador una  $T$  híbrida (fig. 5.\*), con los cristales colocados en los brazos 1 y 2, y es fácil ver que los ecos llegan a los cristales en concordancia de fase, mientras que las señales del oscilador local lo hacen en oposición.

### III.3. RECEPTOR INDICADOR.

Una vez recibidos los impulsos de eco por la antena y transformados en impulsos de frecuencia intermedia en el mezclador, hacen falta algunos procesos electrónicos para presentar al observador la información que aquéllos contienen en forma de una indicación del tipo "PPI". Los circuitos que realizan tales procesos se describen a continuación.

#### III.3.1. Cadena de amplificación.

La indicación visual que se desea obtener en la pantalla de imagen del equipo requiere que, en cada instante, el brillo del punto luminoso del tubo indicador sea, aproximadamente, proporcional a la intensidad de la señal de eco recibida. Esto se consigue aplicando entre el cátodo y el electrodo de Wehnelt del tubo una tensión moduladora proporcional a la onda recibida, la cual se obtiene por amplificación y rectificación de la tensión de frecuencia intermedia que aparece en los cristales mezcladores.

Las condiciones que deben exigirse a esta amplificación se definen esencialmente por dos valores: la

anchura de la banda de frecuencias amplificada y la ganancia total.

La primera se determina mediante un compromiso entre las exigencias de fidelidad de reproducción de los ecos recibidos — de la que depende la resolución radial — y las de máxima sensibilidad del receptor. En efecto, la transmisión de un impulso rectangular sin deformación exigiría, en teoría, una anchura de banda infinita, ya que toda limitación de aquélla origina un aumento de los tiempos de subida y de caída del impulso. Por otra parte, las perturbaciones — que para la banda de las microondas se reducen prácticamente a las fluctuaciones estadísticas generadas en la antena, en el mezclador y en las primeras etapas de amplificación — aumentan proporcionalmente al ancho de banda, lo que, junto con la dificultad técnica de realizar amplificadores de banda muy ancha, obliga a limitar ésta. La resolución de compromiso normalmente adoptada consiste en fijar la anchura de banda por la fórmula

$$B = \frac{1,5}{\tau}$$

siendo  $\tau$  la duración del impulso emitido por el equipo — igual a la del eco más breve que podemos esperar —, correspondiente a un obstáculo de extensión despreciable. Sustituyendo  $\tau$  por su valor de  $0,07 \mu s$ , resulta:  $B = 21 \text{ Mc./s.}$ , tomándose como valor práctico el de  $20 \text{ Mc./s.}$  Este alto valor de la anchura de banda obliga a elegir una frecuencia intermedia elevada, que en nuestro caso se fijó, como ya vimos, en  $120 \text{ Mc./s.}$

La ganancia queda determinada por la relación entre la tensión requerida para la modulación del haz de rayos catódicos y la mínima tensión detectable en la entrada del amplificador. La primera es del orden de los  $10 \text{ V.}$ , mientras que la segunda viene dada por las fluctuaciones estadísticas o ruido de fondo. La utilización óptima de la sensibilidad del receptor requiere que puedan detectarse ecos de intensidad igual, e incluso menor, que la de la fluctuación. Si suponemos, de acuerdo con esto, que con una tensión de señal salida de  $10 \text{ V.}$  obtenemos una relación señal a ruido igual a la unidad, la tensión correspondiente en la entrada del amplificador queda determinada por los valores del factor de ruido y de la pérdida de conversión en el mezclador.

El factor de ruido es sabido que se define como el cociente entre las relaciones de potencia de señal y potencia de ruido, en la entrada y en la salida del sistema, con la hipótesis de que el nivel de ruido en la entrada es igual al ruido térmico correspondiente a una temperatura de  $T_0 = 290^\circ \text{ K.}$  Se tiene, pues:

$$F = \frac{S_d/R_e}{S_s/R_s} = \frac{S_d/k T_0 B}{S_s/R_s}$$

En receptores con detectores de cristal para la



banda X se consiguen normalmente factores de ruido de unos 14 dB. Con este valor de  $F$ , haciendo  $S_s = R_s$  y sustituyendo los valores de  $B = 20,10^6$  c./s. y de  $k T_0 = 4,10^{-21}$  W./c./s., se obtiene una potencia de señal:

$$S_e = F \cdot k T_0 \cdot B = 10^{1,4} \cdot 4,10^{-21} \cdot 20,10^6 = 10^{1,4} \cdot 0,8,10^{-14} \text{ W.}$$

Un valor normal de la pérdida de conversión es 6 dB. Admitiendo este valor, a la entrada del amplificador quedará una potencia de señal:

$$S'_e = 10^{-0,6}; S_e = 10^{0,8} \cdot 0,8,10^{-13} \text{ W} \approx 5,10^{-13} \text{ W.}$$

Y teniendo ahora en cuenta que la impedancia de salida de los cristales mezcladores es aproximadamente de 300  $\Omega$ , a esta potencia corresponderá una tensión de señal:

$$U_e = \sqrt{300 \cdot 5,10^{-13}} \approx 12,10^{-6} \text{ V.}$$

De donde se deduce que la ganancia en tensión necesaria es:

$$G = \frac{U_s}{U_e} = \frac{10}{12 \cdot 10^{-6}} \approx 10^6,$$

que equivale a 120 dB. De este valor total se obtienen: 20 dB, en el preamplificador de F.I.; 80 dB, en el amplificador principal de F.I., y los 20 restantes, en el amplificador de "video".

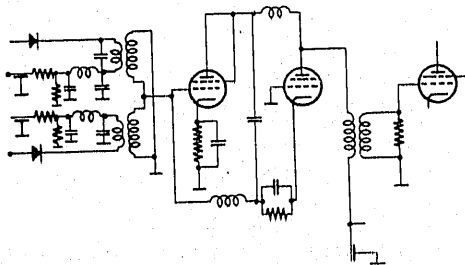


Figura 6.<sup>a</sup>

El paso de entrada del preamplificador está constituido por dos triodos, conectados en forma de circuito "cascode"; el ánodo de la primera válvula — a cuya rejilla se aplica la señal — se une a efectos de la alta frecuencia con el cátodo de la segunda, cuya rejilla se conecta a la masa y de cuyo ánodo se toma la tensión de salida. En la figura 6.<sup>a</sup> se muestra el esquema del circuito, que ofrece las ventajas de permitir una alta ganancia — equivalente a la de un paso amplificador con pentodo — sin presentar la fuente adicional de ruido que en los pentodos constituye la repartición de la corriente de cátodo entre rejilla-pantalla y ánodo. El acoplamiento con los cristales

mezcladores se hace a través de un transformador, que convierte las tensiones en contrafase obtenidas en aquéllos en una señal asimétrica referida a la masa, procurando al mismo tiempo una relación óptima de impedancias. El preamplificador se completa con un paso de diseño normal, cuya salida ataca a un cable coaxil que lleva la señal al amplificador principal.

Este último está constituido por 12 etapas, que emplean pentodos de alta frecuencia del tipo EF95, con acoplamiento inductivo de doble sintonía entre etapas. Los circuitos de rejilla de las etapas primera y tercera se unen a la salida del sistema "STC" (que se explica más adelante), y los de las etapas segunda y cuarta, a las del sistema manual de mando de ganancia, los cuales suministran polarizaciones negativas con las que, aprovechando la curvatura de las características de rejilla de las válvulas, se regula la amplificación. Entre las etapas 10 y 11 se deriva una parte de la señal para emplearla en un sistema de indicación de sintonía, el cual permite ajustar ésta, buscando la desviación adecuada de un microamperímetro. En la figura 7.<sup>a</sup> se representa el esquema de una de las etapas del amplificador.

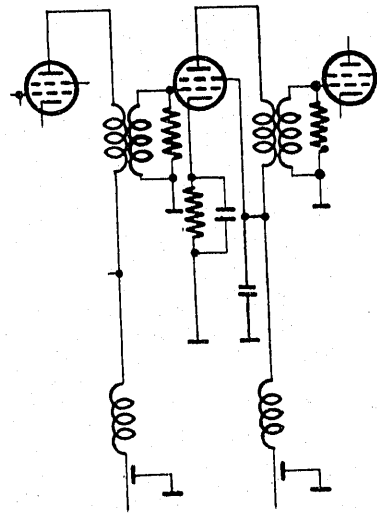


Figura 7.<sup>a</sup>

La tensión de salida del amplificador de F.I. es rectificadora y aplicada a la entrada del amplificador de "video" — formado por dos válvulas EF91 y una EL83 —, que presenta una banda de paso de 12 Mc. Este amplificador se utiliza, al mismo tiempo, para sumar a la señal, por una parte, un impulso de duración igual a la del barrido — necesario para dar la polarización adecuada al tubo de rayos catódicos, que normalmente está bloqueado — y, por otra, los impulsos marcadores de distancias procedentes del circuito de calibración. En la salida del amplificador, los impulsos de eco tienen polaridad negativa, siendo aplicados al cátodo del tubo de imagen.

### III.3.2. Sistema de control de ganancia "STC".

Si el receptor ha de tener una gran sensibilidad para poder detectar ecos de obstáculos lejanos, tal sensibilidad constituye una dificultad en la recepción de los ecos próximos de mucha mayor intensidad. En efecto, a distancias reducidas, cualquier pequeño objeto, y especialmente las crestas del oleaje, en el caso de un radar que explora la superficie del mar, dan lugar a ecos relativamente fuertes, capaces de saturar el receptor. La consecuencia de tal saturación sería que, en la parte central, de la pantalla, apareciese una mancha luminosa, en la que no habría posibilidad de distinguir los ecos de interés.

La solución de esta dificultad ha consistido en hacer que la ganancia del amplificador varíe con el tiempo, siendo mínima en el momento de la emisión del impulso y creciendo luego hasta alcanzar su valor máximo, después de un intervalo que se ajusta según las necesidades. El dispositivo electrónico que realiza esta función se conoce, generalmente, con la denominación inglesa de "sensitivity time control" — que quizá nosotros debiéramos decir *control en tiempo de la sensibilidad* —, o bien con su abreviatura "STC".

Se obtiene el efecto deseado haciendo que un condensador, previamente cargado negativamente, se descargue a través de una resistencia, y aplicando la tensión de variación exponencial así obtenida, como polarización, a dos etapas del amplificador de F.I. La carga del condensador es aprovechada por el impulso de sincronización previo, generado en el modulador según se describió en III.1.1, mientras que la descarga se inicia coincidiendo con el impulso de disparo principal. Estos dos impulsos son separados previamente en un circuito que comprende un doble triodo, y la salida del impulso principal es utilizada también para disparar el generador de barrido y el de calibración.

### III.3.3. Sistema de desviación.

La reproducción visual de la información recogida por el radar requiere que a cada obstáculo reflejante le corresponda un punto brillante en la pantalla del tubo indicador; que esté separado del centro de aquella una longitud proporcional a la distancia real entre el equipo y el obstáculo — es decir, al tiempo transcurrido entre la emisión del impulso y la recepción del eco —, y que se encuentre, respecto al centro, en una dirección correspondiente a la que tiene en ese instante el haz de microondas emitido por la antena. Ello equivale a decir que el haz electrónico, cuya intensidad es modulada por los ecos recibidos, debe sufrir una desviación en una dirección correspondiente a la posición de la antena, de naturaleza tal que su amplitud varíe linealmente con el tiempo. En nuestro caso, esto se consigue mediante una bobina desviadora, animada de un movimiento de rotación alrededor del eje del

tubo sincronizado con el de la antena y por la cual circula una corriente en forma de diente de sierra.

En la figura 8.<sup>a</sup> se representa un esquema de principio del generador de corriente de barrido. La salida de un amplificador de alta ganancia, A, ataca a la rejilla del pentodo de potencia  $V_2$ , en cuyo ánodo se encuentra la bobina de desviación  $L$ , en serie con la resistencia  $R_2$ , en la que se establece así una caída

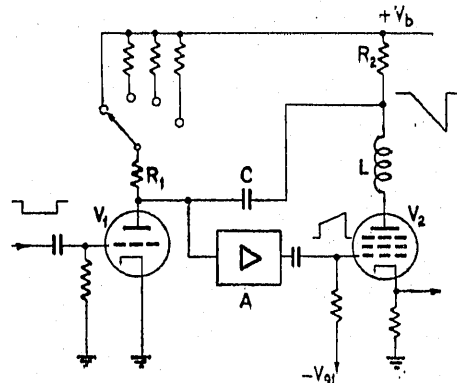


Figura 8.<sup>a</sup>

de tensión proporcional a la corriente. El condensador C introduce una realimentación negativa — del tipo comúnmente empleado en los amplificadores integradores — que asegura que la caída de tensión en  $R_2$  — y con ella la corriente desviadora — varíe linealmente siempre que la entrada del amplificador A se conecte a una tensión constante a través de una resistencia elevada en comparación con  $R_2$ , y que la ganancia en tensión entre la entrada de A y el extremo de  $R_2$  sea de signo negativo y de un valor absoluto considerable.

En condiciones de reposo, la válvula  $V_1$  conduce y mantiene una tensión baja en la entrada del amplificador. El sincronismo con la emisión del impulso de radiofrecuencia, en la rejilla de  $V_1$  aparece una tensión negativa que bloquea a la válvula, y a partir de este momento, la resistencia  $R_1$  queda intercalada entre la tensión positiva de alimentación y la entrada de A, iniciándose un crecimiento lineal de la corriente en  $V_2$ . La velocidad de este crecimiento es inversamente proporcional al producto  $R_1 C$ , y para ajustarla a los valores requeridos por los distintos márgenes de distancia se conectan resistencias adecuadas en serie con  $R_1$  mediante el conmutador de márgenes.

La desviación debe cesar en el momento en que el haz electrónico alcance la periferia del tubo indicador. Con este fin, se toma en el cátodo de  $V_2$  una tensión proporcional a la corriente desviadora, lo cual, al llegar a un valor convenientemente fijado, origina un impulso en un multivibrador, lo que, a su vez, provoca la terminación del impulso que ataca a la rejilla de  $V_1$  y a la vuelta del circuito a su estado de reposo. Impulsos de igual duración se toman de otros dos puntos del circuito: uno, para mezclarlo con

la señal en el amplificador de "video", como ya se mencionó, y otro, con el fin de atacar al generador de calibración.

La bobina de desviación es de la forma normal en los sistemas de desviación magnética, y no posee núcleo magnético. Una impregnación en resina sintética "Araldit", garantiza su resistencia a las elevadas sobretensiones que pueden producirse en ella en el caso de barridos muy rápidos, dándole al mismo tiempo rigidez mecánica.

Para la sincronización entre los movimientos de la antena y de la bobina de desviación se emplea un sistema de transmisión de posiciones del tipo "selsyn", formado por un elemento transmisor en la unidad de antena y un elemento receptor en la unidad de indicación. Estos elementos son productos comerciales y no entraremos en su descripción. Sin embargo, la precisión exigida en la transmisión de la posición obliga a introducir una multiplicación de velocidad entre la antena y el transmisor "selsyn", de tal modo, que una revolución completa de éste corresponda a un ángulo de giro de la antena de  $10^\circ$  solamente. Como el sistema "selsyn" tan sólo puede transmitir su posición angular momentánea, ello significa que a cada estado del sistema transmisor pueden corresponder 36 posiciones de la antena. Para eliminar esta inseguridad fué preciso recurrir a un sistema de sincronización. Una leva solidaria de la antena, de anchura correspondiente a  $10^\circ$ , abre un contacto que se encuentra en serie con otro que cierra otra leva solidaria de la bobina de desviación, cuya anchura corresponde a un ángulo de  $6^\circ$ . Un relé se activa cuando ambos contactos están cerrados simultáneamente, cortando la transmisión de las posiciones y frenando al elemento receptor. De este modo, la transmisión sólo puede tener lugar cuando las dos levas actúan al mismo tiempo, en cuyo caso el relé no quedará excitado en ningún momento; si ocurre lo contrario, la bobina queda parada en el momento de cerrarse el contacto por la acción de la leva unida



Fig. 9. — Imagen P.P.I. del puerto de Barcelona, en el margen de 2,5 Km.

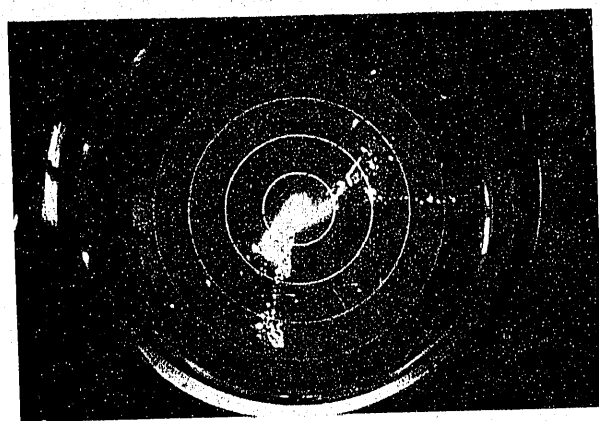


Fig. 10. — La misma imagen, en el margen de 10 Km.

a ella, y volverá a iniciar su rotación al alcanzar la antena la posición en que se abre el segundo contacto.

### III.3.4. Circuito de calibración.

Ya que una de las funciones del equipo es la determinación de las distancias de los blancos en observación, se hace preciso que disponga de una escala calibrada que permita la medida de dicha distancia con una precisión que depende de la misión particular del equipo. En el que es objeto de esta descripción no se requiere una medida muy exacta, por lo cual es suficiente generar sobre la pantalla marcas de distancia que aparecen en forma de anillos concéntricos, y cada uno de los cuales corresponde a una separación determinada.

Estas marcas se generan en un oscilador de frecuencia estable y ajustada al valor de la separación deseada entre dos de ellas. Se utiliza para esto un circuito oscilador "Hartley", cuyas oscilaciones son iniciadas bruscamente al bloquearse una válvula que, en condiciones de reposo, amortigua el circuito oscilante. La onda sinusoidal obtenida se transforma, mediante amplificación, limitación y diferenciación, en impulsos que sincronizan un oscilador de bloqueo, y la tensión de salida de éste se añade, en el amplificador de "video", a los ecos recibidos. Según el margen de distancias empleado, la separación entre estas marcas es de 0,2, 0,5, 1 ó 2 kilómetros.

### III.3.5. Alimentación.

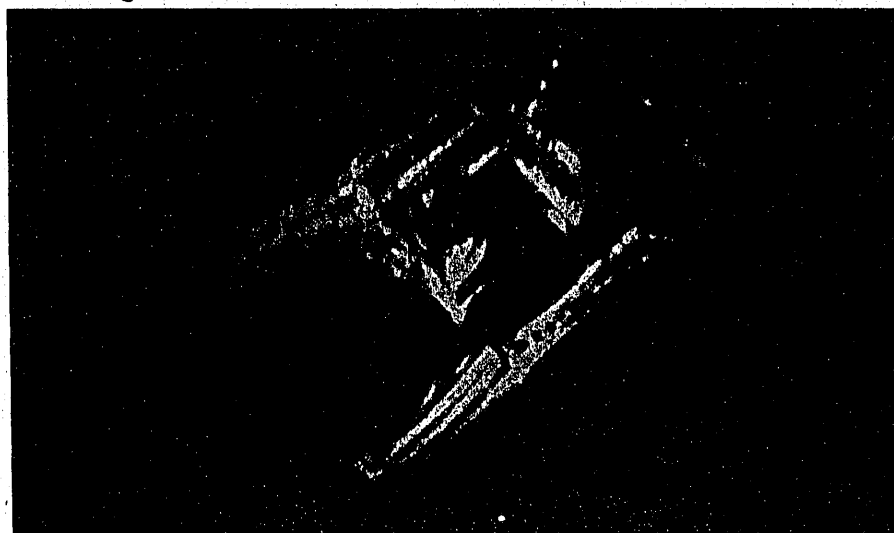
Los circuitos del equipo se alimentan mediante tensiones alternas y continuas de diversos valores, las cuales se obtienen a partir de una red de 220 V. y 50 c./s., por transformación y rectificación. Los elementos, que para su correcto funcionamiento necesitan voltajes de valor muy constante, se alimentan con tensiones estabilizadas, mediante los conocidos circuitos con tubos estabilizadores de gas y válvulas de vacío.

Un problema especial plantea la alimentación del tubo indicador, pues la excitación adecuada de su pantalla fluorescente exige que los electrones incidan sobre ella con gran energía cinética. Esto obliga a generar una tensión de unos 10 V., libre de las oscilaciones residuales a que suele dar lugar un filtrado insuficiente. Para ello se hace uso de un pentodo de potencia, del tipo PL-81, conectado como oscilador de bloqueo. La tensión de los impulsos así generados se eleva en un autotransformador de muy alta tensión para obtener, mediante un diodo rectificador y una célula de filtro, el potencial requerido.

### III.3.6. Tubo indicador.

Se utiliza como tal un tubo de rayos catódicos realizado en los laboratorios de Alto Vacío del Instituto, con pantalla de 36 cm. de diámetro, cañón acelerador electrostático y enfoque y desviación magnéticos. En su diseño se ha buscado, especialmente, obtener una gran pendiente, es decir, una luminosidad suficiente con baja tensión de señal.

La pantalla fluorescente está formada por una sola capa de fósforo, que emite luz de color naranja. La remanencia es suficientemente elevada para que la luminosidad pueda observarse por lo menos durante un ciclo completo de exploración. Por el interior del tubo, la pantalla va cubierta de una fina capa de aluminio evaporado, que aumenta la luminosidad al reflejar la luz, que en otro caso se perdería, y protege al mismo tiempo la pantalla contra el impacto de iones del gas residual del tubo.



En la figura que se reproduce más arriba puede apreciarse la imagen P.P.I. del puerto, obtenida en el margen de 1 kilómetro, y las figuras 9.<sup>a</sup> y 10 dan la misma imagen en los márgenes 2,5 y 10 kilómetros, respectivamente. En las dos primeras se observa la

### III.3.7. Panel de mandos.

Los órganos de mando se han dispuesto en la parte frontal del panel de indicación, y debajo de la pantalla de imagen. Los distintos botones corresponden a los mandos de sintonía del receptor, brillo de la imagen, intensidad de los anillos de distancia, enfoque de la imagen y ganancia del receptor, al conmutador de imágenes y a los interruptores general y de movimiento de antena.

Se ha previsto una escala de direcciones dividida en grados, que puede ser iluminada con brillo regulable y sobre la que se lee la marcación del blanco mediante un índice grabado sobre un disco transparente giratorio, situado sobre la pantalla.

## VI. Pruebas finales y resultados obtenidos.

Después de un período de primeros ensayos en la Ciudad Universitaria de Madrid, el equipo RX40/M11 fué instalado en el puerto de Barcelona, con el fin de estudiar directamente su rendimiento como radar de puerto. Se comprobó que el equipo trabaja correctamente y es capaz de detectar y localizar, con buena resolución, las embarcaciones que se encuentran dentro de su alcance. Los barcos de cascos metálicos se observan perfectamente hasta la distancia de 10 kilómetros, y las embarcaciones menores y boyas aparecen, según su tamaño, hasta la distancia de varios kilómetros. En particular, se puede observar perfectamente el movimiento de embarcaciones de cualquier tamaño en el puerto y los alrededores de su entrada, siempre, naturalmente, que no queden ocultas por muelles, edificios u otros barcos.

entrada y el interior del puerto, con el rompeolas en la dirección que va del tercer al primer cuadrante; el faro de la punta, destacado en su extremo, y varias embarcaciones. En la última aparecen en el primer cuadrante dos barcos alejándose del puerto, a las distancias aproximadas de 6 y 8 kilómetros.