

# **Universidad Nacional de Ingeniería**

## **Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica**



**ANALISIS Y SIMULACION DE LA TARJETA PROGRAMADORA**

**DE AGILIDAD DE FRECUENCIA DE UN RADAR**

**DE BUSQUEDA**

**Titulación por Examen Profesional**

**Para optar el Título de**

**INGENIERO ELECTRONICO**

***ANDRES ALBERTO ORELLANA BELASQUEZ***

**Lima - Perú**

**1996**

A Dios Padre,  
infinitamente misericordioso.

A Dios Hijo,  
maestro verdadero.

A Dios Espíritu Santo,  
fuente de sabiduría y Verdad.

A la Virgen María,  
Madre nuestra  
por su permanente intersección  
por nosotros.

A mis padres,  
por su amor, apoyo y  
preocupación permanente.



A mi novia,  
Graciela Lourdes  
siempre cerca,  
siempre presente,  
siempre amada.

## **SUMARIO**

El presente trabajo muestra el desarrollo de un Simulador de agilidad de frecuencia de un radar de búsqueda, a utilizarse para el dictado del Curso de Análisis de Sistemas de Radar del Centro de Entrenamiento Naval.

Este proyecto se desarrolló en dos etapas: en la primera, se realizó un Análisis de los Sistemas de Radar, que permitió determinar los bloques mínimos necesarios para la simulación. En la segunda etapa se hizo la adquisición de los componentes y la puesta en funcionamiento y prueba del equipo.

Los resultados obtenidos, han permitido mejorar el nivel de capacitación y entrenamiento del personal Superior y Subalterno de la Institución en los cursos de Sistemas de Radar, reduciendo los costos en la adquisición de módulos y simuladores de los Centros de Instrucción.

**Análisis y Simulación de la  
Tarjeta Programadora de Agilidad de Frecuencia  
de un Radar de Búsqueda**

**TITULO : Análisis y Simulación de la Tarjeta Programadora de  
Agilidad de Frecuencia de un Radar de Búsqueda.**

**AUTOR : Andrés ORELLANA Belásquez**

**PARA OPTAR EL**

**TITULO DE : Ingeniero Electrónico**

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA**

**LIMA - PERÚ**

**1996**

**El presente informe se ha dividido en los siguientes capítulos:**

**Capítulo I: En este capítulo, denominado "Fundamentos Teóricos", se hace una presentación de los conceptos utilizados durante el proyecto. En la primera parte se define lo que es un radar, se hace una clasificación de los diferentes tipos de radares que existen. También se presenta la ecuación del radar y en base a ella se mencionan algunos de los factores que influyen en el funcionamiento de los radares. Asimismo se presenta para su mayor comprensión un diagrama de bloques de un radar, mostrando los bloques más importantes.**

**En la segunda parte de este capítulo se expone como se origina la característica de Agilidad de Frecuencia, en que consiste y cuales son los principales métodos para su generación.**

**Capítulo II: En este capítulo se muestran las etapas del desarrollo del proyecto. En primer lugar se enuncia el objetivo del proyecto y luego los pasos seguidos para su implementación, el Análisis de los sistemas de radar existentes y la Simulación del Sistema, para finalmente mostrar los costos de la implementación.**

**El informe termina con las Conclusiones obtenidas al desarrollar este proyecto, el Apéndice donde se coloca el material de referencia de la misma, Manual de Principios de Radar, Información Técnica y Bibliografía utilizada.**

# INDICE

PRÓLOGO .....	1
CAPITULO I	
FUNDAMENTOS TEORICOS .....	3
1.1 El radar .....	3
1.1.1 Definición .....	3
1.1.2 Tipos de radar .....	5
1.1.3 La ecuación del radar .....	7
1.1.4 Diagrama de bloques de un radar .....	8
1.2 Agilidad de frecuencia .....	10
1.2.1 Origen .....	10
1.2.2 Definición .....	11
1.2.3 Métodos de generación de la agilidad de frecuencia. ....	12
CAPITULO II	
DESCRIPCION DEL PROYECTO .....	14
2.1 Introducción .....	14
2.2 Objetivo .....	15
2.3 Implementación .....	15

XI

2.3.1	Análisis del sistema . . . . .	15
2.3.2	Simulación del sistema . . . . .	23
2.4	Costos . . . . .	25
	Conclusiones . . . . .	27
	Apéndice A-1	
	Manual de principios de radar . . . . .	29
	Apéndice A-2	
	Información técnica . . . . .	148
	Bibliografía . . . . .	160

## **PROLOGO**

**El Centro de Entrenamiento Naval, es un organismo dependiente de la Dirección de Instrucción de la Marina de Guerra del Perú, que tiene la responsabilidad del entrenamiento del Personal Superior, Subalterno y Civil que conforma las dotaciones de sus Unidades y Dependencias.**

**Este proyecto tiene la particularidad de haber sido desarrollado con la preocupación de resolver las necesidades de equipamiento para los Cursos de Análisis de Sistemas de Radar.**

**Durante su primera etapa y gracias al apoyo del Comando, se logró las facilidades para visitar las Unidades y Dependencias que cuentan con Sistemas de Radares para conocer su funcionamiento y efectuar el análisis correspondiente.**

**En las etapas siguientes, la crisis económica, especialmente la iniciada en la segunda mitad de 1990, impidió que la implementación total planteada en el proyecto inicial se logrará, requiriendo de algunas variantes, pero que en ningún momento nos hicieron variar nuestro objetivo.**

**En su etapa de implementación, merecen un especial agradecimiento los encargados del Laboratorio de Técnicas Aplicadas que fueron los que brindaron el apoyo y los equipos necesarios.**



**Finalmente, mi agradecimiento a mis colegas profesores del Centro de Entrenamiento Naval y del Centro de Instrucción Técnica Naval por el apoyo desinteresado que me brindaron y a mis alumnos Oficiales Superiores y Subalternos, Técnicos y Oficiales de Mar quienes compartieron su experiencia de años a través de las aulas de clase.**

**Hago también extensivo este agradecimiento a mi Alma Mater, la Universidad Nacional de Ingeniería donde me formé y desarrollé no sólo como profesional en la rama de Ingeniería sino como docente.**

## **CAPITULO I FUNDAMENTOS TEORICOS**

### **1.1 El radar**

#### **1.1.1 Definición**

La palabra radar procede de su primitiva denominación inglesa "Radio Detection and Ranging". El Radar es un sistema de Detección y Medida de distancia, detectar es poner de manifiesto por medios físicos lo que no puede ser observado directamente, de allí que podemos decir con más propiedad que es un medio para detectar un objeto (blanco) y estimar parámetros relativos al mismo: distancia, velocidad, posición angular, forma, etc.

Un sistema de radar básico consiste en una unidad transmisora, un antena transmisora, una antena receptora y una unidad de detección o receptora, tal como se aprecia en la figura 1.

La unidad transmisora emite una radiación electromagnética que es transmitida al espacio por medio de la antena transmisora. La energía transmitida choca contra el blanco y se refleja en todas las direcciones, retornando una parte de esta energía a la antena receptora. La energía recibida es enviada a la unidad receptora, donde luego de procesarse los datos, la unidad de presentación muestra las información respecto a la ubicación del blanco en el espacio, su dirección y su velocidad.

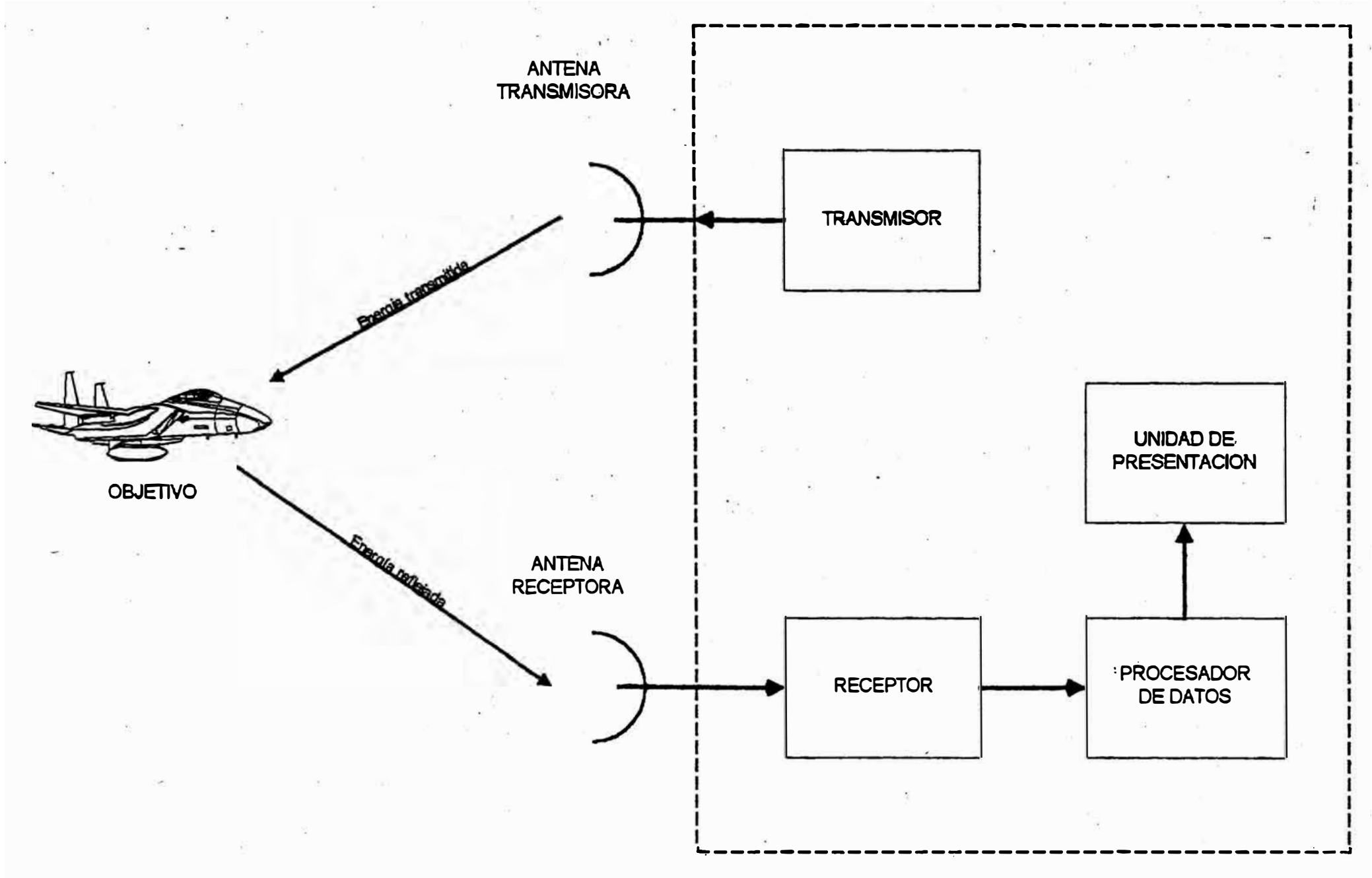


Figura 1. DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO DE UN SISTEMA DE RADAR

El principal problema de los primeros equipos de radar era que los blancos ocasionaban modificaciones en la impedancia de las antenas, dificultando la capacidad de detección del radar.

Al final de la década de los 30 y principios de los 40, Randell y Boot descubrieron el Magnetron, un tubo que emitía un corto pulso de frecuencia muy elevada. Este fue el nacimiento del Radar de Pulsos, que nos permitió, en primer lugar, reducir el tamaño de las antenas y en segundo lugar medir distancias contando el tiempo que transcurría entre la emisión de un pulso y la recepción del eco correspondiente.

Por ejemplo, si el blanco está a una distancia  $R$  del radar, el tiempo que demora el pulso en ir y regresar viene dado por:

$$T = \frac{2R}{c}$$

donde  $R$  = distancia al blanco y  $c$  = velocidad de la luz, de donde podemos obtener la distancia al blanco en función del tiempo

$$R = \frac{T \cdot c}{2}$$

Si  $c = 3 \times 10^8$  m/seg,  $R$  se mide en metros y  $T$  en segundos, tenemos que si esperamos 1 microsegundo luego de emitido el pulso, quiere decir que el blanco se encuentra a 150 m.

### 1.1.2 Tipos de radar

Los radares se pueden clasificar de diferentes formas, por ejemplo:

- a) De acuerdo a la señal emitida
  - Radares de onda continua
  - Radares de pulsos
- b) De acuerdo a la frecuencia
  - Radares de Banda L                    1 - 2 Ghz
  - Radares de Banda S                    2 - 4 Ghz
  - Radares de Banda S                    4 - 8 Ghz
  - Radares de Banda X                    8 - 12 Ghz
  - Radares de Banda Ku                    12 - 18 Ghz
- c) De acuerdo al uso
  - Radares metereológicos
  - Radares de navegación
  - Radares de Control Aéreo
  - Radares de Búsqueda o Vigilancia
  - Radares de Seguimiento o de Control de Tiro

Estas clasificaciones no son excluyentes, sino que pueden ser compartidas, por ejemplo podemos tener un Radar de Búsqueda de Banda S o un Radar de Control de Tiro de Banda X, etc. De todos los radares antes mencionados, nuestro tema de interés se centra inicialmente en los Radar de Búsqueda o Vigilancia, que tienen como finalidad la detección del blanco y la determinación básicamente de la distancia y el ángulo de elevación a la cual se encuentra en relación al radar.

### 1.1.3 La ecuación del radar

La Ecuación del Radar nos permite determinar el alcance máximo del radar

$R_{\max}$ :

$$R_{\max} = 4 \sqrt{\frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 K T_o B N F_o \left(\frac{S}{N}\right)_{\min} L}}$$

Los parámetros que intervienen en esta ecuación son:

$P_t$  = potencia transmitida

$G$  = ganancia de la antena

$\lambda$  = longitud de onda

$\sigma$  = superficie radar equivalente del blanco

$K = 1,38 \times 10^{-3} \text{ W/Hz } 1^\circ\text{K}$  (cte de Boltzmann)

$T_o = 290^\circ\text{K}$  (temperatura de referencia)

$N F_o$  = factor de ruido del receptor

$B$  = ancho de banda de ruido del receptor

$L$  = pérdidas en la recepción.

$(S/N)_{\min}$  = relación señal-ruido a la entrada del receptor.

Podemos apreciar en esta ecuación la influencia de algunos parámetros en la ecuación:

Si aumentamos la potencia de transmisión, aumentará también el alcance máximo, pero no en la misma proporción sino influenciado por la raíz cuarta,

es decir para duplicar al alcance tendríamos que aumentar la potencia en 16 veces.

Si tenemos un receptor con muy buena relación S/N aumentará el alcance máximo de radar.

- Si aumentamos la longitud de onda, aumentará el alcance máximo.

Esta proporcionalidad, si la podemos llamar así, no es tan simple como parece ya que algunos de estos parámetros son dependientes entre sí. Por ejemplo, si aumentamos la longitud de onda de la antena, aumentará la potencia, pero también sufrirá un cambio su ganancia, si aumentamos la potencia habrá también un aumento en las pérdidas, y en el nivel de ruido del receptor, etc.

#### **1.1.4 Diagrama de bloques de un radar**

La operación típica de un radar de pulsos puede ser descrita con la ayuda de un diagrama de bloques que se muestra en la figura 2. El transmisor puede ser un oscilador, tal como un magnetrón, que es pulsado por el modulador para generar un tren repetitivo de pulsos.

Para un radar típico, cuyo alcance o rango de detección sea de 100 o 200 millas se empleará una potencia pico de 1 Mw, una potencia promedio de algunos Kilowatts, un ancho de pulso del orden de microsegundos y una frecuencia de repetición de algunos cientos de hertz.

La forma de onda generada por el transmisor viaja a través de una línea de transmisión a través de la antena donde es irradiada al espacio.

Como se utiliza la misma antena para transmisión y recepción se necesita un dispositivo que pueda aislar a la etapa receptora de la alta potencia de



OBJETIVO

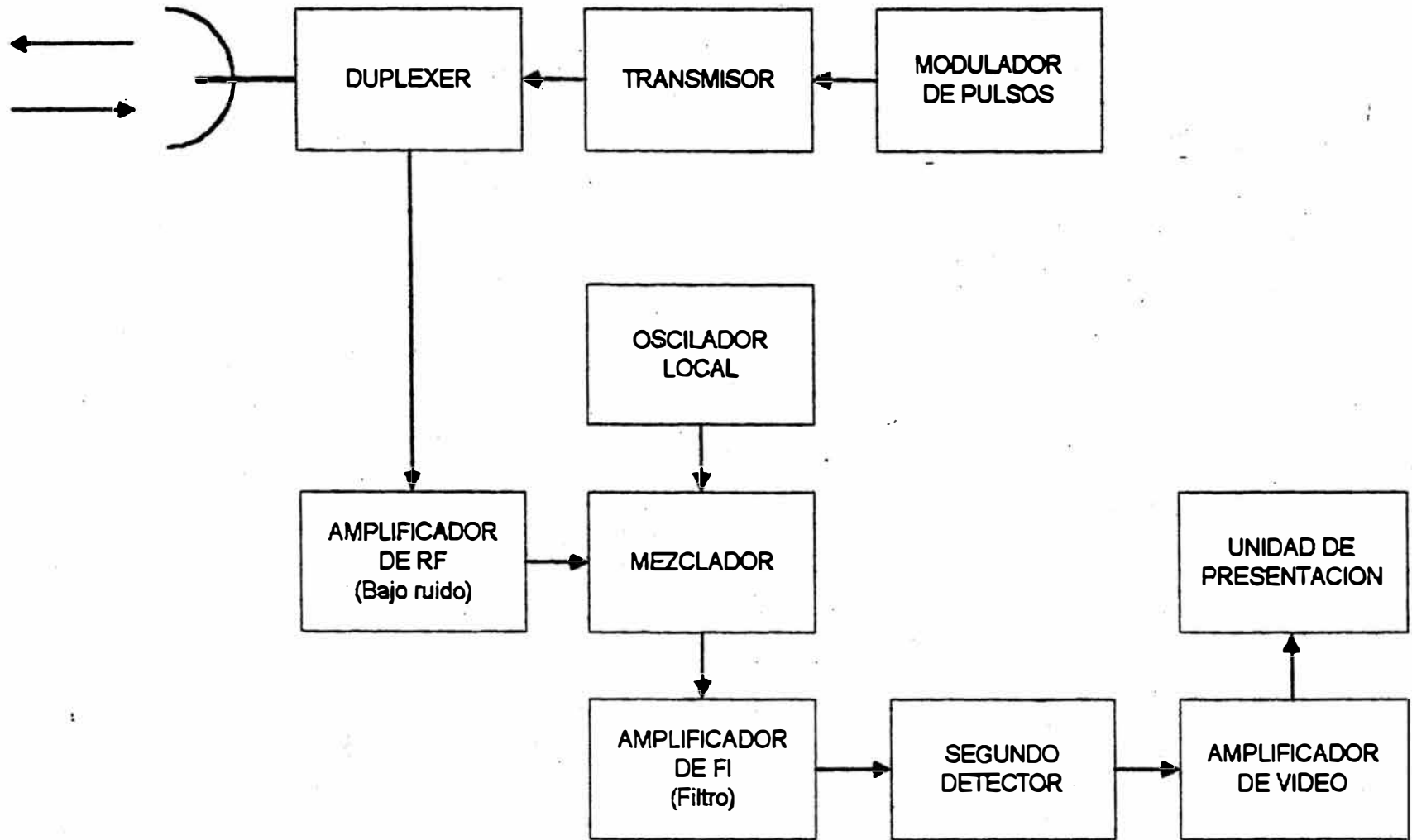


Figura 2. DIAGRAMA DE BLOQUES TIPICO DE UN RADAR DE PULSOS



transmisión. Esta labor es realizada por el duplexer, quien hace las veces de canal de selección para la señal de salida y la señal de entrada.

El receptor es del tipo heterodino, la etapa mezcladora y del oscilador local convierten la señal de RF en una señal de frecuencia intermedia de unos 60 MHz.

Esta señal es llevada a un amplificador de FI, el cual tiene la particularidad de maximizar la relación señal ruido a la salida del mismo.

Después de maximizar la relación de señal -ruido en el amplificador de FI, el pulso modulado se extrae por el segundo detector y es amplificado por el amplificador de video a un nivel que pueda ser adecuadamente visualizado sobre un tubo de rayos catódicos.

## **1.2 Agilidad de frecuencia**

### **1.2.1 Origen**

A los problemas propios para detectar señales pequeñas, del orden de  $10^{-15}$  W, en presencia del ruido, tal como el Factor de Ruido del receptor, que no puede ser físicamente reducido a 1 (0 db), el ruido atmosférico sobre el que no se tiene ningún control, las interferencias producidas por equipos amigos trabajando en frecuencias próximas, ecos extendidos, como nubes, el suelo, el mar y otros conocidos con el nombre de "clutter", se le tiene que añadir la presencia de las Contramedidas Electrónicas (Electronic Counter Measures).

Las contramedidas electrónicas son perturbaciones o interferencias (jamming) provocadas por el enemigo con la finalidad de crear falsos blancos y evitar la detección del blanco real.

El esfuerzo requerido de interferencia depende, entre otras cosas, de que tan conocidos sean los parámetros del radar para el enemigo.

Uno de los parámetros más importante del radar es la frecuencia de portadora. Si el enemigo conoce la frecuencia de transmisión, utilizará un perturbador (jammer) con una señal de la misma frecuencia, pero con un poco más de potencia para enmascarar los ecos que regresan al radar, saturando prácticamente la pantalla del radar con falsos blancos.

Si el radar cambiará su frecuencia de transmisión entre pulso y pulso, el enemigo tendría que emplear su potencia de interferencia sobre un ancho de banda mucho mayor. Este cambio de frecuencia entre pulso y pulso es considerado como una Contra Contra Medida Electrónica (ECCM) frente al jamming del enemigo.

### **1.2.2 Definición**

La agilidad de frecuencia de un radar consiste en variar la frecuencia de portadora entre cada pulso de transmisión, utilizando anchos de banda angostos (normalmente la inversa del ancho del pulso) para la recepción, mejorando la resistencia del radar a la interferencia.

Para tomar ventaja de este hecho, el receptor tiene que sintonizarse rápida y exactamente a la frecuencia de portadora seleccionada y tener una gran selectividad durante el período de escucha.

Existen dos tipos de agilidad de frecuencia:

### a) Seudo - agilidad de frecuencia

Bajo esta modalidad el transmisor varía la frecuencia de transmisión utilizando una secuencia determinada. Por ejemplo si el transmisor puede utilizar las frecuencias  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  y  $f_4$ , utilizará una seudo agilidad de frecuencia cuando transmita entre un número determinado de frecuencias, por ejemplo:

$f_2, f_1, f_4, \dots$        $f_2, f_1, f_4, \dots$        $f_2, f_1, f_4, \dots$   
 $f_1, f_4, f_3, f_2, \dots$      $f_1, f_4, f_3, f_2, \dots$      $f_1, f_4, f_3, f_2, \dots$

### b) Agilidad de frecuencia aleatoria

Bajo esta modalidad el transmisor varía la frecuencia utilizando una secuencia al azar. Tomando el ejemplo anterior tendríamos:

$f_1, f_4, f_3, f_2, \dots$      $f_2, f_4, f_3, f_1, \dots$        $f_1, f_2, f_3, f_4, \dots$

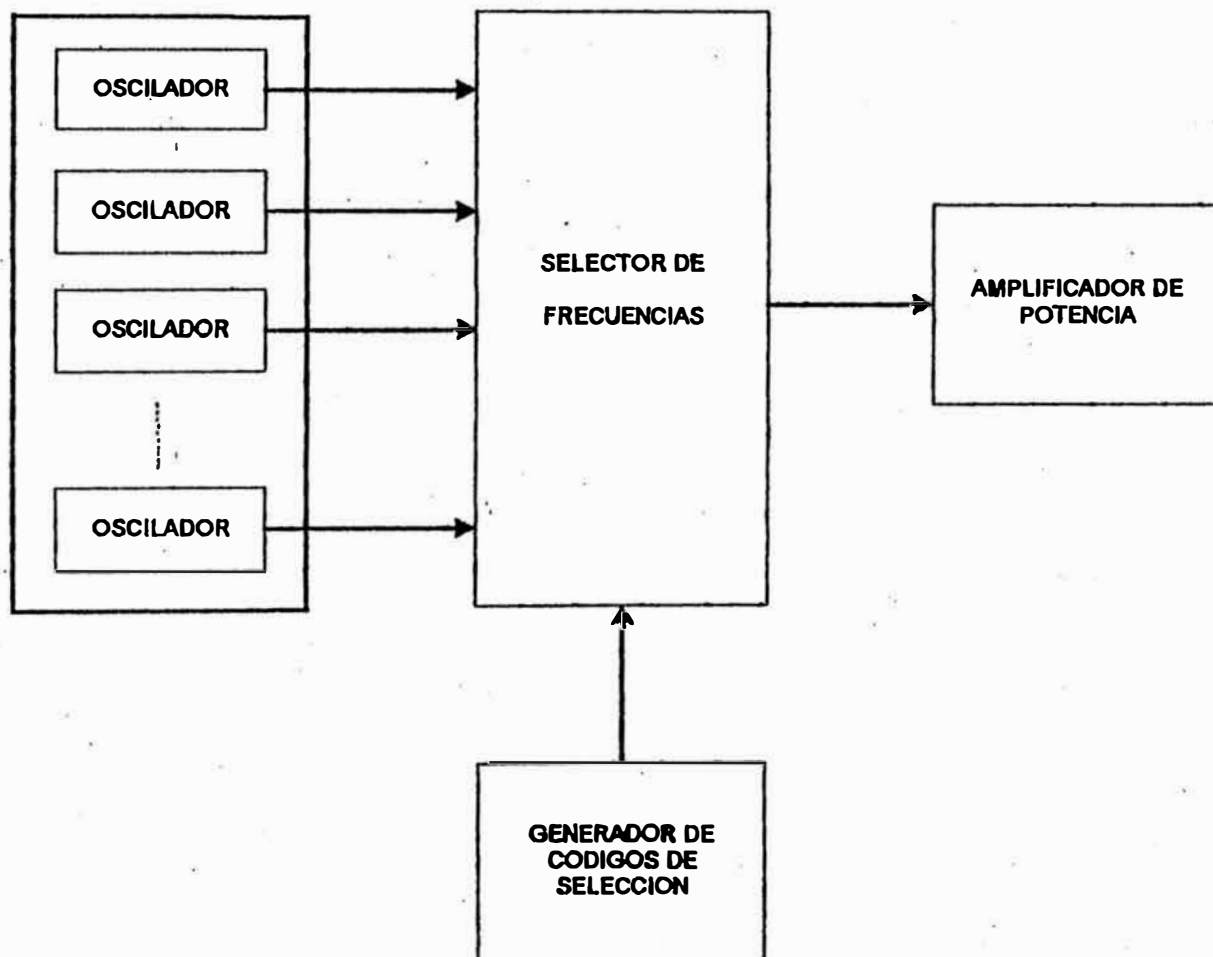
### 1.2.3 Métodos de generación de la agilidad de frecuencia

La agilidad en frecuencia puede generarse por ejemplo como se muestra en la figura 3. Un generador de ruido controla el nivel del voltaje de entrada de un oscilador controlado por voltaje (VCO). las variaciones de amplitud de la fuente de ruido son transformadas en variaciones estocásticas del oscilador.

Usando la salida del VCO como entrada de un amplificador de pulsos de potencia de RF, se generan pulsos con una frecuencia de portadora aleatoria. El generador de ruido y el VCO pueden, sin pérdida de generalidad, ser sustituidos por un banco de osciladores y una serie de interruptores controlados al para proporcionar una frecuencia de portadora teniendo en cuenta que el número de osciladores no esté separado más allá de un ancho de pulso. Esto se puede ver en la figura 4.



**FIGURA 3. TRANSMISOR CON AGILIDAD DE FRECUENCIA USANDO UN OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE**



**FIGURA 4. TRANSMISOR CON AGILIDAD DE FRECUENCIA USANDO UN BANCO DE OSCILADORES.**

## **CAPITULO II DESCRIPCION DEL PROYECTO**

### **2.1 Introducción**

**El Centro de Entrenamiento Naval tiene la responsabilidad del entrenamiento en tierra del personal que conforma las dotaciones de las Unidades y Dependencias de la Marina de Guerra.**

**Este entrenamiento lo realiza por dotaciones o individualmente, con el fin de contribuir a que este personal obtenga el nivel de preparación necesario para cumplir las misiones de guerra como integrante del poder naval.**

**El entrenamiento proporcionado debe ser eminentemente práctico y efectuarse en sistemas y/o equipos similares a los instalados abordo de las Unidades que conforman las Fuerzas Operativas, requiriéndose por lo tanto de un equipo de instructores altamente capacitado y de los correspondientes equipos entrenadores y simuladores.**

**La reducción de partidas por parte del Gobierno, nos permitió proponer a la Dirección el uso de los recursos existentes con la finalidad de implementar un módulo simulador del Sistema de Agilidad de frecuencia que sirviera dentro del dictado del Curso de Análisis de Sistemas de Radar.**

## **2.2 Objetivo**

Implementar un módulo simulador del Sistema de Agilidad de Frecuencia a ser usado por el Personal de Oficiales de Mar en el Curso de Análisis de Sistemas de Radar.

## **2.3 Implementación**

La implementación se hizo en dos etapas, en la primera de ellas se analizó el sistema de radar elegido, su principio de funcionamiento y los bloques a implementar.

En la segunda etapa, se hizo la adquisición de los accesorios y componentes, así como la puesta en funcionamiento y prueba del equipo.

### **2.3.1 Análisis del sistema**

El Sistema de Radar investigado, ha sido construido siguiendo criterios de alta modularidad, para facilitar de esta manera los procedimientos de control, de alineamiento y de detección de posibles fallas.

En el diagrama de bloques de la figura 5 se pueden observar los principales sistemas funcionales:

#### **● Sistema de Osciladores**

Cumple la función de generar las señales y las variaciones de frecuencia necesarias para el funcionamiento de la parte de transmisión y recepción.

Entre los osciladores que lo conforman están:

- Oscilador Principal.
- Oscilador Coherente (COHO).
- Oscilador Local Estable (STALO).

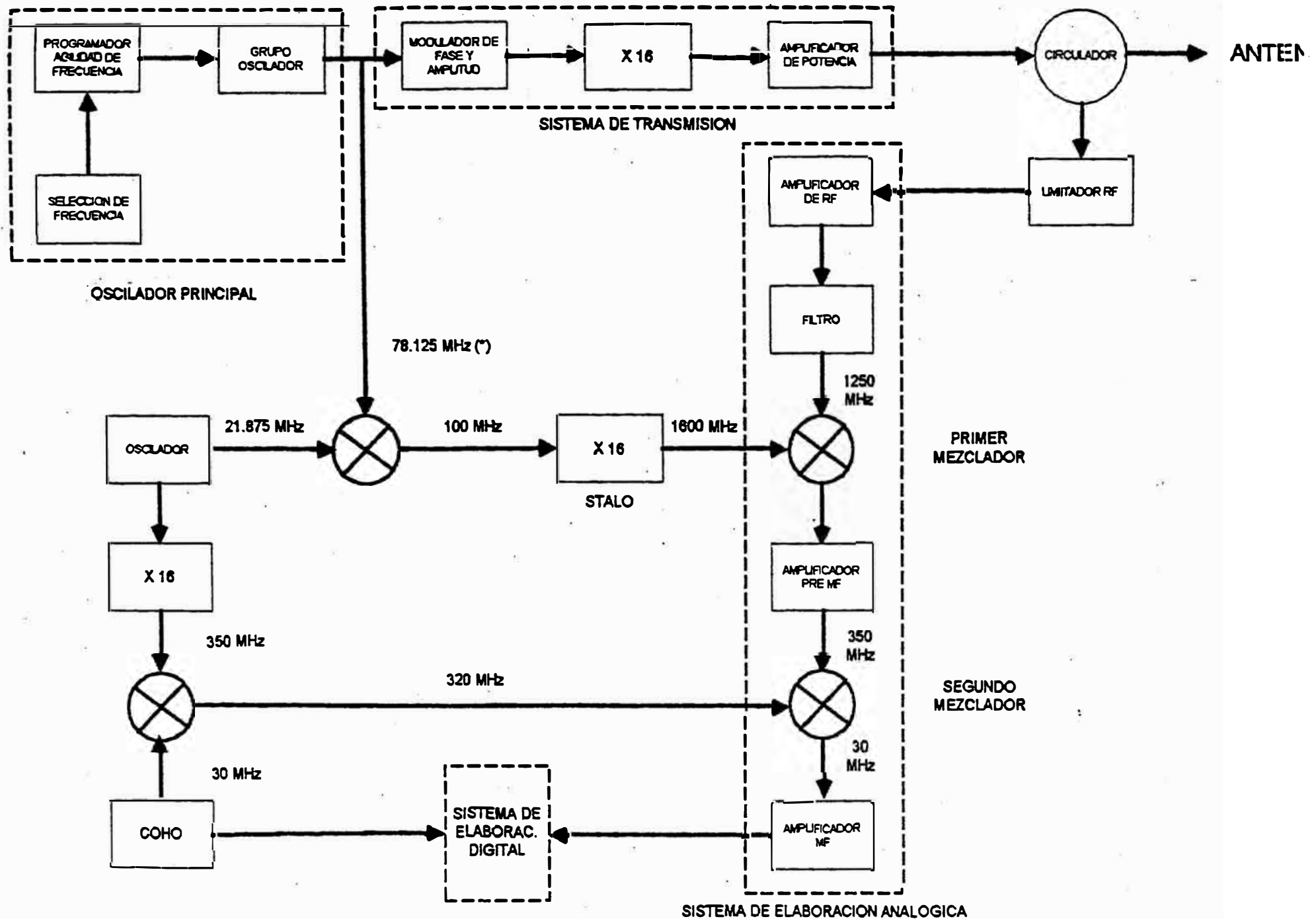


Figura 5. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RADAR MOSTRANDO LOS PRINCIPALES SISTEMAS FUNCIONALES

- **Sistema de Transmisión**

Cumple la función de modular, multiplicar y amplificar la señal de frecuencia proveniente del Oscilador Principal. Este sistema está compuesto principalmente por un Modulador de Amplitud y de Fase, por un Driver del Amplificador y un Amplificador de estado sólido.

- **Sistema de Elaboración Analógica de la señal de RF-MF**

Encargada de convertir la señal de eco proveniente del blanco, de la antena, hasta los niveles de MF. Este sistema está compuesto por una etapa de FI, amplificadores y mezcladores.

- **Sistema de Elaboración Digital**

Este sistema comprende un filtro anti-clutter sobre los dos canales en cuadratura, un correlator, que efectúa la integración de los impulsos recibidos en el tiempo de iluminación del blanco y un filtro que efectúa la compresión de los pulsos recibidos.

Como podemos apreciar la generación de la agilidad de frecuencia no es considerado propiamente como Sistema sino que se encuentra como un Sub-Sistema del cual depende el Grupo de Osciladores que conforma el Sistema del Oscilador Principal.

Al ser de nuestro interés solamente la generación de agilidad de frecuencia, y en base a la información técnica disponible se seleccionaron los bloques principales. Es necesario indicar que los bloques seleccionados son aquellos que aparecen con mayor frecuencia en la mayoría de publicaciones especializadas,



dejando de lado por ejemplo los bloques de sincronización y las señales correspondientes al sistema de detección de fallas que se encuentran presentes en todos los módulos del sistema.

Como resultado se obtuvo el diagrama de bloques que se muestra en la figura 6 y que se describe a continuación:

En el panel de control del Sistema de Radar existe un selector de frecuencia fija o frecuencia variable, que es el encargado de habilitar o deshabilitar la generación de la agilidad de frecuencia.

De acuerdo al funcionamiento elegido: automático o fijo, la salida del circuito de habilitación mostrará un número aleatorio o uno fijo, que será seleccionado manualmente usando los botones F1, F2, F3 y F4 del Panel de Control.

El generador de ruido proporciona una secuencia de pulsos con distribución de tiempo aleatoria. Estos pulsos ingresan a un contador programable cuya salida está unida a un circuito de habilitación que coloca en la salida el dato presente en el contador. El clock del circuito de habilitación proviene de la salida de un contador programable que, recibiendo como entrada una señal con frecuencia similar a la Frecuencia de Repetición de Pulsos (PRF), envía un pulso, que es la compuerta de habilitación.

La salida del circuito de habilitación va a un decodificador que, en base al dato recibido en código binario selecciona cuál de los osciladores será habilitado. Estos osciladores se caracterizan por tener frecuencias muy cercanas entre sí, y sus señales son enviadas a un oscilador híbrido, donde serán sumadas.

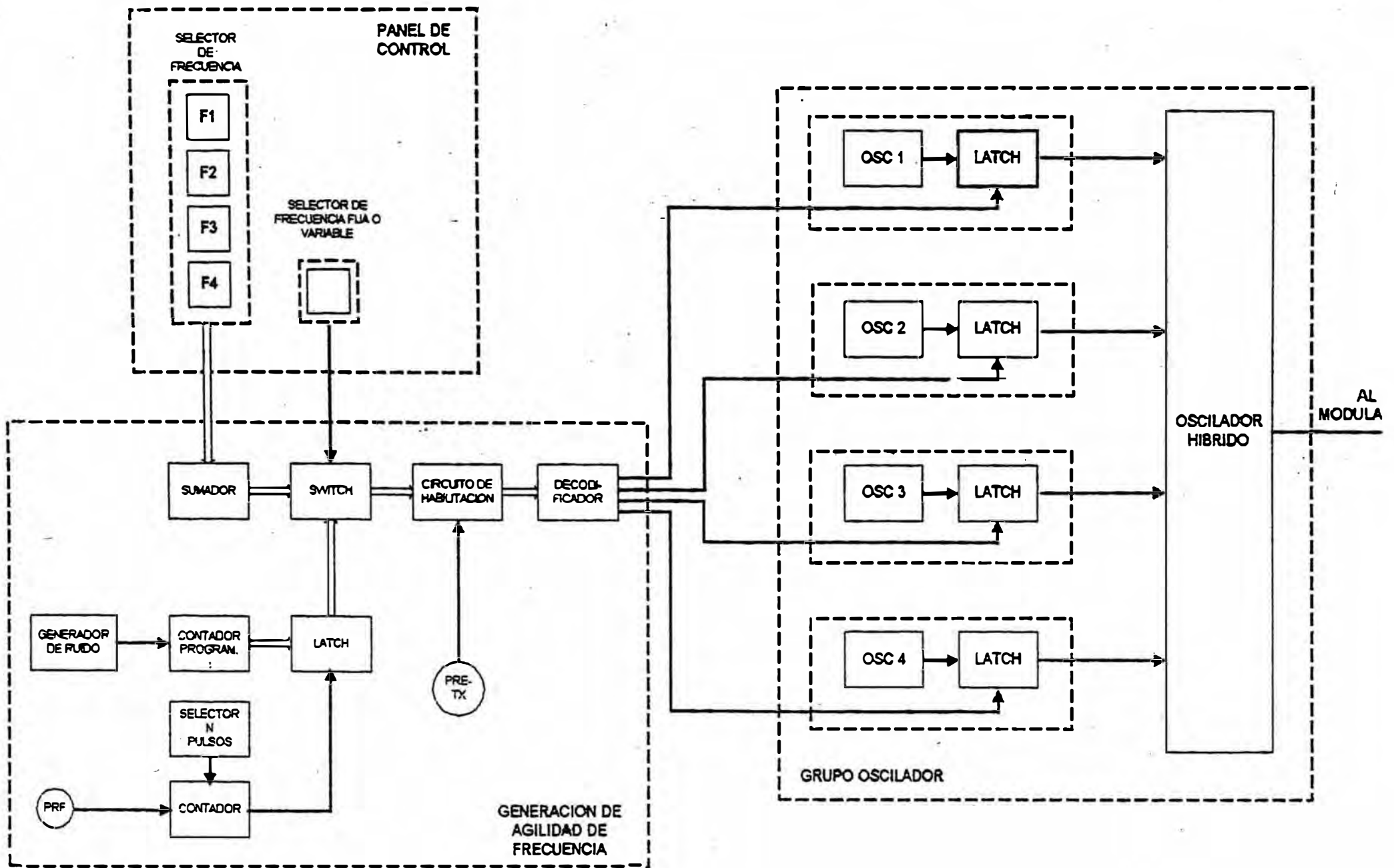


Figura 6. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE AGILIDAD DE FRECUENCIA

A partir del diagrama de bloques elegido, se procedió al análisis circuital, tomando como base los circuitos que se mostraban en los manuales del sistema. Aquí encontramos una primera dificultad para la simulación ya que algunos componentes son tratados simplemente a nivel de caja negra, muy característico en los sistemas militares, como fue el caso de los osciladores del grupo oscilador, lo que motivó su exclusión dentro de la experiencia de simulación, ya que su adquisición implicaba un mayor gasto.

Como resultado final se obtuvo el diagrama circuital que se muestra en la figura 7.

#### Selección del Modo de Transmisión

Inicialmente se selecciona el modo a utilizar, frecuencia fija o frecuencia automática. Para el primer caso, frecuencia fija, se coloca la entrada de selección de los Selectores de 4 bits (U8 y U6) en un nivel lógico "0" para que se pueda ingresar a través de los botones del panel principal, la frecuencia seleccionada. Se pueden seleccionar en total ocho frecuencias, de acuerdo a la siguiente tabla:

F1	F2	F3	F4	FRECUENCIA
ON	OFF	OFF	OFF	f0
OFF	ON	OFF	OFF	f1
ON	ON	OFF	OFF	f2
OFF	OFF	ON	OFF	f3
ON	OFF	ON	OFF	f4
OFF	ON	ON	OFF	f5
ON	ON	ON	OFF	f6
OFF	OFF	OFF	ON	f7

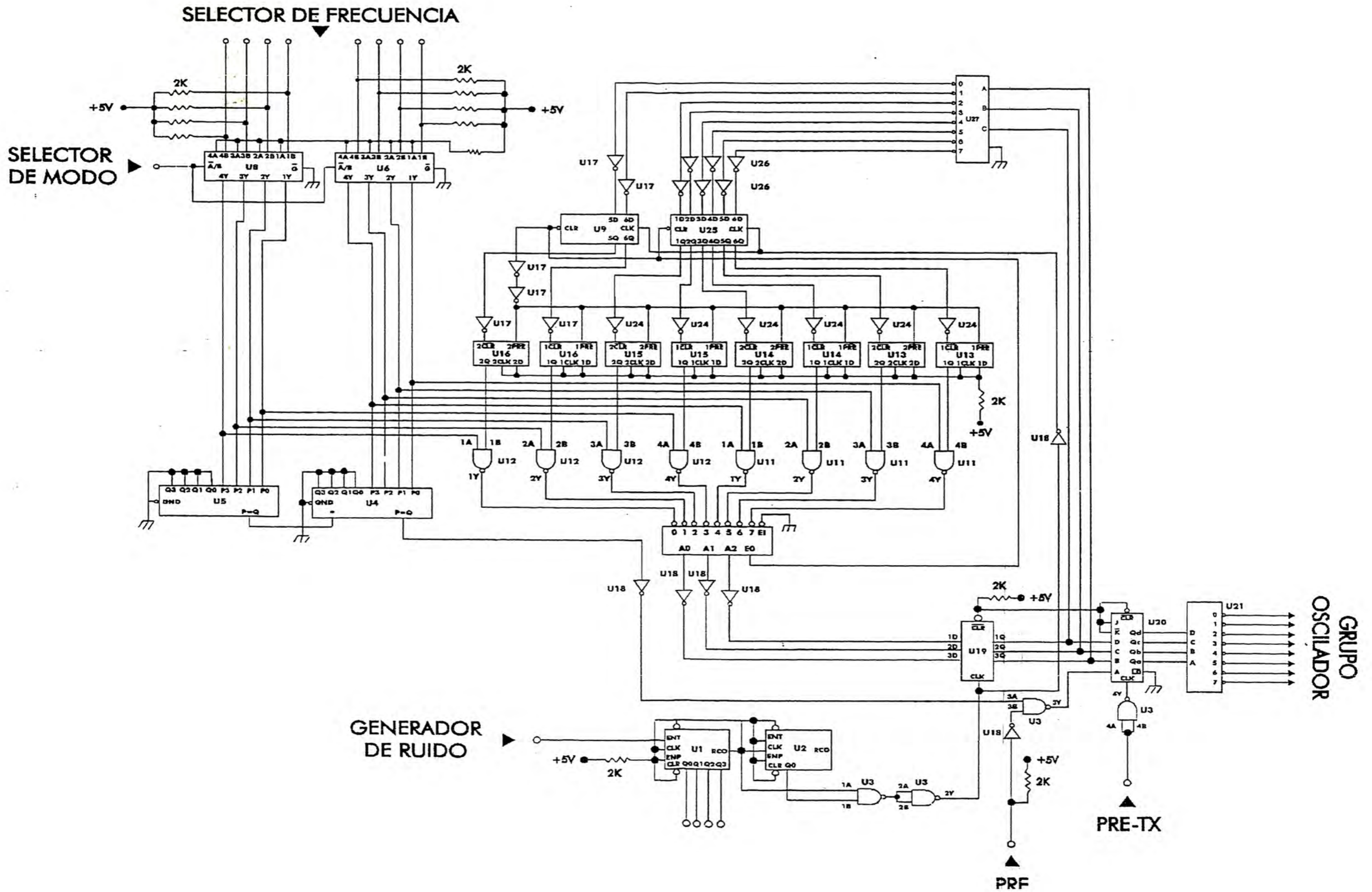


Figura 7. Diagrama Circuital

Al presionar los botones de selección de frecuencias, la entrada "n" del selector toma el nivel lógico "1". Donde "n" es el número de la frecuencia seleccionada. Así por ejemplo, si presionamos los botones F1 y F3 la salida 4 del selector toma el valor lógico "1" indicando que se ha seleccionado la frecuencia f4.

En el segundo caso, frecuencia automática, se coloca la entrada de selección de los selectores (U8 y U6) en un nivel lógico "1", bloqueando la acción de los botones selectores de frecuencia y haciendo que todas las salidas al selector tomen el nivel lógico "1".

#### **Modo de frecuencia automática**

Si se ha seleccionado la modalidad de frecuencia automática, todas las entradas y salidas del selector de datos se encuentran en el nivel lógico "1". De igual manera, si las salidas de los multivibradores biestables están también en el estado lógico "1", las entradas de las compuertas NAND estarán en un nivel lógico "1" y sus salidas que son las entradas del codificador de prioridad estarán en el nivel lógico "0".

El codificador de prioridad dará a la salida un número binario equivalente al mayor número de entrada habilitado (nivel lógico "0"), que en este caso sería el número siete.

Este dato es enviado al latch U19 y también al decodificador U27, que coloca la salida 7 en el nivel lógico "0", y las demás en el nivel lógico "1". estas salidas hacen que la entrada de la compuerta NAND respectiva (número 7) tome el nivel lógico "0" y su salida el nivel lógico "1".

Con esta nueva información el codificador de prioridad detectará que la entrada con mayor prioridad es la número 6, seleccionando a su vez el oscilador número 6. Como vemos, se irán seleccionando en forma consecutiva los ocho osciladores, variando por lo tanto la frecuencia de salida en este orden  $f_7$ ,  $f_6$ ,  $f_5$ ,  $f_4$ ,  $f_3$ ,  $f_2$ ,  $f_1$  y  $f_0$ . Aunque la secuencia de selección es conocida, es imposible determinar que oscilador ha sido habilitado, ya que esta secuencia se repite de 200 a 300 veces entre cada pulso de transmisión.

### **Modo de frecuencia fija**

Si se han pulsado dos de los selectores, por ejemplo F1 y F3, todas las entradas del selector de datos estarán en el nivel lógico "0" con excepción de la número 5 que estará en el nivel lógico "1". Esto hará que la salida del NAND respectivo esté en un nivel lógico "0", mientras que las otras se encuentren en el nivel lógico "1", seleccionando por lo tanto el oscilador número 5, condición que se mantendrá mientras no se pulse otro selector.

### **2.3.2 Simulación del sistema**

La simulación del sistema se realizó en el Laboratorio de Técnicas Aplicadas, del Centro de Entrenamiento Naval, tomando como base el diagrama circuital mostrado anteriormente.

Al no existir componentes electrónicos en el Laboratorio, debido a las características modulares de los equipos de enseñanza, se utilizó lo siguiente:

#### **a) Instrumentos**

Una (01) fuente de alimentación FA-100 de múltiples salidas

Un (01) osciloscopio

Un (01) generador de frecuencias

Un (01) detector de pulsos TTL

**b) Componentes electrónicos.**

Dos (02) circuitos integrados SN 74161

Tres (03) circuitos integrados SN 7437

Cuatro (04) circuitos integrados SN 7485

Dos (02) circuitos integrados SN 74157

Tres (03) circuitos integrados SN 74174

Un (01) circuito integrado SN 74148

Cuatro (04) circuitos integrados SN 7474

Cuatro (04) circuitos integrados SN 7404

Un (01) circuito integrado SN 74195

Dos (02) circuitos integrados SN 7442

Dos (02) llaves de corredera miniatura

Ocho (08) leds

Un (01) Protoboard grande

Diez (10) metros de alambre telefónico

Teniendo en cuenta el objetivo del proyecto, se creyó conveniente variar algunas condiciones reales para que los alumnos pudieran observar claramente el funcionamiento del Sistema. Por ejemplo, si utilizáramos la Frecuencia de Repetición de Pulso (PRF) real (alrededor de 5000 Hz) hubiera sido imposible ver la forma como varía secuencialmente la frecuencia de transmisión así que se

utilizó en lugar del generador de ruido un generador con una frecuencia de 1 Hz para que el efecto fuera visible.

También a manera de práctica se solicitó a los alumnos que añadieran leds a las entradas y salidas del latch U9 y de los circuitos integrados de su interés para observar claramente las variaciones durante la selección de frecuencias. Esto con la finalidad de tener alternativas frente a un número insuficiente de detectores de pulsos.

#### 2.4 Costos

Tal como se indicó anteriormente, el contar con el instrumental adecuado, permitió que la adquisición de los componentes electrónicos no significara un gasto elevado, teniendo en cuenta las condiciones en que se desarrolló el proyecto.

En la página siguiente se muestra la relación de componentes y el costo de adquisición de cada uno de ellos, utilizando los precios actuales y su conversión a dólares para futuras referencias.



**RELACION DE COMPONENTES UTILIZADOS EN LA EXPERIENCIA**

<b>COMPONENTES ELECTRONICOS</b>	<b>CANTIDAD</b>	<b>P.UNITARIO</b>	<b>PARCIAL</b>
		<b>S/.</b>	<b>S/.</b>
Circuito integrado SN 74161	2	9,00	18,00
Circuito integrado SN 7437	3	6,75	20,25
Circuito integrado SN 7485	4	7,90	31,60
Circuito integrado SN 74157	2	11,25	22,50
Circuito integrado SN 74174	3	9,00	27,00
Circuito integrado SN 74148	1	18,00	18,00
Circuito integrado SN 7474	4	6,75	27,00
Circuito integrado SN 7404	4	6,75	27,00
Circuito integrado SN 74195	1	13,50	13,50
Circuito integrado SN 7442	2	6,75	13,50
DIP Switches	2	16,50	33,00
Leds color rojo	8	2,00	16,00
Protoboard grande	1	75,00	75,00
Alambre telefónico USA (m)	10	4,50	45,00
Amplificadores Operacionales UA710	2	9,00	18,00
Diodo Zener 1N753 6.2V	1	3,38	3,38
		<b>SUB-TOTAL</b>	<b>S/.408,73</b>
		<b>I.G.V.</b>	<b>73,57</b>
		<b>TOTAL EN SOLES</b>	<b>S/.482,30</b>
		<b>COTIZ. DEL DOLAR</b>	<b>2,47</b>
		<b>TOTAL US \$DOLARES</b>	<b>195,26</b>

## **CONCLUSIONES**

- 1.- Las experiencias de simulación permiten que el personal involucrado, tome un mayor conocimiento de sus equipos, y que relacione a través de la práctica los puntos teóricos vistos en clase.**
- 2.- Esta experiencia de simulación de radar permitió que se incluyera dentro del Curso de Análisis de Sistemas de Radar, experiencias de laboratorio a nivel circuital, permitiendo que los alumnos se familiaricen con el mantenimiento de tercer nivel de los Sistemas de Radar.**
- 3.- Esta experiencia ha permitido mostrar que el docente puede realizar tareas de investigación y desarrollo en sensores militares, y no solamente de dictado de clases teóricas de aspectos básicos de su funcionamiento.**
- 4.- También a través de esta experiencia se ha demostrado que las restricciones económicas que se plantean en la capacitación del personal, se pueden superar con soluciones prácticas y no muy costosas.**
- 5.- La experiencia puede servir para desarrollar, en un futuro próximo módulos de simulación de otros sistemas que forman el radar, y dar la posibilidad de implementar un banco de prueba para los diferentes sistemas.**

- 6.- El manual utilizado durante el dictado del curso que dió origen a esta experiencia, fue diseñado originalmente para un curso introductorio, Principios de Radar, para el personal de la institución, sin embargo, sus características permitían que fuera aplicado tanto a Personal Subalterno como a Personal Superior, desarrollando sobre todo una mayor participación por parte del alumno, que lo enriquecía a través de su experiencia profesional.
- 7.- Las fórmulas matemáticas que aparecen en el manual son bastante sencillas, lo que en un inicio podría suponer que el manual está dirigido solamente a nivel técnico, sin embargo, permite profundizar, sobre todo a nivel de ingeniería en los modelos matemáticos que se utilizan en estos sistemas. Podemos citar aquí casos concretos como la Ecuación del Radar, la obtención del espectro de frecuencias usando el Análisis de Fourier, el análisis del ruido, etc.
- 8.- Dentro del campo estrictamente militar, al aporte del manual es que permite que el alumno se vaya familiarizándose con muchas de las características del radar que son importantes para lo que se conoce como Guerra Electrónica (Electronic Warfare), enfocándolas dentro de lo que son sus componentes como las contramedidas electrónicas (ECM), las contra-contra medidas electrónicas (ECCM) y las medidas de apoyo (ESM).

## **APENDICE A-1**

# **MANUAL DE PRINCIPIOS DE RADAR**

## INDICE

	<u>Página</u>
CAPITULO 1 .INTRODUCCION	1-1
1. LA PALABRA RADAR	1-1
2. TIPOS DE RADAR	1-1
2.1. Radares primarios	1-1
2.1.1. Radares de pulso	1-2
2.1.2. Radares de onda continúa	1-2
2.2. Radares secundarios	1-2
CAPITULO 2 ONDAS ELECTROMAGNETICAS	2-1
1. LA ESTRUCTURA DE ONDAS ELECTROMAGNETICAS	2-1
2. VELOCIDAD DE PROPAGACION	2-4
3. RELACION ENTRE FRECUENCIA, LONGITUD DE ONDA Y VELOCIDAD DE PROPAGACION	2-4
4. DIVISION DEL ESPECTRO EN FUNCION DE LA FRECUENCIA	2-5
5. PROPAGACION EN GUIAS DE ONDAS	2-5
6. PROPAGACION EN EL AIRE	2-10
6.1. Diferentes modos de propagación	2-10
6.2. Haz de energía	2-11
6.3. Pérdidas de propagación	2-12
6.4. Refracción	2-12
6.5. Propagación anómala	2-14
CAPITULO 3 RADAR DE PULSOS	3-1
1. DEFINICION	3-1
2. DIAGRAMA EN BLOQUES BASICO DE UN RADAR DE PULSOS: DETECCION, DISTANCIA	3-1
3. TIEMPO DE REPETICION DE PULSO	3-4
4. ANCHO DE PULSO Y RESOLUCION EN RANGO	3-6
4.1. Ancho de pulso y potencia	3-6
4.2. Resolución en rango	3-7

INDICE (cont).

	<u>Página</u>
5. ESPECTRO DE FRECUENCIAS DE TRANSMISION	3-7
5.1. Espectro de frecuencias de una transmisión de onda continua	3-10
5.2. Espectro de frecuencia de una transmisión de pulsos	3-12
5.3. Influencia de - cambios en el ancho de pulso y PRF AM y/o FM	3-14
 CAPITULO 4 ANTENAS	 4-1
1. PRINCIPIOS	4-1
2. GANANCIA DE LA ANTENA	4-6
3. TIPOS DE ANTENA	4-7
3.1. Bocina	4-7
3.2. Reflector parabólico	4-7
3.3. Antenas con arreglo en fase	4-10
3.4. Antena de ranuras	4-11
4. ANCHO DEL HAZ	4-11
4.1. Ancho del haz - velocidad de rotación hits per scan	4-12
4.2. Resolución en azimut	4-15
 CAPITULO 5 ECUACION DEL ALCANCE DE UN RADAR	 5-1
1. INTRODUCCION A LA ECUACION	5-1
2. INFLUENCIA RELATIVA DE LOS PARAMETROS	5-2
 CAPITULO 6 RUIDO	 6-1
1. QUE ES RUIDO	6-1
2. TIPOS DE RUIDO	6-2
2.1. Ruido interno (a menudo llamado ruido del receptor)	6-2
2.2. Ruido externo	6-2
2.3. Fuentes de ruido	6-3

INDICE (cont).

	<u>Página</u>
3. EFECTO DEL RUIDO EN UN SISTEMA DE RADAR	6-4
3.1. Relación señal-ruido	6-5
3.2. Figura de ruido	6-6
4. OTRA APROXIMACION AL RUIDO	6-7
 CAPITULO 7 PRINCIPIO DEL SUPERHETERODINO	 7-1
1. INTRODUCCION	7-1
2. DISEÑO DEL CIRCUITO BASICO	7-1
3. CONSIDERACIONES EN FRECUENCIA	7-4
4. ANCHO DE BANDA DEL AMPLIFICADOR DE FI	7-4
 CAPITULO 8 AMPLIFICADORES Y PANTALLAS (DISPLAYS)	 8-1
1. TIPOS DE AMPLIFICADORES	8-1
1.1. El amplificador lineal	8-1
1.2. Amplificador logarítmico	8-5
2. PROCESAMIENTO DE VIDEO	8-6
3. TIPOS DE DISPLAY	8-7
3.1. El PPI	8-7
3.2. A-scope	8-8
3.3. B-scope	8-9
 CAPITULO 9 TEMAS AUXILIARES	 9-1
1. dB Y dBm	9-1
2. PROPAGACION INDIRECTA O CAMINOS MULTIPLES	9-3
3. ELIMINACION DEL LOBULO LATERAL	9-4
4. EFECTO DOPPLER	9-7
5. REFLEJOS (CLUTTER) DE MAR, TIERRA Y LLUVIA	9-9
6. TRAZOS MULTIPLES	9-16
7. POLARIZACION CIRCULAR	9-18
8. ESM - ESM - ECCM	9-26

## CAPITULO

### INTRODUCCION

#### 1. LA PALABRA RADAR

La palabra radar la introdujo la marina de los EEUU en 1940. Es la abreviación de Radio Detection And Ranging.

En otras palabras el radar es un método para detectar blancos y determinar su distancia, por medio de ondas de radio.

En esos tiempos el término de ondas de radio era utilizado para describir lo que nosotros ahora llamamos ondas electromagnéticas.

La principal meta de muchos de los radares modernos sigue siendo la misma: detección y distancia. Sin embargo, el radar puede ser utilizado para medir la altura de los blancos, la velocidad (policía), para seguir la trayectoria de un blanco o para guiar misiles.

#### 2. TIPOS DE RADAR

Pueden ser divididos en dos grupos:

- radares primarios,
- radares secundarios.

##### 2.1. Radares primarios

Este grupo es llamado primario ya que su función sigue siendo la misma que la de los primeros radares, o sea detección y distancia.

Este grupo se puede subdividir en:

- radares de pulsos,
- radares de onda continua (CW).



## CAPITULO 1

### INTRODUCCION

#### 1. LA PALABRA RADAR

La palabra radar la introdujo la marina de los EEUU en 1940. Es la abreviación de Radio Detection And Ranging.

En otras palabras el radar es un método para detectar blancos y determinar su distancia, por medio de ondas de radio.

En esos tiempos el término de ondas de radio era utilizado para describir lo que nosotros ahora llamamos ondas electromagnéticas.

La principal meta de muchos de los radares modernos sigue siendo la misma: detección y distancia. Sin embargo, el radar puede ser utilizado para medir la altura de los blancos, la velocidad (policía), para seguir la trayectoria de un blanco o para guiar misiles.

#### 2. TIPOS DE RADAR

Pueden ser divididos en dos grupos:

- radares primarios,
- radares secundarios.

##### 2.1. Radares primarios

Este grupo es llamado primario ya que su función sigue siendo la misma que la de los primeros radares, o sea detección y distancia.

Este grupo se puede subdividir en:

- radares de pulsos,
- radares de onda continua (CW).

### 2.1.1. Radars de pulso

Un radar de pulso transmite energía electromagnética durante un lapso de tiempo corto y luego, por un período de tiempo más largo, no existe transmisión de energía. Este segundo período se da por la posible recepción de algún eco. Después de esto, el ciclo se repite.

Este tipo de radares se utiliza para navegación, búsqueda de blancos y en radares de seguimiento.

### 2.1.2. Radars de onda continua (radares CW)

Un radar de onda continua transmite energía continuamente; en algunos casos la frecuencia de la energía electromagnética es constante y en otros la frecuencia es modulada. Un radar de onda continua operando a una frecuencia fija es utilizado para medir la velocidad de un blanco. Radares de frecuencia modulada son utilizados para medir alturas o en el guiado de misiles.

### 2.2. Radar secundarios

En los radares secundarios no se utilizan las reflexiones. La energía transmitida es recibida por un receptor en el blanco; en respuesta a ésta, el transmisor en el blanco transmite energía que su vez es recibida por el radar. Esta acción de pregunta y respuesta es utilizada en sistemas de IFF (IFF es Identification Friend or Foe) (Identificación amigo o enemigo).

CAPITULO 2ONDAS ELECTROMAGNETICAS1. LA ESTRUCTURA DE LAS ONDAS ELECTROMAGNETICAS

En el rango de las bajas frecuencias, las palabras voltage y corriente son comunmente utilizadas.

En el rango de la altas frecuencias otros términos tienen que ser introducidos:

- E campo eléctrico (relacionado con voltage),
- H campo magnético (relacionado con corriente).

Del mismo modo en que voltage y corriente suceden al mismo tiempo, E y H se corresponden y juntos forman la onda electromagnética. En la fig. 2-1 hay una diferencia de potencial entre los cables, por lo tanto existe un campo eléctrico entre ellos. Las líneas continuas muestran la forma del campo eléctrico. Al circular corriente por los conductores, se establece un campo magnético alrededor de ellos.

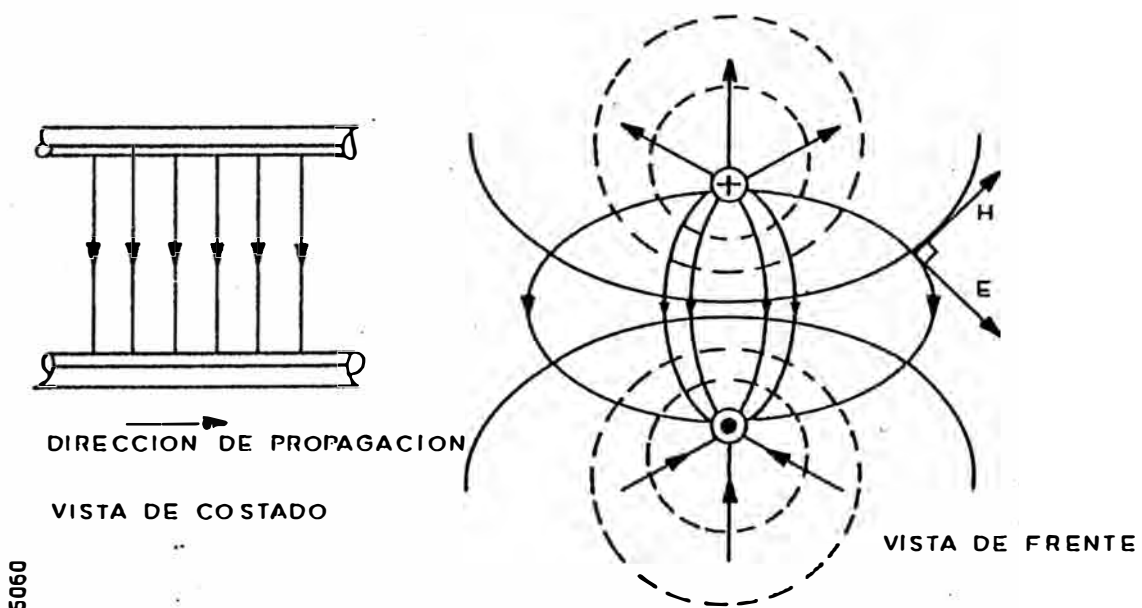


Fig. 2-1

La dirección y magnitud de los campos eléctricos y magnéticos está continuamente cambiando o medida que el frente de onda avanza a través del espacio, pero siempre se mantiene una diferencia de  $90^\circ$  entre los campos E y H. Para representar dichos campos se utilizan vectores (fig. 2-2). Los vectores son utilizados para representar fuerzas. El punto de aplicación de la fuerza es el punto inicial del vector. La dirección de la fuerza está indicada por una flecha, el largo del vector es proporcional a la magnitud de la fuerza.

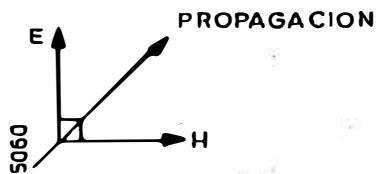


Fig. 2-2

Al plano en que se encuentra el vector E se lo llama dirección de polarización. Esta dirección tiene a la tierra como referencia del plano horizontal.

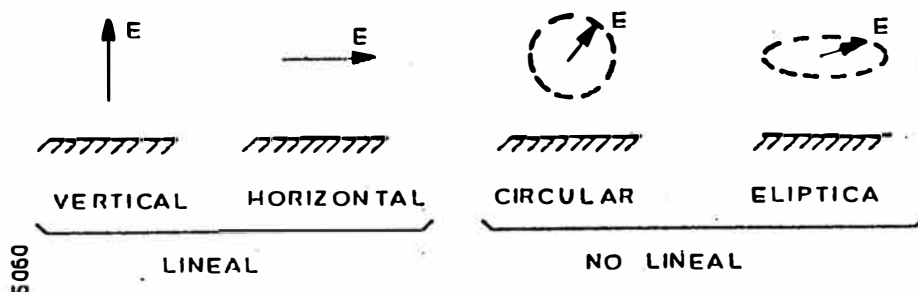


Fig. 2-3

Una onda electromagnética se puede propagar de las siguientes maneras:

- a. Perpendicularmente a la dirección en que se encuentran E y H; a esta onda se la llama TEM. TEM es la abreviación de Transverse ElectroMagnetic.

(Transverse = los campos E y H son perpendiculares a la dirección de propagación)

Ejemplo de esto son las figuras 2-4 y 2-5.

En la figura 2-5 se muestran dos campos E: E1 y E2.

El campo E2 está  $90^\circ$  atrasado con respecto a E1. Estos dos campos se combinan para formar un solo campo eléctrico E, la dirección de la resultante Er se encuentra haciendo la suma en cualquier punto de E1 y E2.

$$E_r = E_1 + E_2.$$

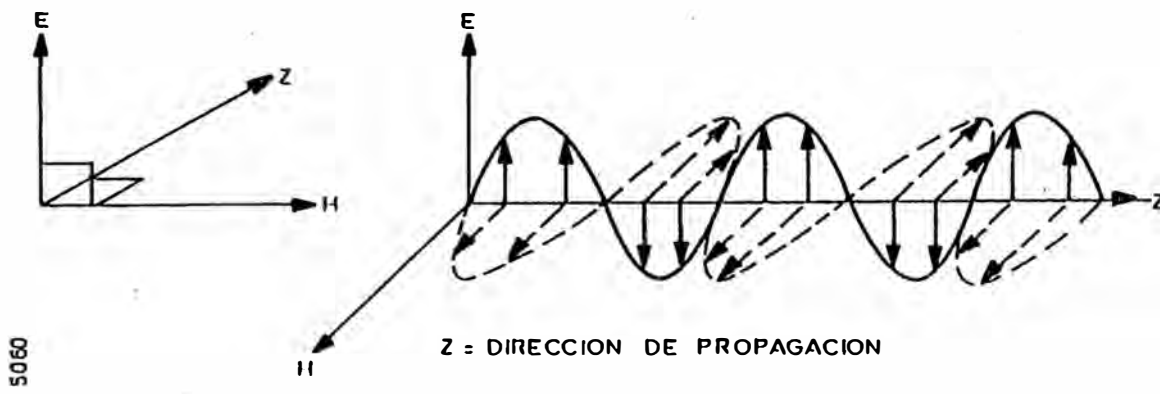


Fig. 2-4 Onda TEM verticalmente polarizada

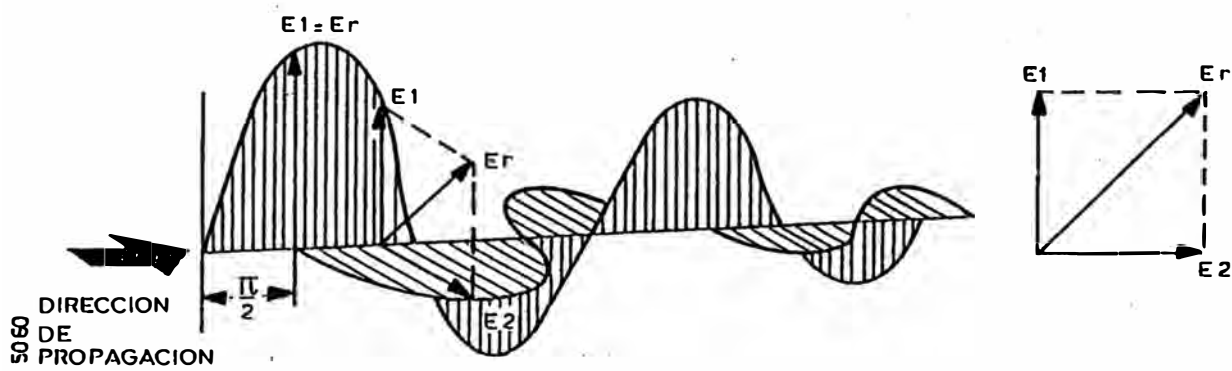


Fig. 2-5 Onda TEM circularmente polarizada

Se puede ver que el vector Er rota alrededor de su eje de propagación. El campo H1 es perpendicular a E1 y el campo H2 a E2 por lo tanto el campo resultante H, siendo este la suma de H1 y H2 es perpendicular a Er.

b. En la misma dirección de una de las componentes E o H. Este tipo de onda se llama onda longitudinal y existen dos posibilidades.

Onda TE: En este caso la dirección de propagación coincide con el campo magnético H. (TE es la abreviación de transverse electric).

Onda TM: En este caso la dirección de propagación coincide con la dirección del campo eléctrico (TM es la abreviación de transverse magnetic).

Ondas TEM se pueden propagar a lo largo de un cable (Fig. 2-1) y a través del aire. Ellas no pueden propagarse por guías de ondas, en estas sólo las ondas longitudinales se pueden propagar, por lo tanto en el paso de una guía de ondas al aire una onda cambia de longitudinal a TEM.

## 2. VELOCIDAD DE PROPAGACION

La velocidad de la onda electromagnética en el aire es 300.000.000 m/sec ó  $C = 3 \times 10^8$  m/sec = velocidad de la luz. En principio esto es una aproximación debido a que el dieléctrico por el cual la onda se propaga reduce su velocidad. En la práctica se utiliza el valor citado sin cometer errores significativos (ver refracción 2.6.4.).

Nota: TE y TM tienen una velocidad diferente a las TEM.

## 3. RELACION ENTRE FRECUENCIA, LONGITUD DE ONDA Y VELOCIDAD DE PROPAGACION

Esta relación se expresa como  $C = \lambda \times f$

$\lambda$  = longitud de onda en metros

f = frecuencia (ciclos por segundo) en Hertz (Hz)

c = velocidad de propagación =  $3 \times 10^8$  m/sec.

La longitud de onda es la distancia recorrida por un ciclo.

Frecuencia es la cantidad de ciclos por segundo.

#### 4. DIVISION DEL ESPECTRO EN FUNCION DE LA FRECUENCIA

En la primera parte de la figura se muestran las frecuencias desde los 10 KHz hasta los rayos X, se da la relación con la longitud de onda y también se da el nombre de los distintos rangos de frecuencia.

En la segunda parte de la figura tenemos con mayor detalle los nombres-pasados y presentes- de las frecuencia utilizadas por radares.

#### 5. PROPAGACION EN GUIAS DE ONDAS

El transporte de una onda electromagnética de un lugar a otro puede realizarse de diferentes formas. Lo más importante es mantener las pérdidas por propagación lo más bajas posibles. Para frecuencias que lleguen hasta HF se utiliza líneas paralelas. Cables coaxiales se pueden utilizar para las bandas A y B, la atenuación por metro de cable se hace muy grande para frecuencias más altas. Las guías de ondas ofrecen otra forma de transportar energía electromagnética. Existen dos tipos de guías:

- guías de sección rectangular,
- guías de sección circular.

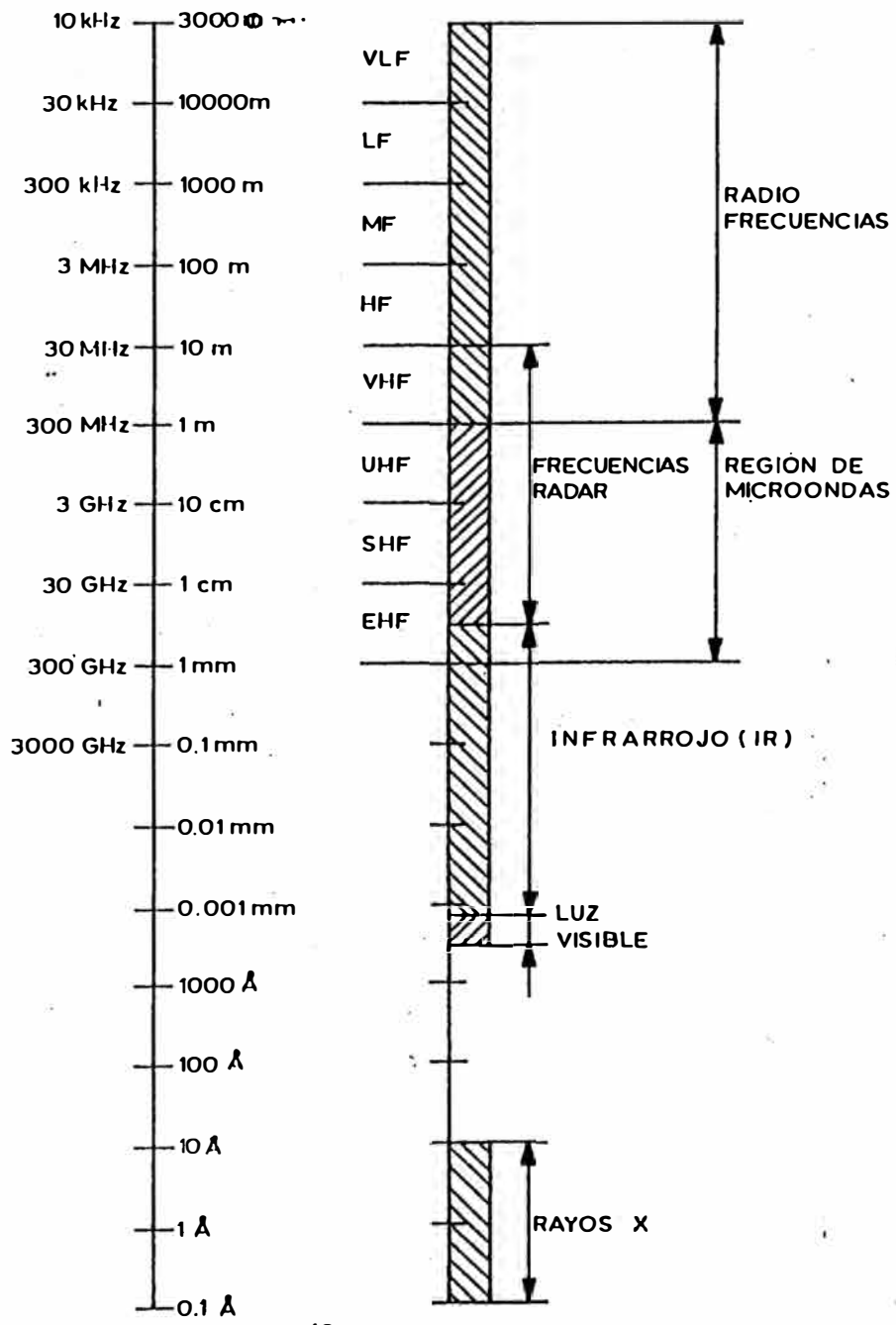
Practicamente todas las guías utilizadas en radares son rectangulares. Como se dijo anteriormente, las ondas TEM no se propagan en guías de onda, solamente las ondas TE y TM lo hacen; la fig. 2-7 muestra una guía rectangular.

Para describir la configuración de los campos se utilizan letras.

Por ejemplo,  $TE_{mn}$ .

- letra m indica el numero de medias ondas a lo ancho (a) de la guía.
- letra n indica el número de medias ondas a lo alto (b) de la guía.

FRECUENCIA f LONG DE ONDA λ RANGO DESIGNACION



1 Å (ANGSTROM UNIDAD) =  $10^{-10}$  m  
 1 GHz = 1000 MHz

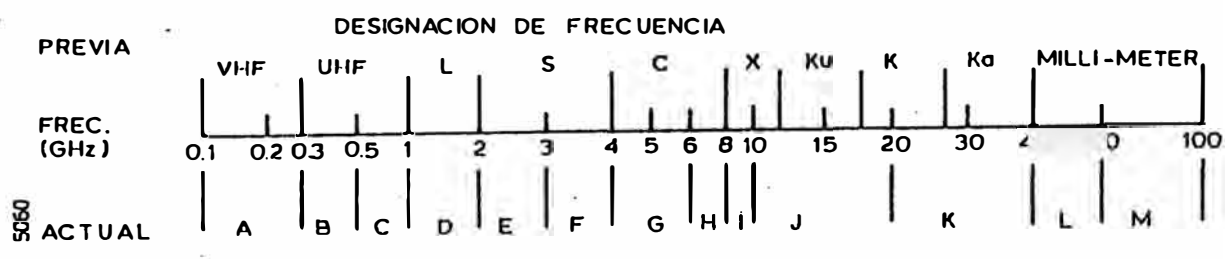


Fig. 2-6 División del espectro en función de la frecuencia



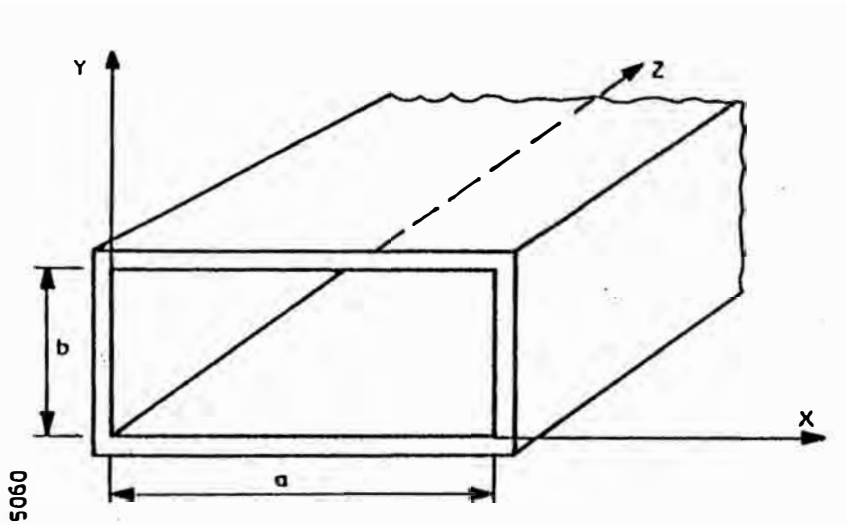


Fig. 2-7 Guía de ondas rectangular

El modo más utilizado es TE10 al cual se lo llama modo dominante.

1 indica una media onda en a.

0 indica menos de media onda en b.

Una guía de onda es un filtro pasa alto, ver fig. 2-8. La longitud de onda de corte es  $2a$  (en el modo TE10).

Por lo tanto para existir propagación:  $a \geq \frac{1}{2} \lambda$ .

La dimensión de  $b$  es comunmente  $\frac{1}{2}a$ , y depende de la potencia a transmitir por la guía, (si esta dimensión es pequeña, pueden llegar a ocurrir arcos).

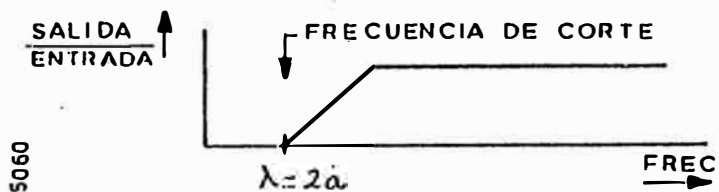


Fig. 2-8 Respuesta en frecuencia de una guía de ondas

La siguiente analogía nos puede servir para entender, como se establecen modos más altos que el TE<sub>10</sub>.

La fig. 2-9 muestra granos de arroz dentro de un tubo. El arroz solo puede entrar en una posición, ahora si soplamos el arroz a una velocidad constante tendremos un cierto modo de propagación. Essto es análogo al modo dominante de propagación. Si el diámetro interior del tubo (guía

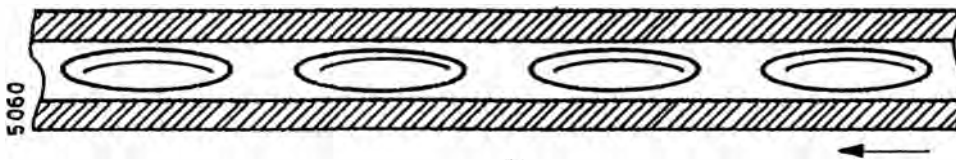


Fig. 2-9 Arroz avanzando de un tubo

de ondas) crece o el tamaño del arroz disminuye (mayor frecuencia) el arroz se propagaría de diferentes formas como se muestra en la figura 2-10. Por el hecho de que el arroz ahora se puede mover en diferentes direcciones dentro del tubo, la velocidad de propagación disminuye. Por eso es que se dijo que para ondas TE y TM la velocidad puede diferir con respecto a la de la luz.

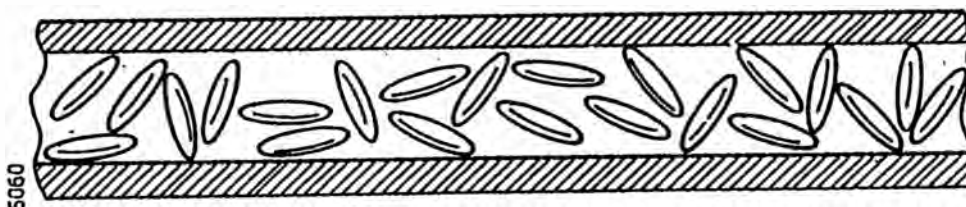


Fig. 2-10 Nuevas formas de propagación

si se cambian las dimensiones nuevamente, estará claro que podrá existir otro modo de propagación. A todos estos modos se los llama modos de alto-orden. La propagación de una onda TE en una guía se explica teniendo en cuenta los frentes de onda.

la propagación de un frente de ondas se puede ver de la siguiente forma (ver fig. 2-11).

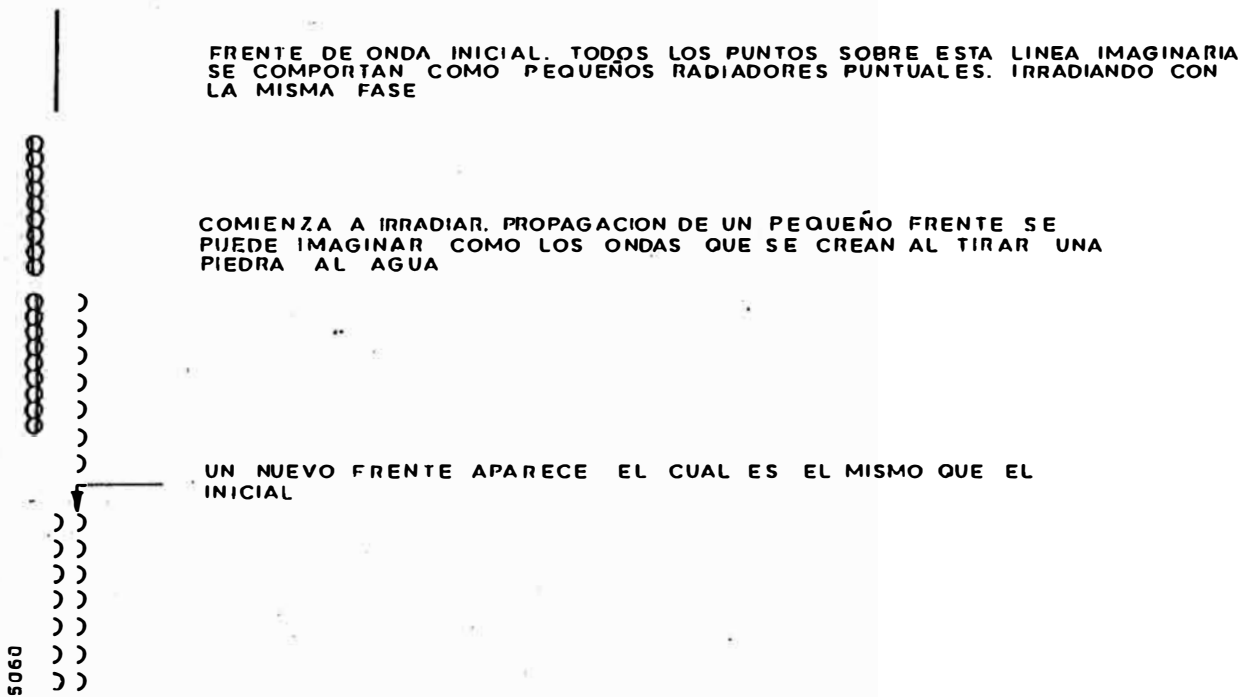


Fig. 2-11 La continuidad de este proceso nos de la propagación de un frente de onda

Coloquemos una pequeña antena dentro de una guía de ondas. La antena transmitirá energía en todas las direcciones con la misma fuerza.

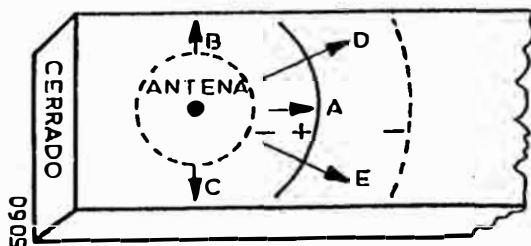


Fig. 2-12

La parte de la energía que viaja en la dirección  $\lambda$ , directamente a lo largo de la guía, no satisface las condiciones de borde ya que el campo eléctrico  $E$  no se hace cero en la paredes laterales. Esta componente no se propaga sino que se atenúa rápidamente. La parte de la energía que se irradia en forma perpendicular a los paredes (B y C) simplemente rebota sin avanzar.

La parte de energía que incide con ángulos intermedios (D y E) se refleja con el mismo ángulo pero con la fase invertida. A medida que estos frentes de onda avanzan a lo largo de la guía se van entrecruzando como se muestra en la figura 2-13.

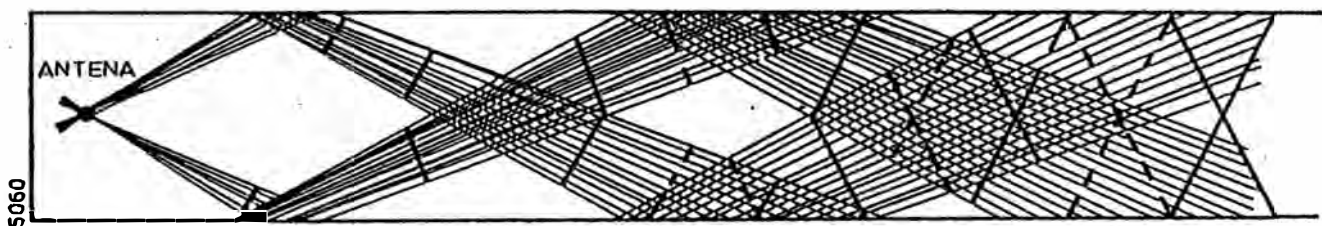


Fig. 2-13

Para un ángulo en especial, dependiendo de la frecuencia de la señal y de la dimensiones de la guía, es posible tener una onda resultante que satisface las condiciones de borde que se requieren para que exista propagación de energía.

## 6. PROPAGACION EN EL AIRE

### 6.1. Diferentes modos de propagación

Existen varias formas en que el campo electromagnético se puede propagar en el aire después de la transmisión.

### Onda de superficie

que se puede subdividir en

onda de suelo o tierra, frecuencia hasta 30 MHz

onda directa >30 MHz

onda indirecta, reflejada en la superficie de la tierra

B. Onda aérea  $300 \text{ kHz} < \text{frec} < 30 \text{ MHz}$

Considerando las frecuencias utilizadas, el modo de propagación para radares es el directo.

### 6.2. Haz de energía

La antena concentra el campo electromagnético en forma de haz irradiando en ciertas direcciones. La sección transversal del haz aumenta con la distancia y como resultado de esto la densidad de energía disminuye, ver fig. 2-14. Una explicación detallada de esto es dada en el capítulo 9, sección 5. Por lo tanto un blanco de un  $\text{m}^2$  recibirá una cantidad de energía que dependerá de la distancia que existe entre el blanco y el transmisor. La energía recibida por el blanco es proporcional a  $\frac{P}{R^2}$ , donde R = distancia entre transmisor y reflector.

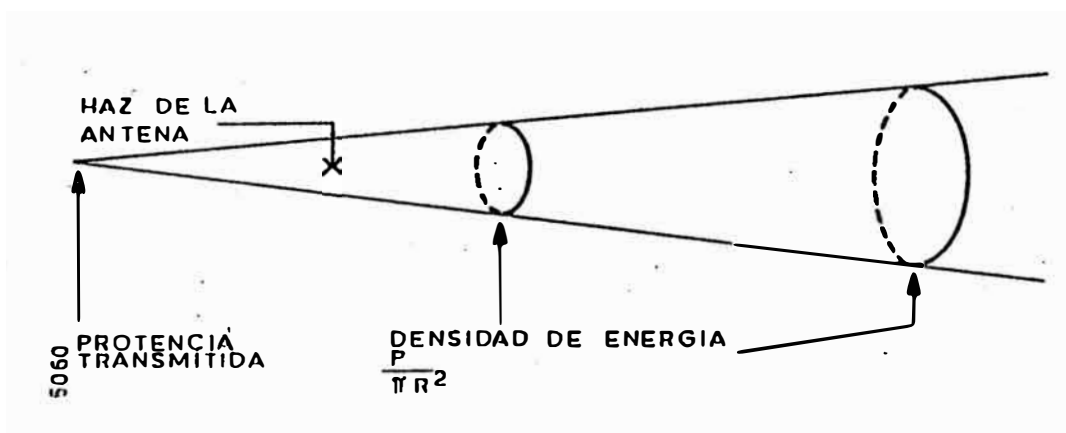


Fig. 2-14 Densidad de energía en función de la distancia

### 6.3. Pérdidas por propagación

Debido a la absorción de energía electromagnética principalmente por agua o vapores, el campo electromagnético se atenúa.

La tabla de la fig. 2-15 nos da una idea de la atenuación sufrida por kilómetro de una onda de frecuencia de 10 GHz bajo diferentes condiciones climáticas.

	dB/km (one way)
Aire espacial ( $O_2$ )	0.007
Vapor de agua	0.01
Niebla - 300 m visibilidad	0.01
30 m visibilidad	0.2
Nubes - cúmulus	0.1
- nimbo stratus	0.34
Lluvia 4 mm/hora	0.08
- 16 mm/hora	0.7

Fig. 2-15 Atenuación en función de clima

La figura 2-16 muestra la absorción atmosférica en función de la frecuencia, de esto se deduce el porqué radares de largo alcance usan bajas frecuencias.

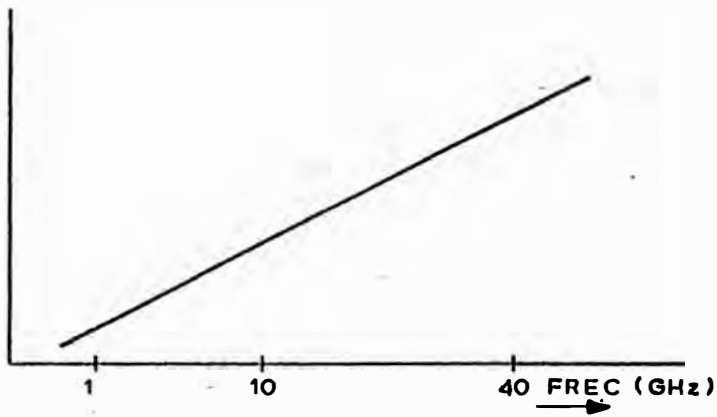
### 6.4. Refracción

Debido a la disminución de la densidad del aire con el incremento de altura, lo que normalmente es una línea recta de visión tiene en realidad una deflección hacia la tierra. Este fenómeno ha sido explicado por Snellius, para la luz (= Energía Electromagnético).

En la fig. 2-17, un frente de ondas electromagnéticas se propaga en un medio de densidad determinada incidiendo con un medido de densidad más baja. En la zona de baja densidad la velocidad de propagación es mayor.

La parte superior del frente irá más rápido en el medio de baja densidad que la parte inferior, resultando en una deflección hacia la zona de mayor densidad.

PERDIDAS  
POR PROPAGACION  
(dB)



ESTA CURVA ES UNA APROXIMACION.  
PARA ALGUNAS FRECUENCIAS EXISTEN  
LAPSOS EN LOS CUALES LAS PERDIDAS  
POR ABSORCION SON BAJAS.  
DICHO LAPSO EXISTE POR EJEMPLO  
A LOS 40 GHz (BANDA K).

Fig. 2-16 Perdidas por propagación en función de la frecuencia

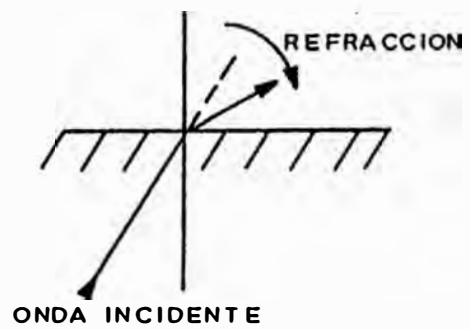
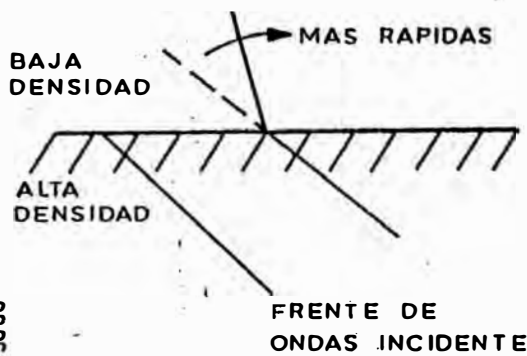


Fig. 2-17. Ley de Snellius

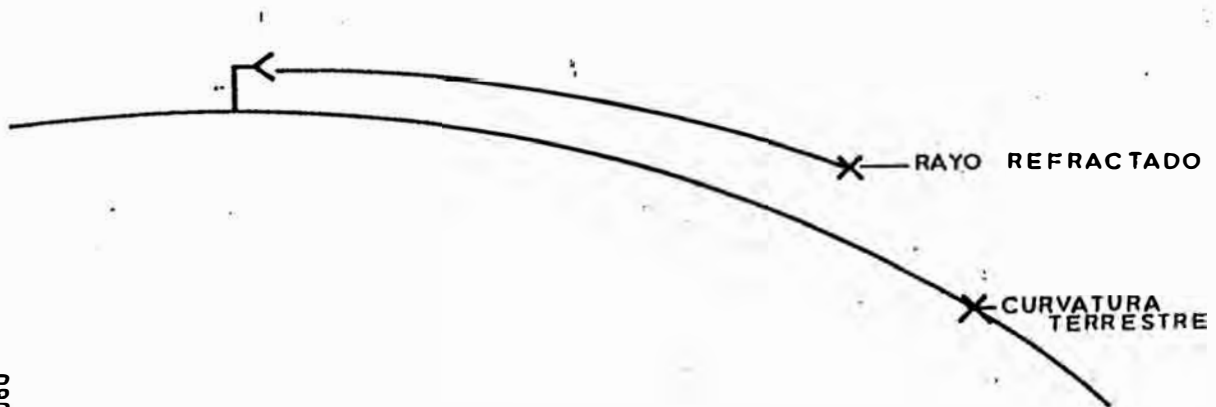


Fig. 2-18 Refracción EM

El aire puede ser tomado como que está compuesto de varias capas que disminuyen de densidad a medida que aumenta la altura, por lo tanto el haz es refractado hacia la tierra.

Para radares, esto resulta en la situación ilustrada en la fig. 2-18. La cantidad de refracción también depende de la frecuencia, ésta es mayor para bajas frecuencias. Esta es otra razón por la cual radares de largo alcance usan bajas frecuencias. Debido a la refracción, el horizonte óptico está un 9% más allá que el horizonte geométrico y el horizonte radar un 6% más allá que el horizonte óptico.

### 6.5. Propagación anómala

En condiciones climáticas ventosas comúnmente se tiene buena propagación ya que las distintas capas de aire se mezclan entre sí; esto crea a su vez un buen intercambio de temperatura entre la superficie y el aire. A continuación se muestran propagaciones anómalas.

#### A. SUBREFRACCION

MENOR REFRACCION QUE LO NORMAL

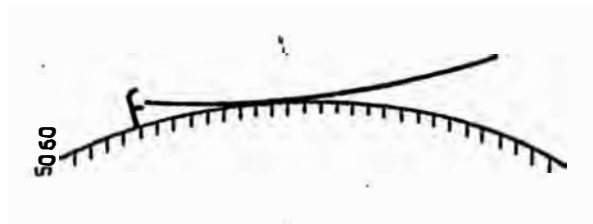
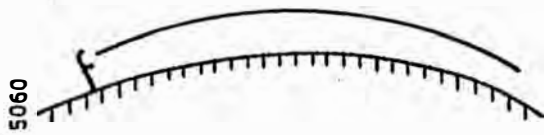


Fig. 2-19

Esto puede ocurrir con un clima calmado (no existe mezcla en capas de aire), cuando una masa de aire frío pasa por arriba de un mar cuya temperatura es mayor. En las capas más bajas la temperatura aumenta debido a la radiación y por lo tanto la humedad relativa disminuye. Esto causa un aumento en la velocidad de propagación en las capas más bajas.



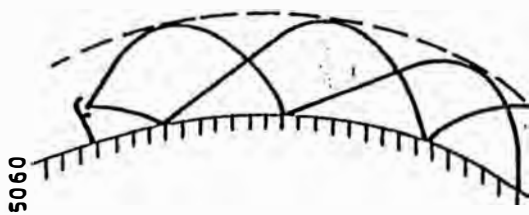
B. SUPERREFRACCION



Mayor refracción que lo normal. Es el caso contrario al anterior. Por ejemplo, cuando una masa de aire caliente pasa por arriba de un mar relativamente frío.

Fig. 2-20

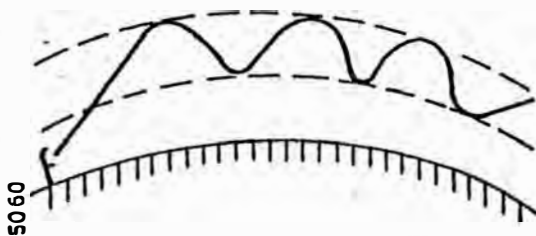
C. CONDUCTO TERRESTRE



Caso extremo de superrefracción la refracción es mayor que la necesaria para seguir la curvatura terrestre.

Fig. 2-21

D. CONDUCTO ELEVADO



Ambos fenómenos de conductos pueden causar canalización. El conducto actúa pues como una guía de ondas para frecuencias de una determinada longitud de onda. Esto puede ocurrir en las capas de aire superiores donde existe inversión de temperatura, por ejemplo zonas de alta presión.

Fig. 2-22

E. DIFRACCION



Fig. 2-23

Montañas, islas, etc. forman zonas de sombra.

Si la longitud de onda es del mismo orden que el tamaño del objeto que crea la sombra, entonces las zonas de sombra son iluminados debido al efecto de difracción.

Para frecuencias de radar, donde  $\lambda$  es relativamente pequeña esto no tiene importancia.

CAPITULO 3RADAR DE PULSOS

Los radares de pulsos se pueden dividir en diferentes grupos de acuerdo a sus parámetros y por lo tanto al uso que se les dé

Uso del radar	Alcance (km)	Frec (GHz)	$\lambda$ (cm)
Largo alcance	500	1	25
Medio alcance	200	3	10
Control de tiro	50	9	3
Navegación	20	9	3
Control de tráfico aéreo	10	40	0.8

1. DEFINICION

De acuerdo a lo dicho anteriormente un radar de pulsos es aquél que transmite por un momento y luego corta la transmisión en espera de recibir posibles reflejos. El esquema que permite cumplir con estas funciones será explicado en el próximo párrafo.

2. DIAGRAMA EN BLOQUES BASICO DE UN RADAR DE PULSOS: Detección  
Cálculo de la distancia

En la fig. 3-1 una antena común es utilizada tanto para transmitir (Tx) como para recibir (Rx); por lo tanto hace falta una llave Tx/Rx para proteger al receptor contra la energía irradiada.

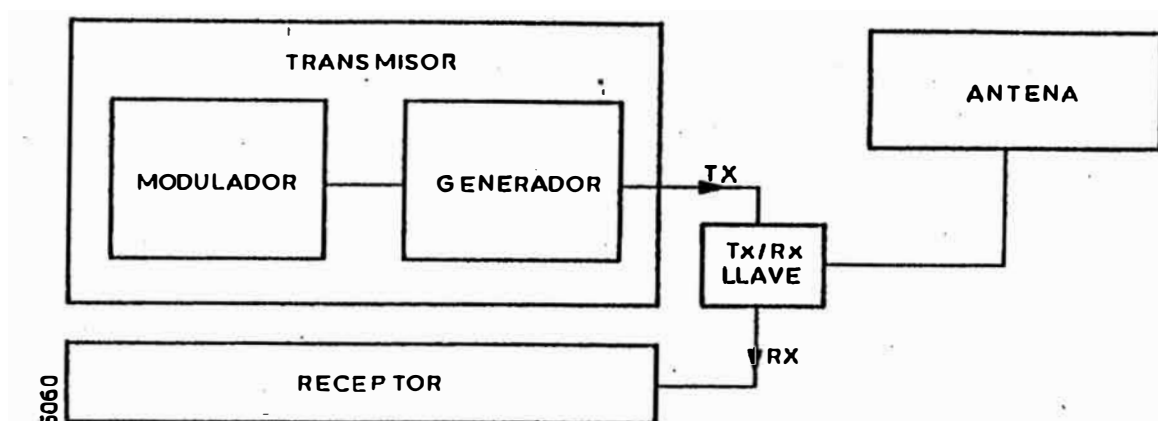


Fig. 3-1

### Funcionamiento

El transmisor manda energía en forma de pulso a la antena.

En el momento y durante la transmisión el modulador conecta el generador con una fuente de potencia (determinando el momento y duración de la transmisión).

El generador electromagnético convierte la energía de la fuente de potencia en energía electromagnética y en la frecuencia deseada (ejemplos de generadores son magnetrones, klystrons, etc.).

La antena irradia energía en forma de haz. El área dentro de la cual la energía electromagnética es mayor que  $-3\text{ dB}$ , con respecto al eje eléctrico (línea central) de la antena se llama haz (ver fig. 3-2).

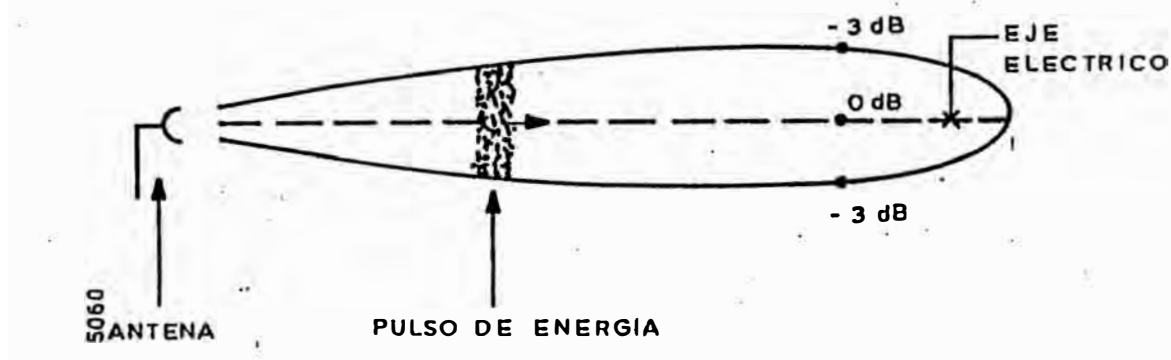
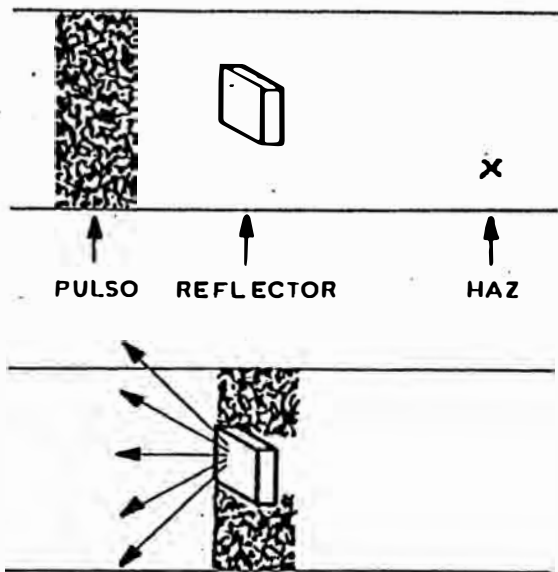
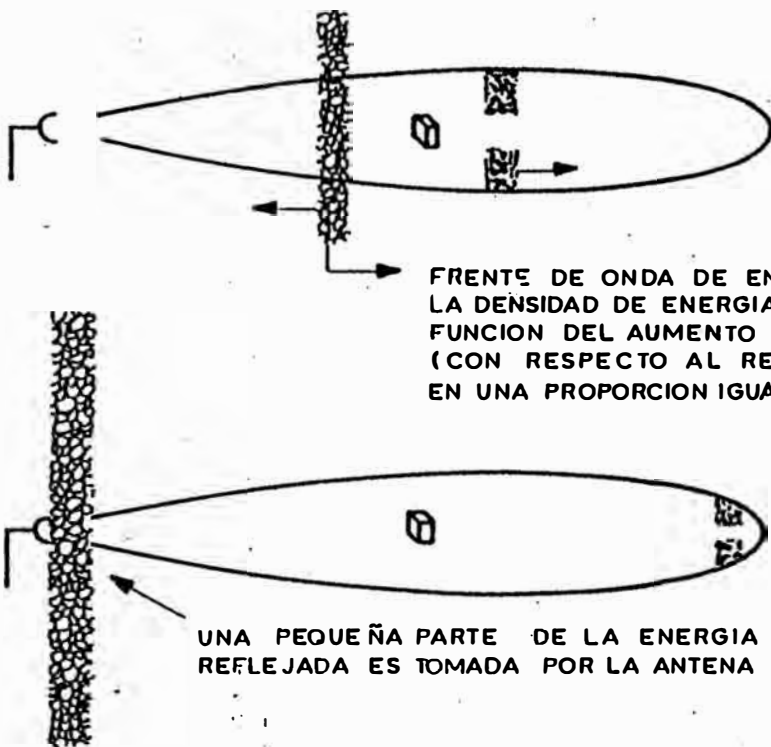


Fig. 3-2 Haz de la antena (diagrama de irradiación de la antena)



DURANTE EL TIEMPO EN QUE EL REFLECTOR ES "ILUMINADO" POR EL PULSO, REFLEJARA LA ENERGIA INCIDENTE EN TODAS LAS DIRECCIONES. DETRAS DEL REFLECTOR HAY UNA ZONA DE SOMBRA



FRENTE DE ONDA DE ENERGIA REFLEJADA LA DENSIDAD DE ENERGIA DISMINUYE EN FUNCION DEL AUMENTO DE LA DISTANCIA (CON RESPECTO AL REFLECTOR) EN UNA PROPORCION IGUAL A  $\frac{P}{\pi R^2}$

UNA PEQUEÑA PARTE DE LA ENERGIA REFLEJADA ES TOMADA POR LA ANTENA

5060

Fig. 3-3 Secuencia de un pulso y su reflejo

Si el pulso pega en un blanco, parte de la energía es reflejada. A su vez una parte de esta energía reflejada es recogida por la antena y enviada al receptor. Esto lo podemos ver en la fig. 3-3.

Si la energía reflejada (= eco) llega al receptor tenemos que ha sucedido una de las dos funciones del radar, la detección. En la fig. 3-4 se explica la segunda función del radar es decir distancia al blanco.

Supongamos que hay un blanco a 3000 m del transmisor. Como dijimos anteriormente la energía electromagnética tiene una velocidad de propagación de  $3 \times 10^8$  m/sec es decir  $300 \times 10^6$  ó  $300$  m/ $\mu$ sec en donde  $\mu$ sec  $\pm 10^{-6}$  sec o 0,000001 sec. Por lo tanto le lleva 10  $\mu$ sec al pulso llegar hasta el blanco; le llevará otros 10  $\mu$ sec al pulso reflejado para llegar hasta el receptor. Por lo tanto el tiempo transcurrido entre transmisión y recepción del eco es de 20  $\mu$ sec, ésto para un blanco a 3000 m.

Por lo tanto si 20  $\mu$ sec 3000 m  
   1  $\mu$ sec 150 m.

Esta relación 1  $\mu$ sec - 150 m es lo que utilizan los radares de pulso para calcular o qué distancia se encuentra el blanco. El tiempo transcurrido entre el momento de transmisión y el de recepción se cuenta en  $\mu$ sec luego se lo multiplica por 150 m para darnos a qué distancia está el blanco en metros.

Por ejemplo, si  $T = 15$   $\mu$ sec la distancia al blanco es  $15 \times 150 = 2250$  m. La salida del receptor puede ser conectada a una pantalla (tubo de rayos catódicos) la cual graficará la distancia calculada con el centro como referencia.

### 3. TIEMPO DE REPETICION DE PULSO

En la fig. 3-5 se ilustra el ciclo transmisión-recepción.

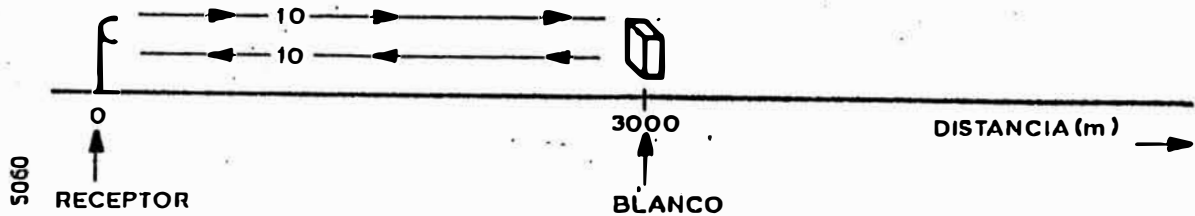


Fig. 3-4 Cálculo de la distancia

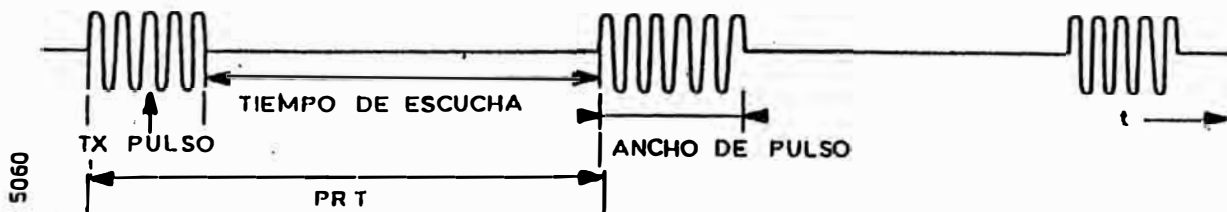


Fig. 3-5 Ciclo transmisión-recepción

Durante el tiempo en que el modulador entregue potencia al generador éste generará energía electromagnética. A este período de tiempo se le llama ancho de pulso o longitud del pulso y se lo muestra como unas ondas senoidales con la frecuencia del transmisor. Al tiempo necesario para un ciclo transmisión-recepción se le llama  $PRT = \text{Tiempo de Repetición de Pulso}$ . También se utiliza  $PRF = \text{frecuencia de repetición de pulso}$ . Por lo tanto  $PRF = \frac{1}{PRT}$ .

Al tiempo transcurrido entre dos pulsos Tx se lo llama tiempo de escucha. Los reflejos (ecos) que se reciban deben ser durante este tiempo de escucha o sea, entre el último pulso transmitido y el próximo o transmitirse.

Esto significa que la duración de este tiempo de escucha determina el alcance máximo del radar. Los parámetros que determinan el alcance máximo del radar deben estar de acuerdo con el tiempo de escucha. Para valores típicos, ver tabla al comienzo del capítulo.

#### 4. ANCHO DE PULSO Y RESOLUCION EN RANGO

La energía electromagnética generada se concentra en los pulsos de transmisión. El ancho de dichos pulsos es un factor clave, como se verá cuando se discuta resolución en rango, pero primero se discutirán otras características del pulso.

##### 4.1. Ancho de pulso y potencia

El ancho de pulso se define como el tiempo durante el cual el generador produce energía electromagnética. La energía del pulso  $E = p_p \times \text{ancho de pulso}$  Joules ( $p_p = \text{potencia pico}$ ). La potencia pico es la potencia generada durante el pulso.

También es posible hablar de potencia promedio (a menudo importante cuando se involucra estabilidad en la temperatura) siendo necesario definir el factor de servicio (factor de servicio =  $\frac{\text{ancho de pulso}}{\text{PRT}}$ ). La potencia promedio será  $P_{av} = p_p \times \text{factor de servicio}$ . El ancho de pulso debe ser tal que contenga un cierto número de periodos de onda senoidal para posibilitar la detección (ésto se discutirá en el capítulo 7, párrafo 2, cuando se discuta IF (Frecuencias Intermedias)).

En general se puede decir que un pulso angosto necesita una frecuencia de transmisión mayor (o una IF más alta) que un pulso más ancho.



#### 4.2. Resolución en rango

El requerimiento táctico que el ancho del pulso debe cumplir es que debe permitir una cierta resolución en rango.

Resolución en rango es la capacidad del radar para distinguir dos blancos en el mismo AZIMUT, los cuales se encuentran separados por una corta distancia. Las figuras 3-6 y 3-7 explican esto.

Dos blancos se juntarían si la distancia entre ellos es  $\frac{1}{2}$  x (ancho de pulso en  $\mu\text{sec}$ ) x 150 m.

En el receptor ocurre un alargamiento de los ecos. Esto también reduce la resolución en rango. Una aproximación segura sería que la resolución en rango sea igual a (ancho de pulso en  $\mu\text{sec}$ ) x 150 m.

En la tabla de la figura 3-8, se dan algunos de los parámetros de distintos radares para tener una idea de las magnitudes de PRT y del ancho de pulso.

#### 5. ESPECTRO DE FRECUENCIAS DE TRANSMISION

El contenido en frecuencia o espectro de una transmisión es importante ya que todas las componentes juntas forman la señal que se recibirá como un eco. Esto impone ciertas condiciones en el receptor, esto se explica en capítulo 7 partes 2 y 3.

En las figuras a continuación se comparan el dominio del tiempo, representado por la pantalla de un osciloscopio y el dominio de la frecuencia, representado por la pantalla de un analizador de frecuencias.

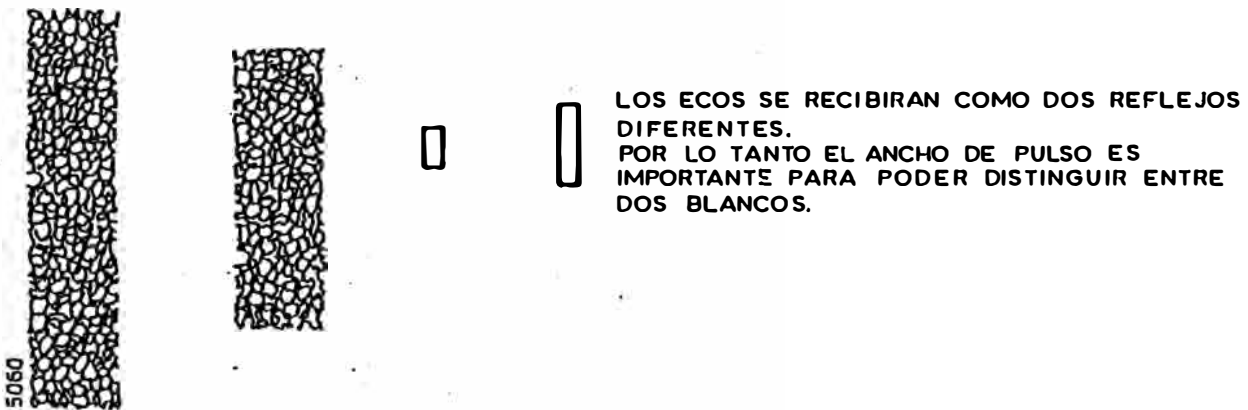
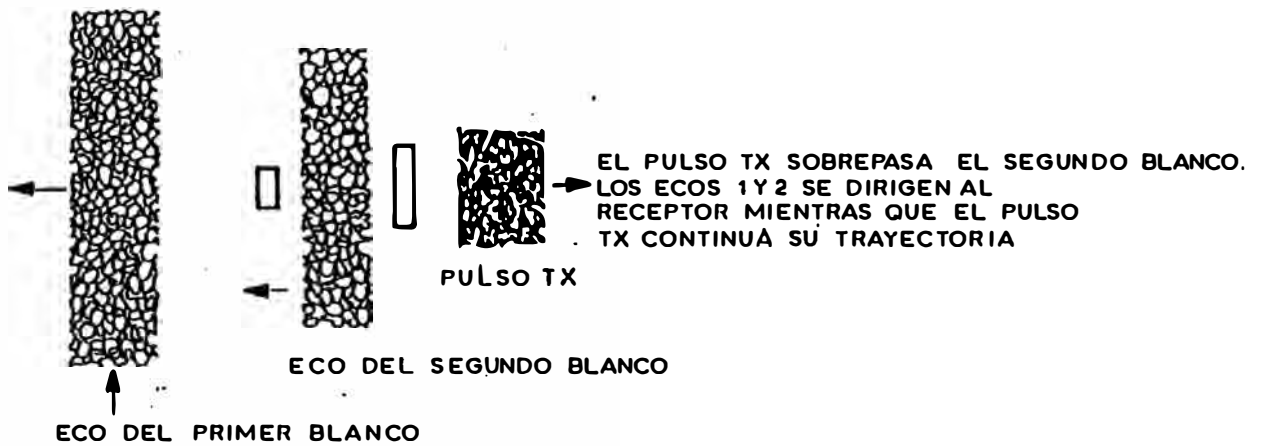
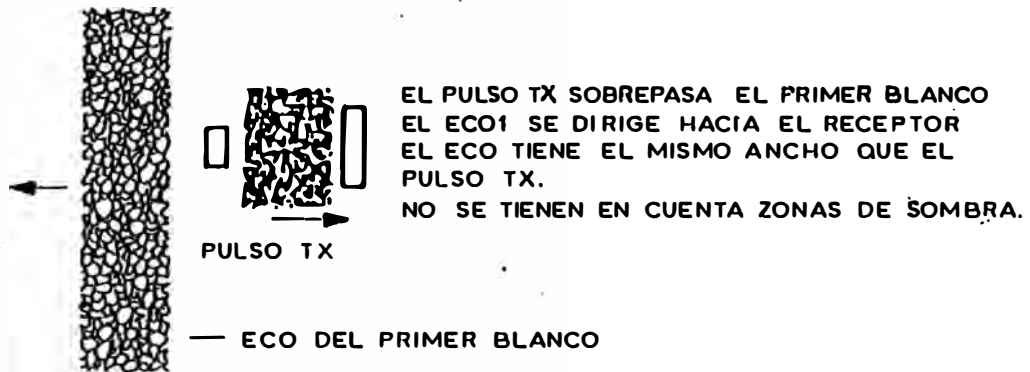
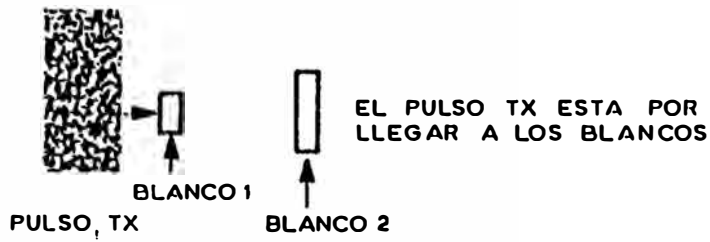
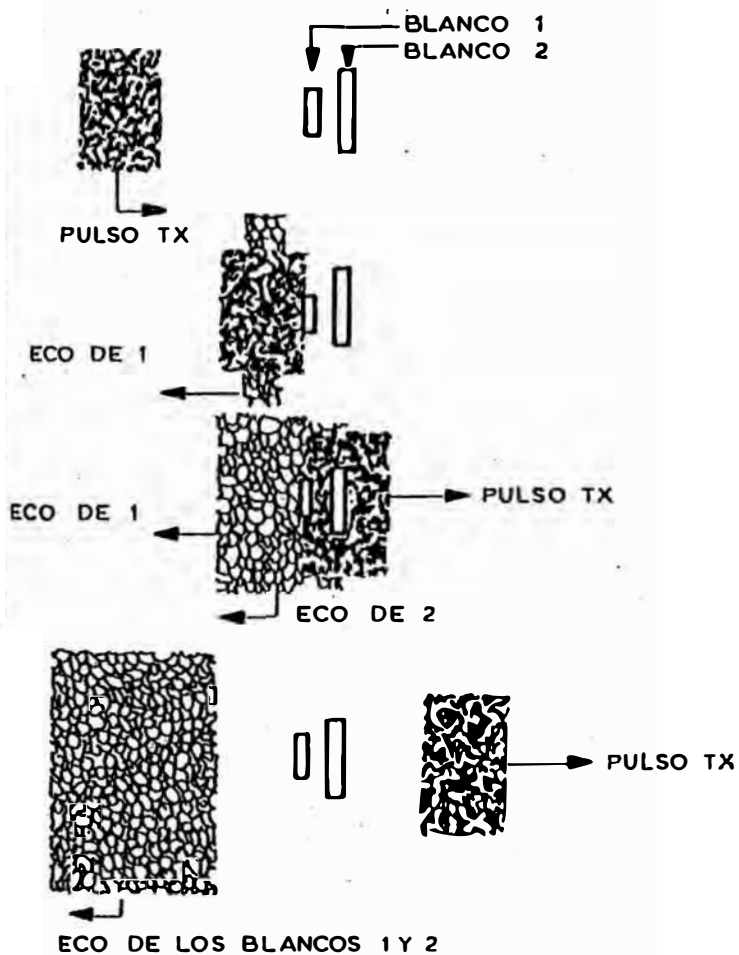


Fig. 3-6 Resolución en rango



UTILIZANDO EL MISMO ANCHO DE PULSO CON LOS BLANCOS UN POCO MAS CERCA ENTRE SI.

AL PASAR EL PULSO TX POR EL PRIMER BLANCO SE GENERA EL PRIMER ECO

MIENTRAS EL PULSO TX TODAVIA SE ENCUENTRA SOBRE EL BLANCO 1 YA ALCANZO AL BLANCO 2. POR LO TANTO SE UNEN LOS DOS ECOS.

LOS ECOS DE LOS BLANCOS 1 Y 2 SE RECIBEN COMO UN GRAN ECO Y POR LO TANTO EL PULSO TX NO PUDO DISTINGUIR LOS DOS BLANCOS.

Fig. 3-7 Resolución en rango

Radar	Alcance km	Potencia	PRT $\mu\text{sec}$	Pulso anchura	Resolución en rango
Largo alcance	500	alto	3400	60 $\mu\text{sec}$	9000 m
Medio alcance	200	medio	1400	30	4500
Control tiro	50	medio	340	0.5	75
Navegación	20	medio	140	0.05	7.5
Control de transito aereo	10	bajo	70	0.01	1.5

Fig. 3-8 Parámetros de radares de pulso

### 5.1. Espectro de frecuencias de una transmisión de onda continua

Cuando un radar de onda continua transmite energía electromagnética tendremos una forma de onda senoidal continua en función del tiempo como se muestra en la figura 3-9, también se puede poner a la frecuencia en el eje horizontal y la amplitud de la señal (representado por la altura de la línea perpendicular al eje de los frecuencias) en el eje vertical. El hecho de que exista tan solo una línea nos dice que la onda tiene una sola componente y que es a esa frecuencia ( $f_c$ ).

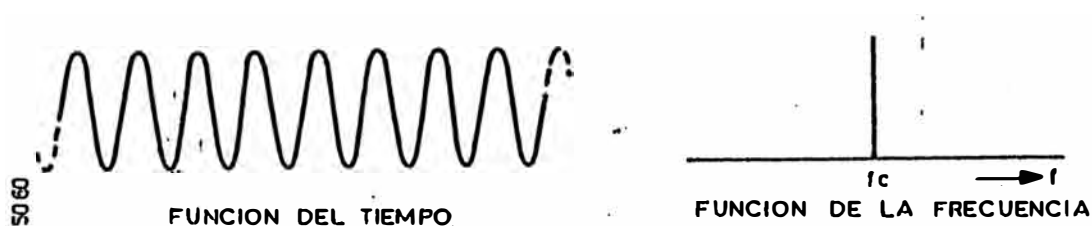


Fig. 3-9

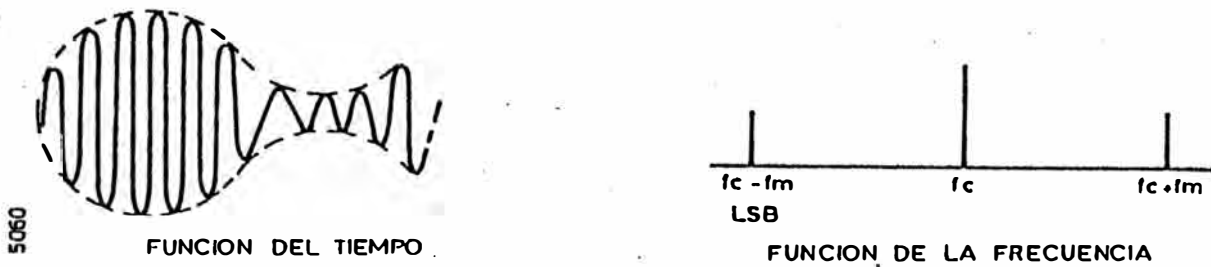


Fig. 3-10

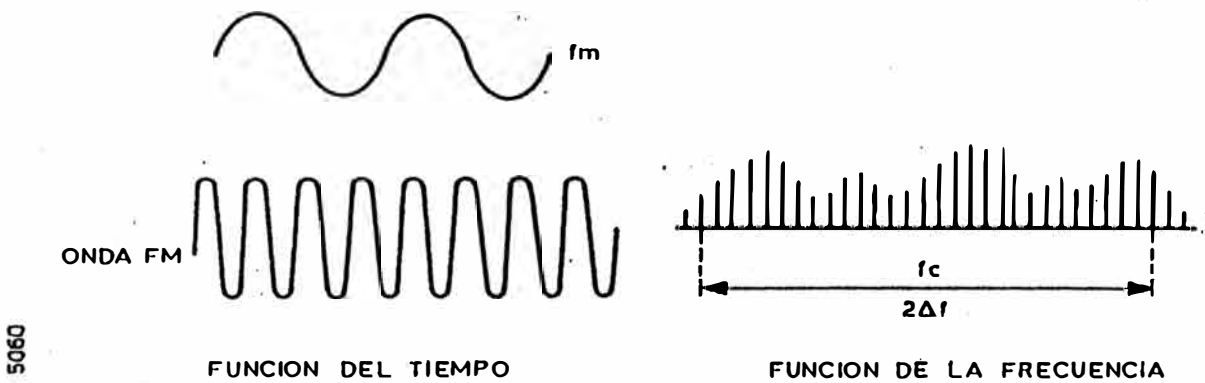


Fig. 3-11

Si la onda senoidal de frecuencia  $f_c$  es modulada en amplitud y la onda moduladora tiene una frecuencia  $f_m$ , luego en un gráfico en función de la frecuencia veremos que se forman bandas laterales, esto se ve en la fig. 3-10.

Si la onda de frecuencia  $f_c$  es modulada en frecuencia por una frecuencia moduladora  $f_m$ , tenemos que  $\Delta f$  es la desviación en frecuencia de la portadora ( $f_c$ ). En la fig. 3-11 vemos la señal en función del tiempo y de la frecuencia.

## 5.2. Espectro de frecuencia de una transmisión de pulsos

El espectro de frecuencia de una transmisión de pulsos debe ser estudiado desde dos puntos de vista (relacionados entre sí).

Una transmisión de pulsos puede ser vista como una onda modulada en amplitud (on/off AM). La frecuencia con la que se modula la portadora  $f_c$  es entonces PRF. En analogía con la modulación de amplitud que ya hemos discutido veremos que existen bandas laterales en  $f_c + prf$  y  $f_c - prf$ , con armónicas en  $f_c + 2prf$ , etc.

El espectro es un espectro de líneas (discreto, no existen todas las frecuencias, sino las frecuencias indicadas por una línea).

Ver fig. 3-12.

En la fig. 3-13 se muestra el espectro de frecuencia de un pulso DC

Fijarse que se tienen mínimos a intervalos  $\frac{1}{T}$  donde  $T$  = ancho de pulso.

Este es un espectro continuo o sea que existen todas las frecuencias.

Las frecuencias están relacionadas como podemos ver, por la envolvente.

Si combinamos estos dos puntos de vista tendremos la fig. 3-14 como resultado.

El espectro de frecuencias es un espectro discreto, el intervalo entre frecuencias es PRF y los mínimos son cada  $\frac{1}{T}$

La frecuencia del generador electromagnético es  $f_c$ .

Todas las componentes de frecuencias juntas forman el pulso transmitido.

Por dos razones es importante el espectro de frecuencias.

El eco recibido tiene las mismas componentes que el pulso transmitido. El amplificador en el receptor debe ser capaz de amplificar estas componentes o por lo menos una parte de ellas. Esto implica ciertos requerimientos en el ancho de banda del receptor, que se discuten en el capítulo 7.

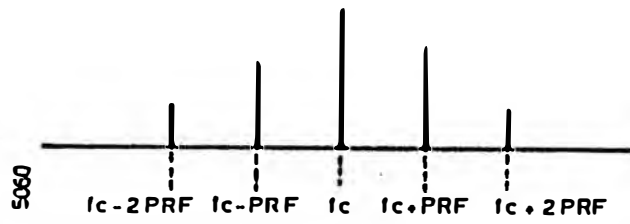


Fig. 3-12

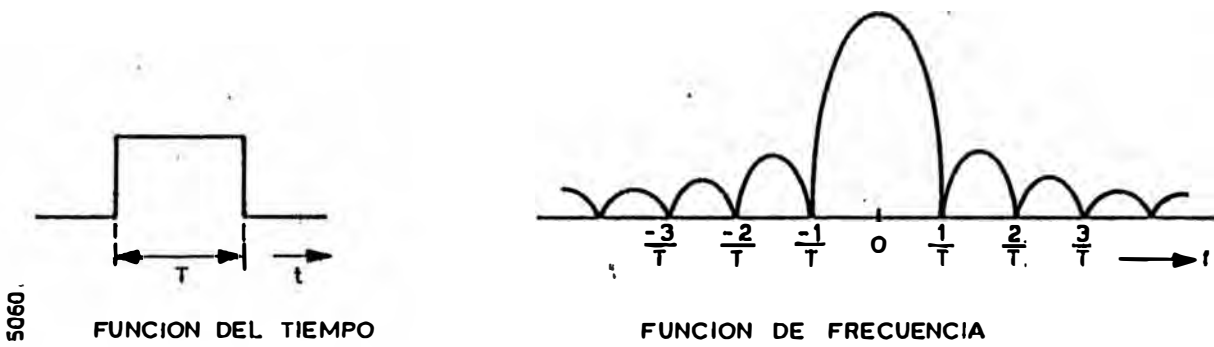


Fig. 3-13

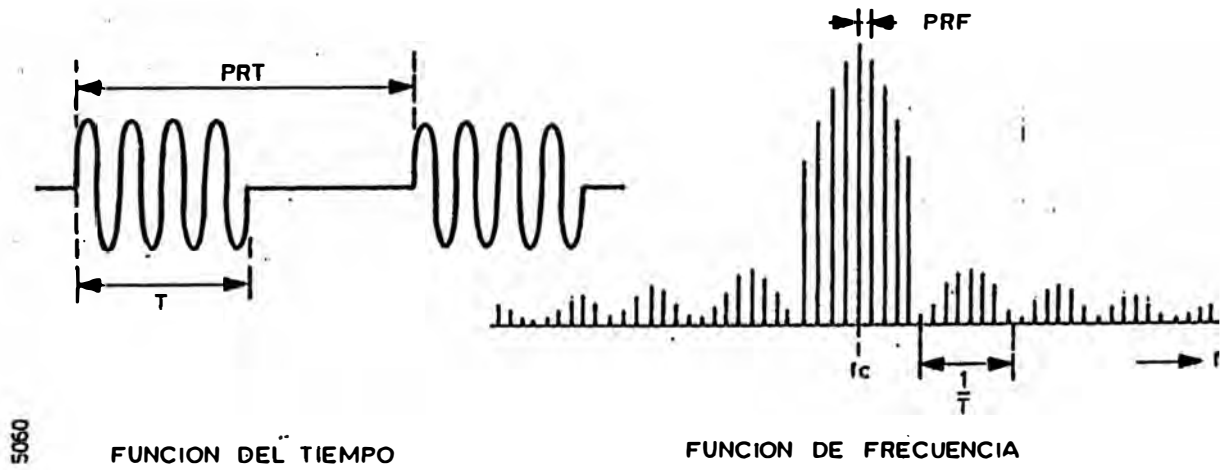


Fig. 3-14

Uno de los factores que determina la calidad del generador electromagnético, es su espectro. De este podemos ver si tenemos AM y/o FM, que tienen que ser pequeñas cantidades. También del espectro podemos ver si la mayoría de la energía transmitida se concentra en un banda cerca de  $f_c$  o si mucha energía va a las bandas laterales.

### 5.3. Influencia de:- cambios en el ancho de pulso y PRF

#### - AM y/o FM

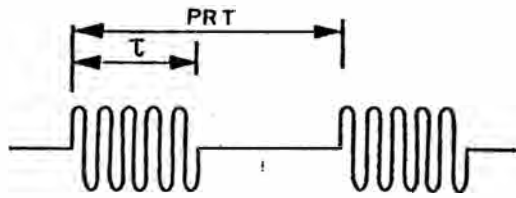
Como referencia se muestra un pulso de transmisión en función del tiempo y en función de la frecuencia. Las líneas por debajo de la línea base indican un desfasaje de  $180^\circ$  (ver fig. 3-15).

Para este espectro vamos a asumir que la pendiente es infinita en el borde creciente del pulso y en el decreciente. Generadores reales necesitan un cierto tiempo para subir y bajar lo que puede ser visto como una modulación en amplitud y pueden tener variaciones en frecuencia lo que se puede entender como modulación en frecuencia.

La cantidad de AM y FM es una medida de la calidad de la fuente de microondas e imponen requerimientos en términos de ancho de banda del receptor, donde la fase transmitida es un factor de importancia.

En la fig. 3-16 se muestra el efecto de AM y/o FM. Sólo se muestra la envolvente de los pulsos o el espectro de líneas.





PRIMERO VARIAMOS EL ANCHO DE PULSO Y PRF.



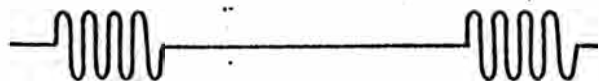
PULSOS ANGOSTOS PROVOCAN ESPECTROS ANCHOS Y UN MAYOR PRF PROVOCAN UNA BAJA DENSIDAD ESPECTRAL.



PULSOS MAS ANCHOS SON CAUSA DE ESPECTROS ANGOSTOS PERO LA DENSIDAD ESPECTRAL SE MANTIENE YA QUE NO VARIAMOS PRF.



UN PRF CHICO NOS DA UNA DENSIDAD ESPECTRAL GRANDE Y EL ANCHO DEL ESPECTRO PERMANECE CONSTANTE YA QUE NO VARIAMOS EL ANCHO DE PULSO.



505 DENSIDAD ESPECTRAL ES CONSTANTE YA QUE PRF ES IGUAL PERO EL ANCHO DEL ESPECTRO CAMBIA AL AGRANDAR EL ANCHO DE PULSO.

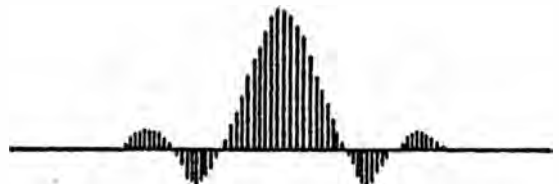
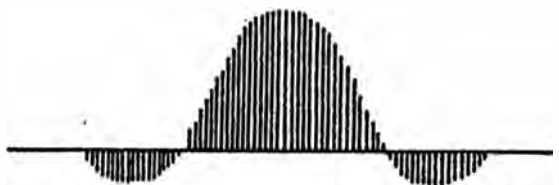
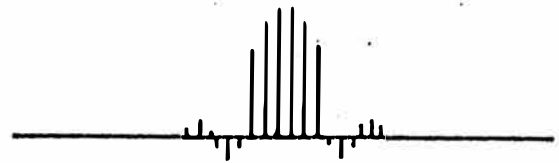
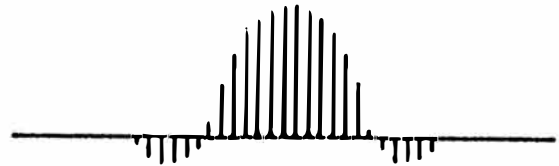
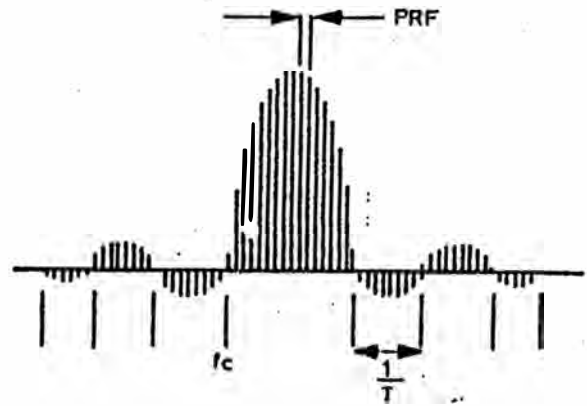
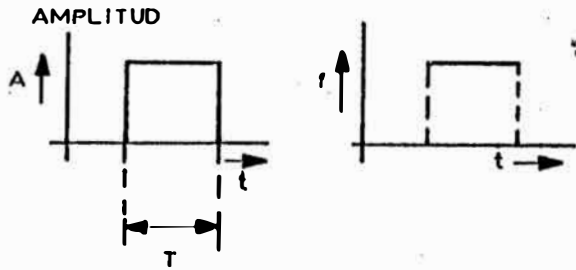
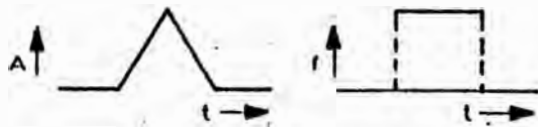
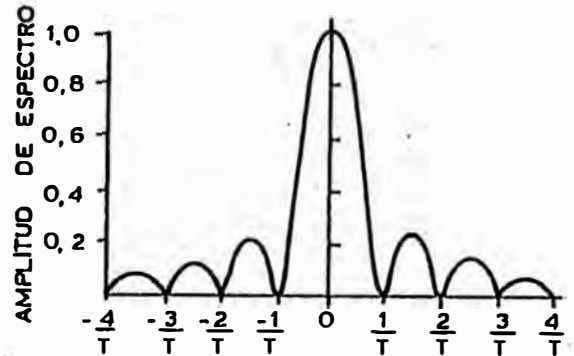


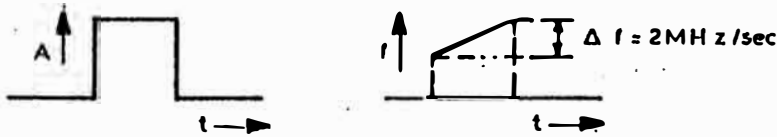
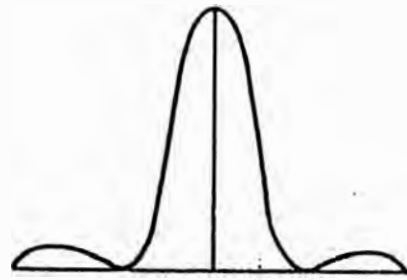
Fig. 3-15



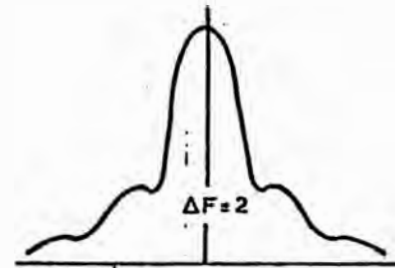
ESPECTRO DE UN PULSO IDEAL SIN AM Y/O FM DURANTE EL PULSO

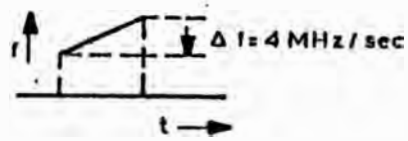
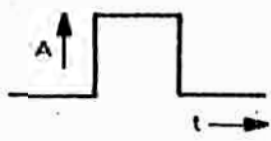


PULSO TRIANGULAR SIN FM. EL ANCHO DE PULSO EFECTIVO SE HACE MAS CORTO Y ESTO CAUSA QUE EL MINIMO OCURRA A INTERVALOS DE FRECUENCIA MAYORES

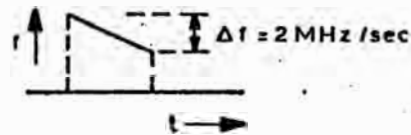
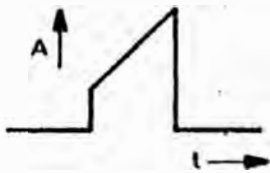
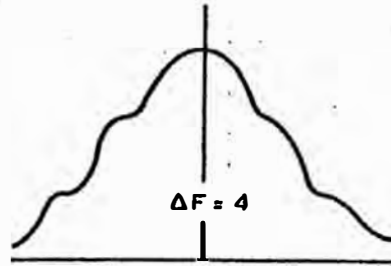


ESPECTRO DE PULSO SIN AM PERO CON FM CAUSANDO UN INCREMENTO EN LA AMPLITUD DE LAS BANDAS LATERALES Y QUE LOS MINIMOS NO LLEGAN A CERO.

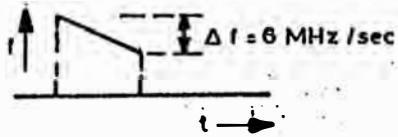
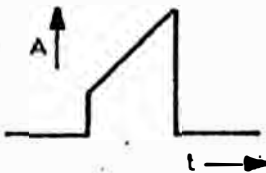
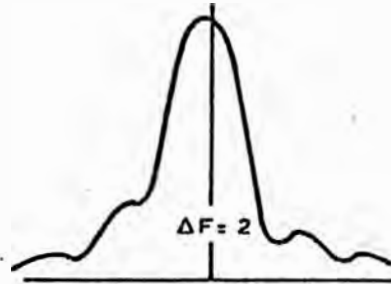




IGUAL QUE LA ANTERIOR PERO CON MAS FM



EFFECTOS DE AM Y FM EN EL PULSO  
NOTAR FALTA DE SIMETRIA



5060 EJEMPLO DE PULSO CON GRAN  
CANTIDAD DE AM Y FM.

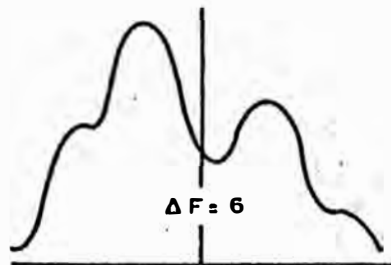


Fig. 3-16

## CAPITULO 4

### ANTENAS

La intención de una antena de radar es irradiar la energía generada y recibir un posible eco.

Una antena direccional como su nombre lo dice se utiliza para irradiar la energía en una cierta dirección. Por lo tanto los ecos recibidos deben venir de esa dirección.

Una ventaja de las antenas direccionales es que por el hecho de concentrar la energía en una dirección, el alcance del radar aumenta.

Las antenas que se explicarán son para radares de pulso, pero los principios son los mismos para radares de onda continua.

#### 1. PRINCIPIOS

Vamos a suponer una antena puntual. El generador entrega energía a ese punto y por lo tanto en ese punto vamos a tener variación en voltaje y corriente. Como resultado de esto se genera un campo electromagnético alrededor del punto. Si suponemos al punto redondo, el campo generado tendrá la misma magnitud; por lo tanto a dicho punto se lo puede considerar como una antena omnidireccional. En la fig. 4-1 se muestra un radiador omnidireccional y con líneas punteadas se muestran campos de igual magnitud. A estas líneas punteadas se las llama modelo de radiación o diagrama de la antena.

Consideremos dos antenas omnidireccionales A y B separadas por una distancia igual a  $1/2 \lambda$  supongamos que medimos en los puntos P1 y P2 como se muestra en la figura 4-2.

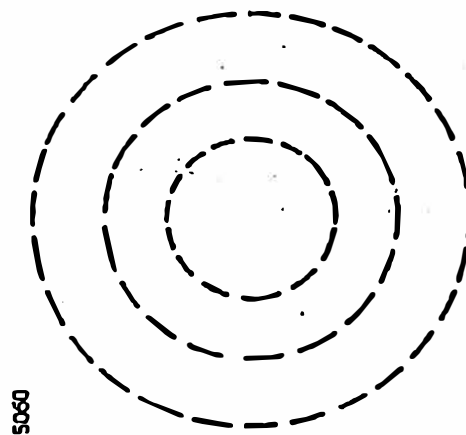


Fig. 4-1

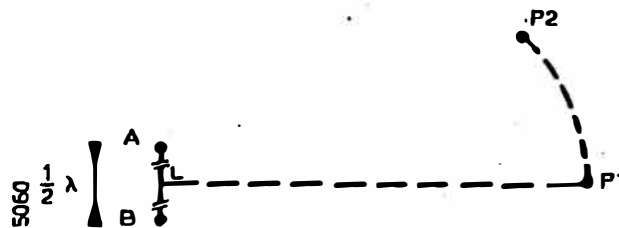


Fig. 4-2

Las antenas irradian en fase.

Al punto  $P_1$ , las ondas de A y B llegarán con la misma fase ya que se encuentra a igual distancia de ambas.  $P_1A = P_1B$ ; las ondas se suman entre sí para dar en ese punto un campo cuyo valor es el doble del que daría cada radiador por separado. En  $P_2$ , las ondas llegan con una diferencia en fase ya que  $P_2A < P_2B$ ; debido a esa diferencia tendremos que existe una pequeña atenuación, en relación con  $P_1$ , y para cierto ángulos vemos que el campo es nulo. En la fig. 4-3 se muestra este efecto con ondas (también se puede representar como una suma de vectores).

En la fig. A, la onda originada en B se dirige hacia arriba. En la fig. B se le suma la onda de A (línea llena). Como vemos A y B irradian en fase.

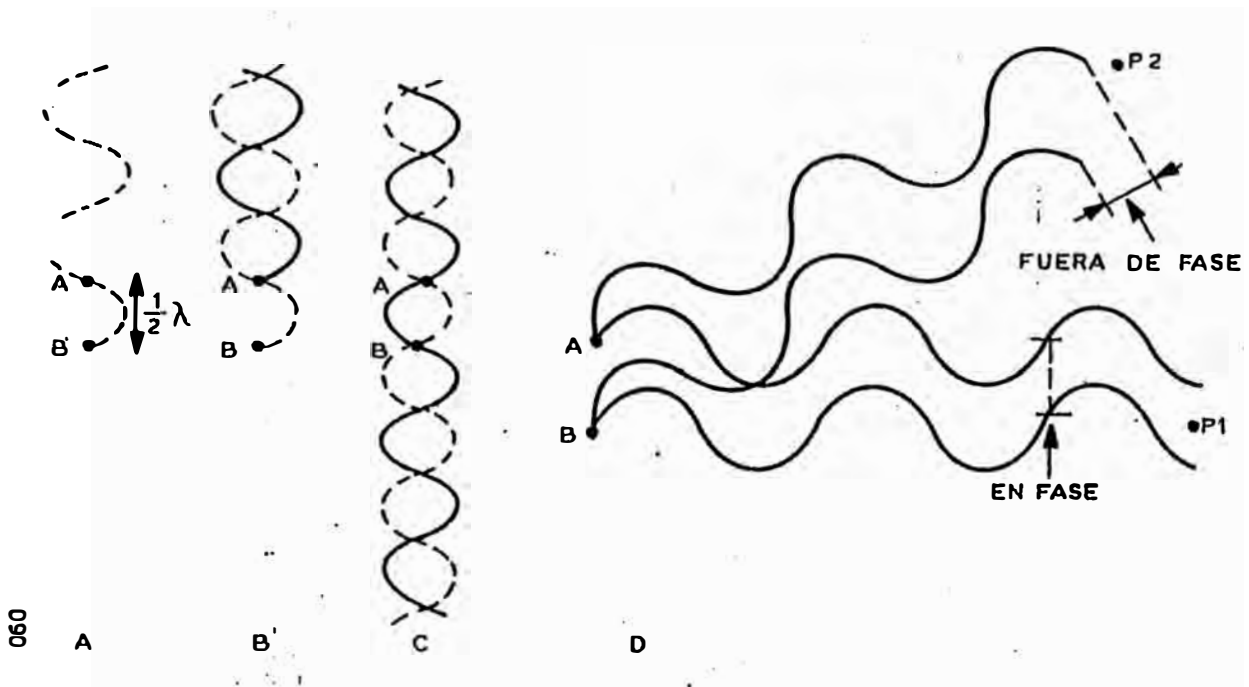


Fig. 4-3



Fig. 4-4

Como se puede ver en la fig. C las ondas se anulan entre sí a lo largo del eje A-B. La figura D muestra que en el punto P1 las dos ondas llegan en fase, sumándose para dar un valor de campo máximo. En el punto P2 las dos ondas se reciben fuera de fase (desfasadas) y por lo tanto la suma es siempre menor que en el caso anterior. Esto se puede ver en la fig. 4-4.

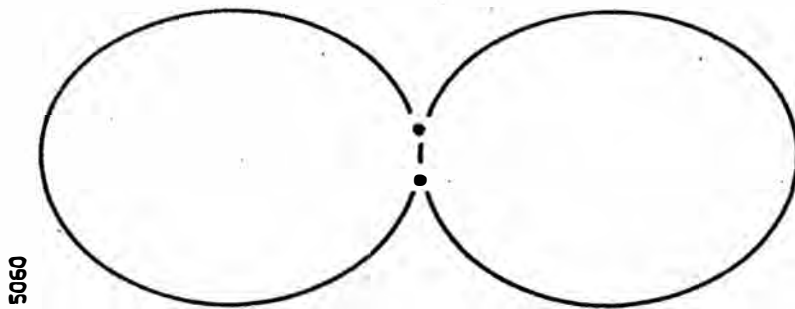


Fig. 4-5

En los párrafos anteriores se explica este fenómeno para dos puntos P1 y P2 y para el eje AB, pero por supuesto ésto mismo sucede en los  $360^\circ$  alrededor de A y B dando un patrón de radiación como el que se muestra en la fig. 4-5.

Las líneas unen los puntos de igual intensidad de campo. Ahora si tenemos varios puntos irradiantes, todos separados entre sí por  $\frac{1}{2} \lambda$ , tendremos varias zonas donde el campo se anula. En la fig. 4-6 lo vemos para el caso de cuatro puntos. Además aumenta el efecto de directividad.

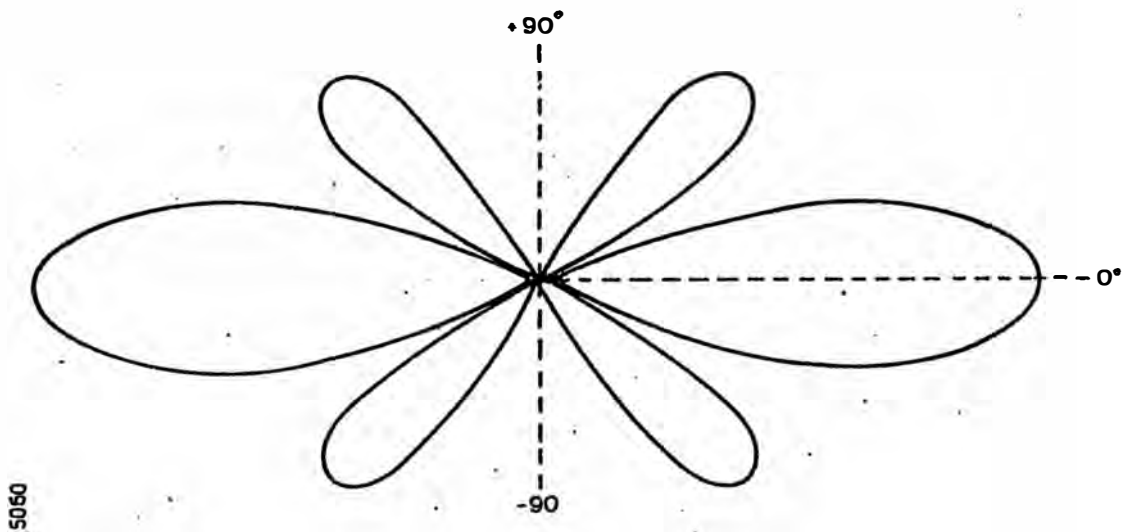


Fig. 4-6

La línea de trazos (de  $+90^{\circ}$  o  $-90^{\circ}$ ) se puede tomar como una línea base medida en grados, mientras que la línea que pasa a través de  $0^{\circ}$  se puede utilizar para dibujar la intensidad del campo. Por lo tanto podemos dibujar la fig. 4-7, en la cual se muestran dos patrones de radiación (correspondientes solamente al lado derecho de la fig. 4-6). La línea de trazos corresponde a un ejemplo con cuatro puntos irradianes y la línea llena es para un caso de ocho punto irradianes (por supuesto todos separados  $1/2 \lambda$  entre sí).

De este ejemplo se puede deducir que si se aumenta el número de puntos irradianes el efecto de directividad aumenta. En otras palabras con el aumento de puntos irradianes, se irradia más energía en la dirección de ángulo  $0^{\circ}$ .

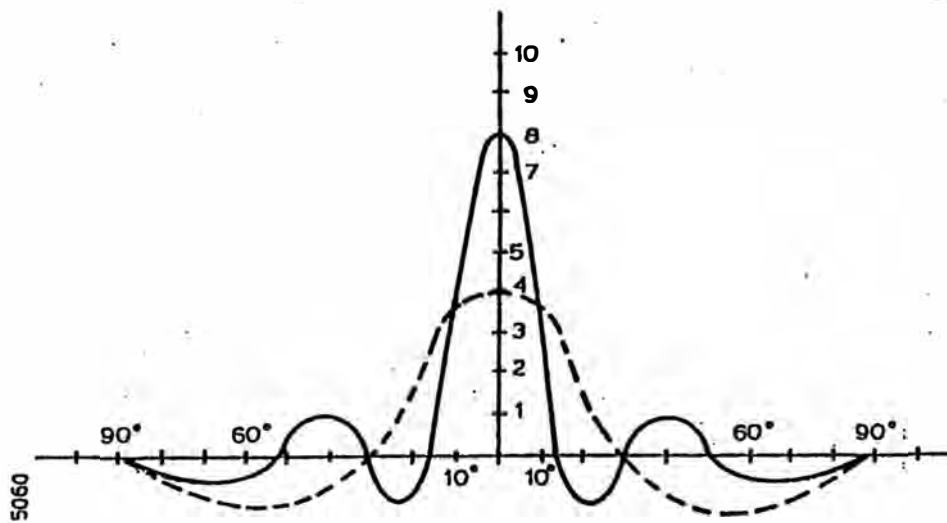


Fig. 4-7 Patrón de radiación para cuatro y ocho puntos irradianes

Las líneas nos muestran la intensidad del campo para diferentes ángulos. Las líneas por debajo del eje indican un desfase de  $180^{\circ}$  con respecto a las líneas sobre el eje. Aunque en la fig. 4-7 se muestra el diagrama en coordenadas cartesianas, también se puede representar en coordenadas polares, ver fig. 4-8 para un ejemplo de ocho puntos irradianes.



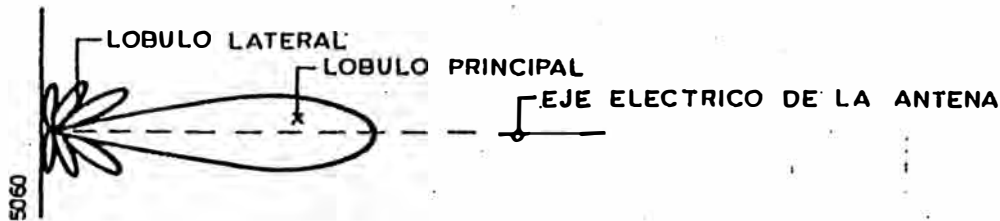


Fig. 4-8 Patrón de una antena en coordenadas polares

Es en el lóbulo principal donde se concentra la mayor cantidad de energía, por lo tanto si se quiere un lóbulo más largo y agudo se debe aumentar el número de puntos irradiantes. Esto implica una antena más grande en relación con  $\lambda$ . Si se utiliza una frecuencia más alta ( $\lambda$  más corto) en la misma antena tiene el mismo efecto que si agrandáramos la antena. Al eje de simetría del lóbulo principal se le llama eje eléctrico de la antena, que no tiene porque ser el mismo que el eje geométrico perpendicular al punto de origen del lóbulo. Normalmente no se desean lóbulos laterales ya que a través de ellos existe radiación en direcciones no deseadas, lo que implica que ecos provenientes de estos lóbulos laterales serán interpretados como provenientes de la dirección del lóbulo principal y por lo tanto representados en un lugar equivocado. Otro efecto no deseado es que lóbulos laterales aumentan la sensibilidad a la interferencia. Por otro lado, los lóbulos laterales son utilizados a veces para aumentar la sensibilidad en una dirección. Disponiendo los puntos irradiantes en forma curva, se tiene una relación de fase que dará un patrón de radiación diferente al anterior. Obtenemos el mismo efecto si se energizan los puntos irradiantes con diferentes fases.

## 2. GANANCIA DE LA ANTENA

Como consecuencia de la concentración de energía en un haz, se aumenta el alcance del radar.

Esto se mide como ganancia de la antena.

$$\text{Ganancia de la antena} = \frac{\text{intensidad de campo para antena direccional}}{\text{intensidad de campo para antena omnidireccional}}$$

medido en un punto del eje eléctrico.

El eje eléctrico de una antena es aquel sobre el cual la ganancia de una antena es máxima. En algunos casos este es el centro del haz.

El principio de reciprocidad también se aplica para antenas siendo que tienen la misma ganancia cuando son receptoras.

### 3. TIPOS DE ANTENA

#### 3.1. Bocina

Este tipo de antena con forma de bocina es la antena de radar más simple. Ofrece una transmisión suave entre la guía de onda y el aire pero tiene un haz que es relativamente grande (aproximadamente  $30^\circ$ ).

El ancho del haz queda determinado por el ángulo de apertura y longitud de las paredes que sirven de guía en la bocina. Para conseguir un haz más angosto es que se utiliza este tipo de antena en conjunto con un reflector.

#### 3.2. Reflector parabólico

Si los frentes de ondas inciden sobre un reflector, en principio cada punto de este reflector se comportará como un reflector secundario. Un reflector parabólico ofrece la posibilidad de crear un haz prácticamente paralelo. El centro de fase de la bocina está situado en el centro focal (F) de la parábola.

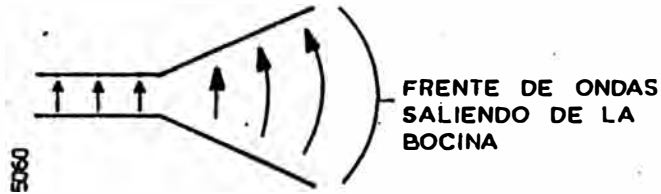


Fig. 4-9

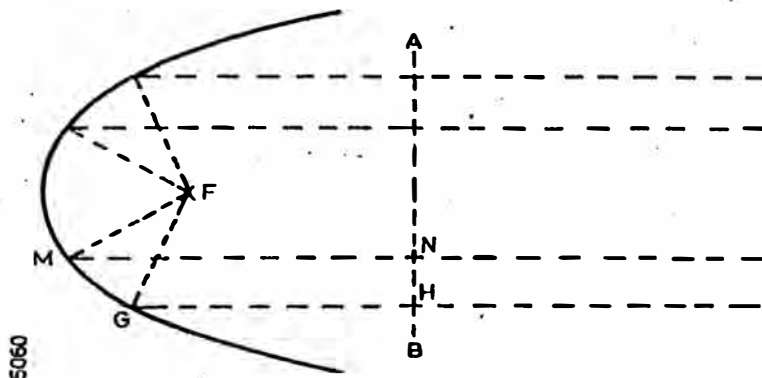


Fig. 4-10 Reflector parabólico

La línea AB indica frentes de ondas de igual fase, ya que la distancia recorrida es la misma para todas las ondas por ejemplo,  $FMN = FGH$ .

Al coincidir en fase no existe cancelación sino que ocurre todo lo contrario y la intensidad del campo crece. Existen algunas aplicaciones prácticas del conjunto de reflector parabólico y bocina.

Antena de seguimiento

Durante el seguimiento de un blanco la antena lo sigue apuntándolo continuamente. Por la posición del blanco en el haz se calculan errores en altura y azimut. Por lo tanto esto requiere un haz simétrico y para esto se utiliza un haz de sección circular. A dicho tipo de haz se le llama haz de <sup>TIP</sup> ~~panel~~ <sub>LAPIZ</sub>. Por lo tanto el reflector es parte de un paraboloides de revolución.

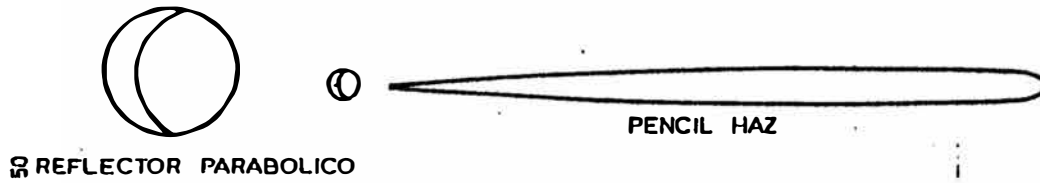


Fig. 4-11

Antena de búsqueda

Un radar que cumple con la función de vigilancia se compone por una antena que se parece a una cáscara de naranja como se ve en la fig. 4-9. Vigilancia requiere una búsqueda de  $360^\circ$  a la redonda, una velocidad de giro y cobertura de superficie y aire. Esto implica que la elevación que el haz debe tener debe ser relativamente alta. Para obtener una resolución en azimut adecuada la abertura del haz debe ser relativamente pequeña, obteniendo un haz como el que se muestra en la figura 4-12.

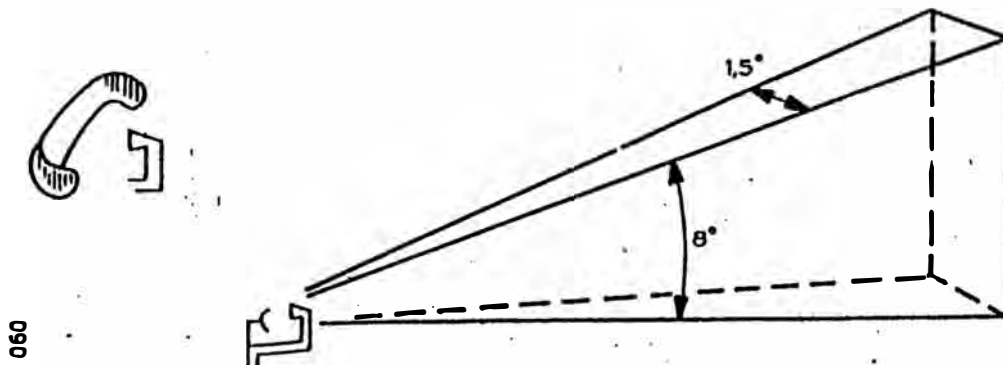


Fig. 4-12

Notar que al tener la antena un tamaño más grande nos da un haz más angosto y viceversa.

En aeropuertos encontramos el mismo tipo de antena pero con una dimensión vertical grande, ya que esta se utiliza para medir la altura de los blancos.

Por medio de variaciones con respecto a la forma parabólica, se pueden obtener efectos especiales, tales como un lóbulo lateral grande debajo del lóbulo principal para obtener una buena cobertura a bajas alturas. Una aplicación especial es el reflector coccante-cuadrada la cual tiene un lóbulo lateral grande a una altura sobre el lóbulo principal, como se muestra en la figura 4-13. Este se utiliza en radares de alerta temprana, donde hacen falta un buen alcance y una cobertura a grandes alturas.

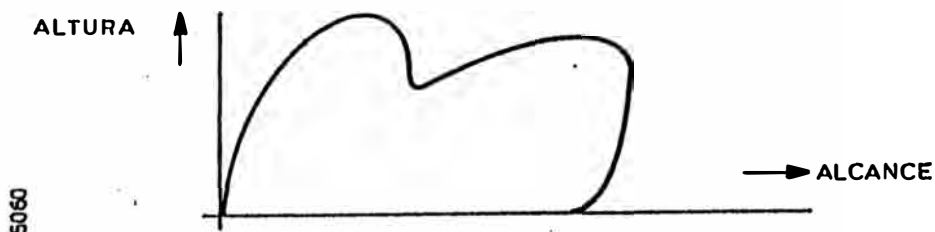
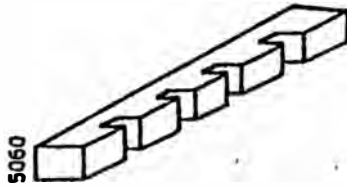


Fig. 4-13

### 3.3. Antenas con arreglo en fase

Si se energizan los diferentes radiadores con diferentes fases, se puede obtener todo tipo de patrones de irradiación, ya que cambiando la relación de fase, la forma y dirección del haz cambian. Sus aplicaciones son limitadas debido a problemas prácticos por ejemplo, cómo ofrecer las ondas con diferente fase a los radiadores sin tener una cantidad enorme de conectores.



. Fig. 4-14

### 3.4. Antenas de ranuras

Basicamente una antena de ranuras consiste en una guía de ondas con cortes en uno de los lados.

El flujo en las paredes interiores se interrumpe por los cortes y se induce un campo en la apertura. Debido a que en un lado del campo existe tan solo espacio tenemos que existe radiación. Tal tipo de antena se comporta como un grupo de antena separadas entre sí por la distancia entre los cortes. Los patrones de radiación se pueden controlar colocando los cortes a diferentes distancias. Normalmente se lo utiliza en radares de navegación.

### 4. ANCHO DEL HAZ

Debido a su función de vigilancia un radar de búsqueda tiene diferentes parámetros que están relacionados con el ancho del haz.

En la fig. 4-15 se ilustra la función de vigilancia. En ésta se muestra la cobertura del haz junto con la cobertura de  $360^{\circ}$  a la redonda debido al giro de la antena.

Los términos cobertura de radar y ancho del haz están relacionados entre si ya que es el ancho del haz el que define cierta cobertura, pero el significado de ellos es diferente.

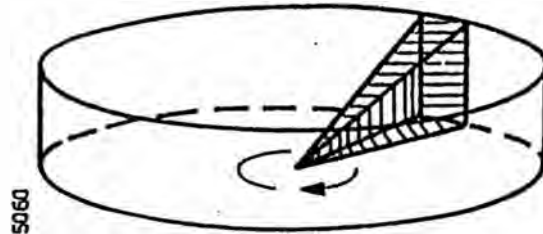


Fig. 4-15

Cobertura del radar involucra la fórmula de alcance del radar, lo que implica que la probabilidad de detección y la sección del blanco son factores importantes.

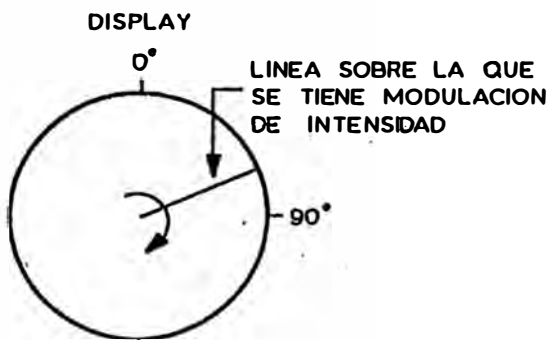
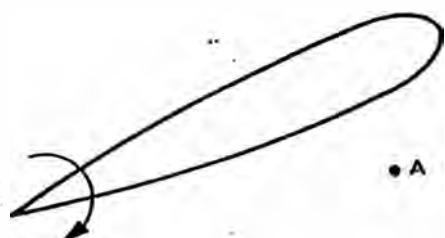
Ancho del haz depende de la intensidad de campo referida al eje eléctrico de la antena. Los puntos donde la potencia es la mitad de su valor máximo (-3 dB) se unen entre sí dándonos la forma del haz.

#### 4.1. Ancho del haz - velocidad de rotación - hits per scan

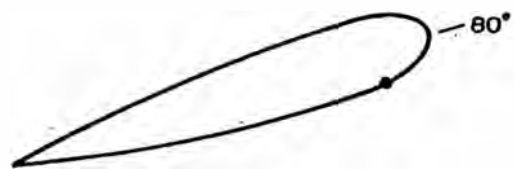
Estas relaciones se explicarán tomando como referencia la fig. 4-16.

Consideremos un haz de búsqueda de  $2^{\circ}$  de ancho, un PRF = 3600 Hz y una velocidad de rotación de una vuelta por segundo.

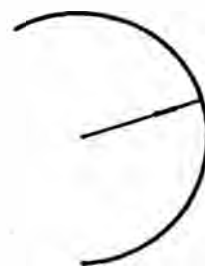
Cuando el haz que está rotando en el sentido de la agujas del reloj alcanza al punto A por primera vez tenemos que se crea el primer eco, el segundo eco lo tendremos en cuanto el segundo pulso alcance el blanco y así hasta que la rotación de la antena es tal que el blanco A ya no es iluminado por el haz. A la cantidad de ecos recibidos de un blanco en una vuelta de antena se le llama hits per scan.



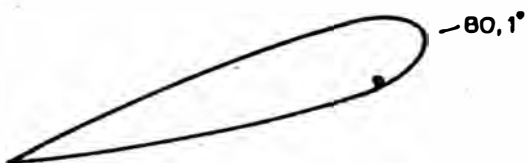
LÍNEA = BASE DE TIEMPO (1µseg = 150m)  
 AZIMUT DE LA BASE DE TIEMPO =  
 AZIMUT DEL EJE DE ANTENA



PRIMERA VEZ QUE SE RECIBE UN ECO



SE DIBUJA EL PRIMER ECO EN LA PANTALLA

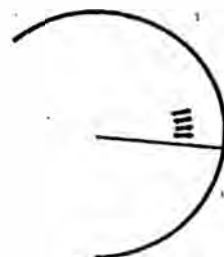
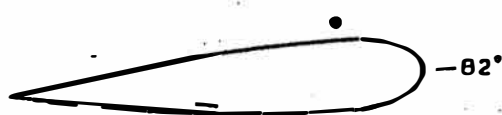


SEGUNDA VEZ QUE SE RECIBE UN ECO DEL MISMO BLANCO



SE DIBUJA EL SEGUNDO ECO MIENTRAS QUE TODAVIA SE VE EL PRIMERO DEBIDO A LA PERSISTENCIA

Y ASI HASTA QUE EL HAZ SOBREPASA EL BLANCO



VEMOS A TODO EL ECO DEL BLANCO GRAFICADO

5060

Fig. 4-16 Hits per scan y su representación en la pantalla



Debido a que la velocidad de rotación es 1 rev/seg y en 1 seg tenemos 3600 (= PRF) pulsos transmitidos. Lo que implica que cada  $0,1^{\circ}$  el transmisor transmite un pulso, tenemos que el ancho del haz es  $2^{\circ}$  por lo tanto el número de hits per scan es 20.

Ejemplo:

Velocidad de rotación 1 rev/3 seg, PRF  $\rightarrow$  600 Hz, ancho del haz  $2^{\circ}$ , cual es el número de hits per scan ?

$120^{\circ}$  se cubren en 1 seg, PRF = 600 = un pulso cada  $0,2^{\circ}$

Ancho del haz =  $2^{\circ}$

Número de hits per scan = 10.

La fig. 4-16 muestra que cada eco se grafica en una pantalla.

El haz cubre al punto reflejante por un cierto tiempo. Cuanto mayor el tiempo mayor es la cantidad de pulsos que el blanco recibe y por lo tanto mayor la probabilidad de detectar un blanco. A este tiempo se le llama "tiempo sobre el blanco". En el primer ejemplo este es igual a  $\frac{2}{360}$  y en el segundo ejemplo  $\frac{2}{120}$ .

La fórmula para calcular el número de hits per scan es =

$$\text{PRF} \times \text{tiempo sobre el blanco}$$

$$\text{En el 1}^{\text{er}} \text{ ejemplo } 3600 \times \frac{2}{360} = 20$$

$$\text{En el 2}^{\text{do}} \text{ ejemplo } 600 \times \frac{2}{120} = 10$$

$$\text{En donde tiempo sobre el blanco} = \frac{\text{ancho del haz}}{\text{ángulo cubierto en 1 seg}}$$

Los valores del ancho del haz y de la velocidad de rotación dependen de la aplicación.

Ejemplo: Se obtiene una mayor probabilidad de detección teniendo un "tiempo sobre el blanco" grande. Esto se obtiene con una velocidad de rotación baja, lo que a su vez implica una renovación de datos en la pantalla más lenta. También se puede realizar aumentando el ancho del haz pero esto implica una deteriorización en la resolución en azimut.

#### 4.2. Resolución en azimut

Resolución en azimut es la posibilidad que tiene un radar para detectar dos blancos que se encuentran a una misma distancia y prácticamente con el mismo azimut.

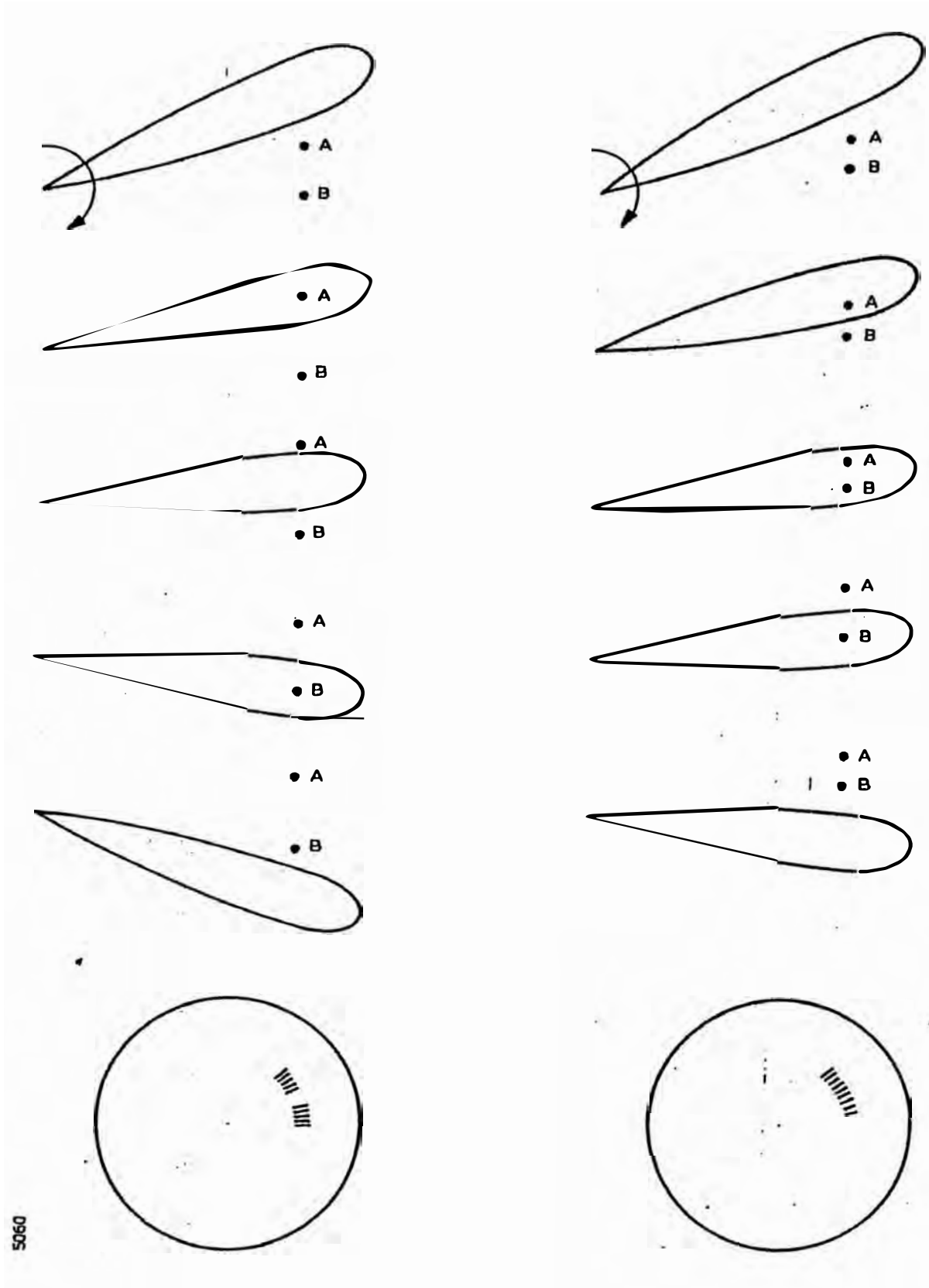
A continuación se explica la fig. 4-17.

En el ejemplo sobre el lado izquierdo, donde A y B se encuentran separados por una distancia grande, tenemos que primero se forma el eco de A y luego el de B y por lo tanto en la pantalla del radar se verán dos blancos. Esto se debe a que el ancho del haz es menor que la distancia entre blancos.

En el ejemplo del lado derecho la diferencia en azimut de los blancos es menor. Por lo tanto se tiene primero el eco del blanco A y estando el haz todavía sobre A comienza a sobrepasar B por lo tanto en la pantalla del radar será imposible distinguir un blanco del otro.

Por lo tanto un eco mas ancho en azimut puede implicar dos blancos o uno grande.

Conclusión: resolución en azimut = ancho del haz.



5060

Fig. 4-17 Resolución en azimut

CAPITULO 5ECUACION DEL ALCANCE DE UN RADAR1. INTRODUCCION A LA ECUACION

Como se explicó anteriormente la energía transmitida se distribuye sobre un área de forma tal que la densidad de energía es igual a  $P_1 = \frac{P_p}{R^2}$  (R = rango) ( $\alpha$ ).

Nuevamente la energía reflejada se distribuye sobre una superficie siendo la densidad de ésta igual a  $\frac{P_1}{R^2}$  ( $\beta$ ).

Luego si reemplazamos  $\alpha$  en  $\beta$  tendremos

$$\frac{P_p/R^2}{R^2}$$

Por lo tanto la energía recibida en el eco es proporcional a  $\frac{1}{R^4}$ .

De esto podemos deducir una ecuación (ecuación de Hall).

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_p \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot T}{\text{pérdidas} \cdot s/n \cdot NF}}$$

donde R = alcance del radar

$P_p$  = potencia pico

G = ganancia de la antena

$\lambda$  = longitud de onda

$\sigma$  = área de reflejo efectiva o sección transversal

T = tiempo sobre el blanco

pérdidas = pérdidas del sistema

s/n = relación señal-ruido

NF = figura de ruido

## 2. INFLUENCIA RELATIVA DE LOS PARAMETROS

La longitud de onda tiene una influencia relativamente alta en el alcance ya que se encuentra elevada al cuadrado. Si la longitud de onda aumenta la frecuencia disminuye ya que  $\lambda = \frac{C}{F}$ .

Para aumentar el alcance al doble,  $\lambda$  debe aumentar cuatro veces; de esta forma tenemos que  $2R = \sqrt[4]{(4\lambda)^2}$

Una razón por la cual radares de largo alcance trabajan con bajas frecuencias. Para aumentar el alcance al doble, la potencia transmitida

debe ser 16 veces su valor ya que  $2R = \sqrt[4]{16P_p}$

Por lo tanto la influencia de la potencia transmitida es muy limitada.

La cantidad de energía reflejada depende del material, el ángulo con que el blanco es iluminado y la superficie iluminada. Debido a estos tres factores y las grandes variaciones que puede sufrir cada uno de ellos es muy difícil predecir la cantidad de energía reflejada. En la tabla de la fig. 5-1 se da la sección transversal de diferentes blancos.

El efecto que se tiene al cambiar este parámetro se puede ver en forma más clara en el diagrama de cobertura del radar dado en la fig. 5-2.

	BLANCO	$\sigma$
	MISIL DE VUELO RASANTE	0.1 m <sup>2</sup>
	MISIL DE VUELO ALTO	0.5 m <sup>2</sup>
	AVIÓN PEQUEÑO	2 m <sup>2</sup>
	747	10-20 m <sup>2</sup>
	BARCOS	300 m <sup>2</sup>
	LANCHA RAPIDA FRAGATA	6000 m <sup>2</sup>

Fig. 5-1 Sección transversal para radar

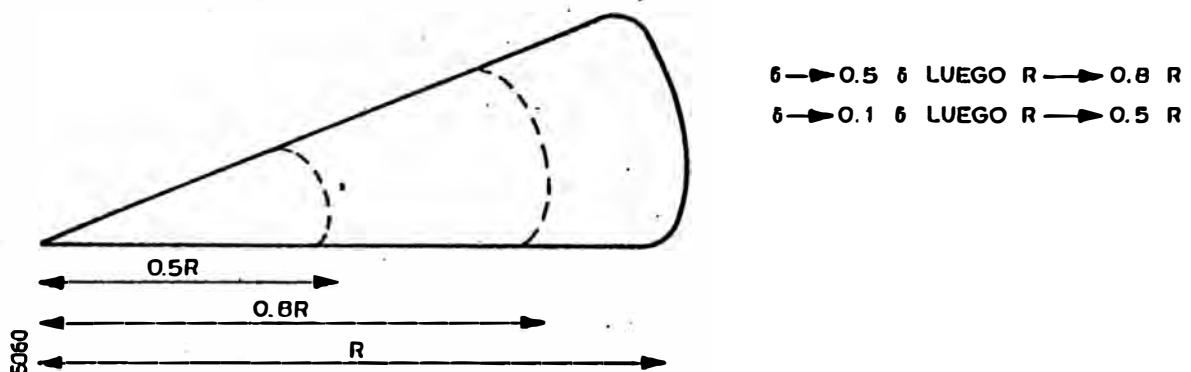


Fig. 5-2 Cobertura del radar para  $\delta = 1 \text{ m}^2$  y  $P_d = 50\%$

La línea llena muestra el área dentro de la cual un blanco de  $\delta = 1 \text{ m}^2$  tiene una probabilidad de ser detectado del 50% ( $P_d = 50\%$ ).

Un misil de vuelo alto cuyo  $\delta = 0,5 \text{ m}^2$  será detectado en  $0,8R$ ; otro de vuelo rasante cuyo  $\delta = 0,1 \text{ m}^2$  será detectado a tan solo  $0,5R$ .

La sección transversal al radar no es un valor constante sino que varía con el valor del ángulo con que el blanco es iluminado (ver fig. 5-3). Esta variación en la sección transversal se traduce en una variación en el eco; ésto es un problema especialmente en radares de seguimiento aéreo. Este efecto se puede compensar con el control automático de ganancia en el receptor.

Los parámetros ganancia de la antena y tiempo sobre el blanco ya han sido explicados previamente. La influencia relativa de la ganancia es grande ya que ésta se encuentra elevada al cuadrado.

Pérdidas del sistema son todas aquellas pérdidas que experimenta la energía recibida en su camino hacia la pantalla.

Pérdidas de RF dependen de la forma, material, longitud, etc. de la guía de ondas.

Pérdidas del operador - cuánto tiempo le lleva a un operador detectar un blanco en la pantalla (generalmente se toma 2 dB.)

Pérdidas por integración =  $\frac{1}{\text{eficiencia en la integración}}$ . La fórmula de alcance del radar es válida para un solo pulso transmitido (1 hit) si se reciben más de un hit, la probabilidad de detección aumenta, lo que implica un mayor alcance.

La integración en la pantalla no es 100% eficaz y por esta razón se la expresa en función de pérdidas.

Pérdidas por la forma del haz: para el cálculo de tiempo sobre el blanco se utiliza un ancho de pulso de 3 dB. Esto implica que existe una dispersación de energía en el reflejo que se debe compensar, por lo tanto se incluye este factor-pérdida por forma del haz.

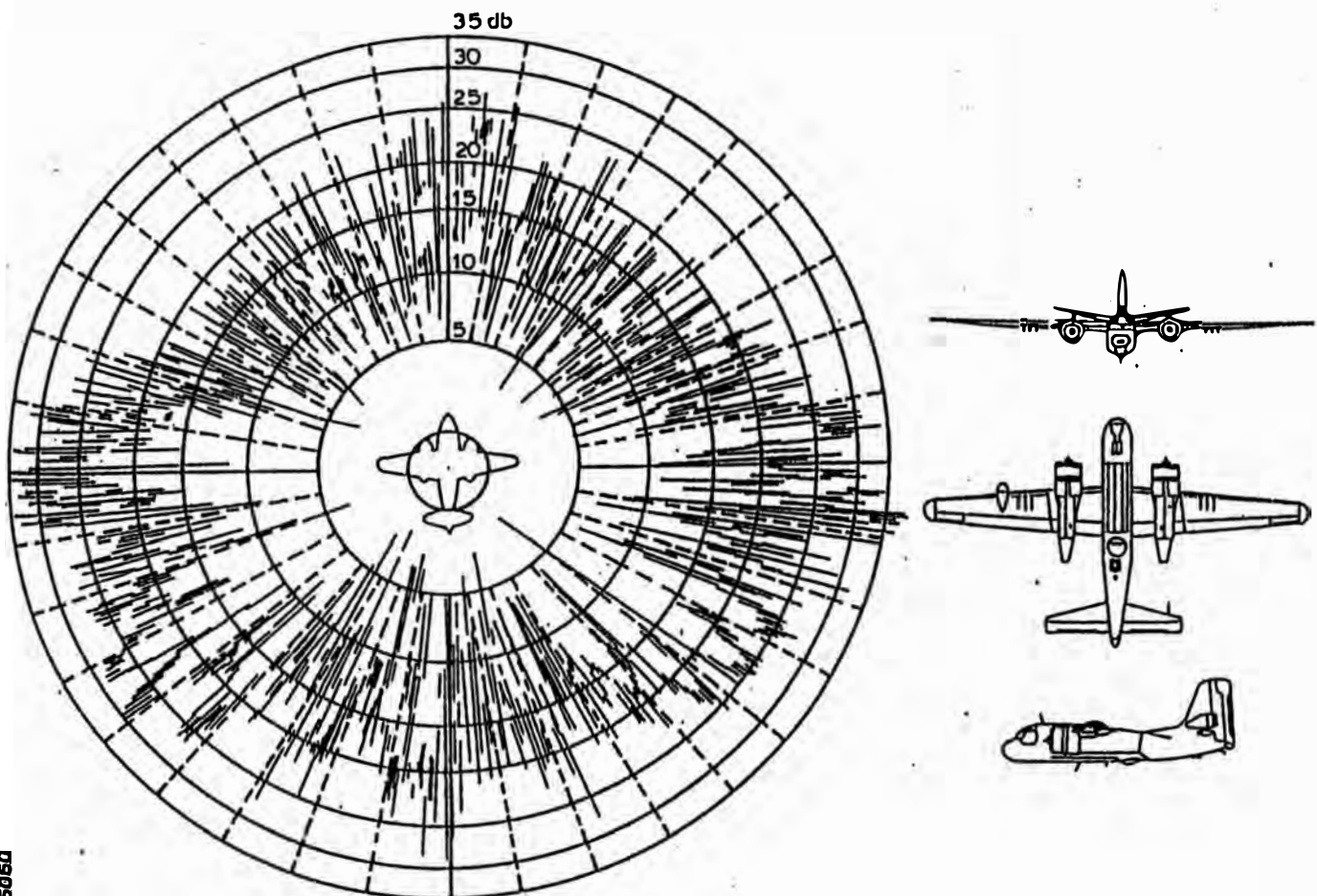


Fig. 5-3 Sección transversal de un bombardero en función del azimut

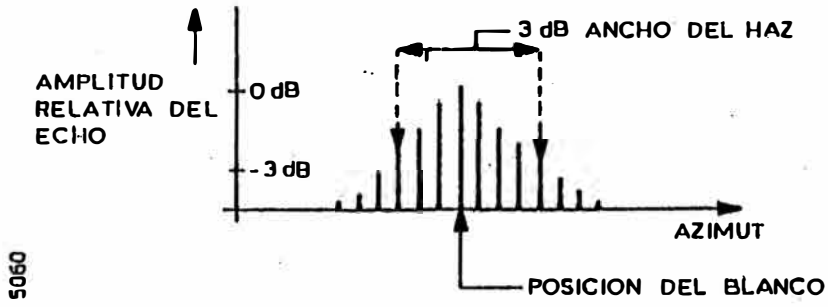


Fig. 5-4



CAPITULO 6RUIDO1. QUE ES RÚIDO

Ruido es una señal de amplitud variable que cubre practicamente todo el espectro de frecuencia y que está siempre presente.

Por lo general es una señal no deseada ya que molesta la recepción de señales que se quieren recibir. A veces no se puede distinguir entre la señal y el ruido ya que la diferencia de amplitud es muy pequeña. (Ver fig. 6-1).

La densidad de ruido (= número de componentes en frecuencia) depende de la fuente del ruido.

Las componentes en frecuencia en un momento dado nos determinan la amplitud del ruido.

En los párrafos siguientes se explicará primero fuentes de ruido y segundo el efecto del ruido en un sistema de radar.

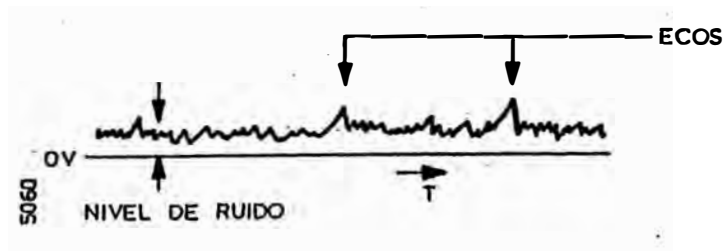


Fig. 6-1 Señal de video de un receptor

## 2. TIPOS DE RUIDO

Dependiendo de su origen se puede subdividir al ruido en dos grupos:

Ruido interno ruido generado internamente (receptor).

Ruido externo - ruido que recibe el receptor proveniente de afuera del sistema.

### 2.1. RUIDO INTERNO, A MENUDO LLAMADO RUIDO DEL RECEPTOR

Se puede realizar una clasificación más detallada en función de la fuente física del ruido...

<u>Ruido térmico</u>	es causa del movimiento al azar de los electrones. La cantidad máxima de potencia de ruido disponible es = $KT_B$ . Se le llama ruido blanco y es independiente de la frecuencia (tiene un punto de corte en el infrarrojo).
<u>Ruido de emisión</u>	debido al arribo al azar de electrones (emitidos por el cátodo) al ánodo. Sucede en todos los dispositivos activos.
Ruido de partición	debido a las fluctuaciones en la distribución de corrientes entre electrodos.
<u>Ruido de cristal</u>	es una combinación de ruido térmico y ruido de emisión.

### 2.2. Ruido externo

Igual que con el ruido interno podemos realizar una clasificación en función de la fuente física del ruido.

Ruido cósmico: ruido de fondo continuo, como ser radiación electromagnética proveniente del espacio.

Ruido por absorción atmosférica: la atmósfera absorbe y atenúa energía de microondas, parte de ésta es irradiada como ruido.

Ruido atmosférico y creado por el hombre: relámpagos y arcos voltaicos dependiendo del tipo de industria.

Ruido solar: debido al sol.

### 2.3. Fuentes de ruido

Las principales fuentes de ruido se presentan en la fig. 6-2.

En la figura 6-2. tenemos la expresión "ruido del receptor equivalente" que significa que aunque el ruido del receptor es interno, este sería su valor si se lo considerase como proveniente del exterior.

Las magnitudes son valores promedios, lo importante es el rango en frecuencia y su interrelación.

En el caso de ruido creado por el hombre (urbanización = zonas industriales), existe una relación entre el ancho de banda y el nivel de ruido. Esta curva se midió utilizando un ancho de banda de 10 kHz. Si se hubiera utilizado un ancho de banda de 1 MHz la figura tendría que ser multiplicada por 10.

De estas curvas queda claro que en las frecuencias de las microondas, la principal fuente de ruido es el receptor. Notar que el ruido del receptor aumenta rápidamente con la frecuencia. Las componentes de ruido del receptor son ruido térmico y ruido de emisión.

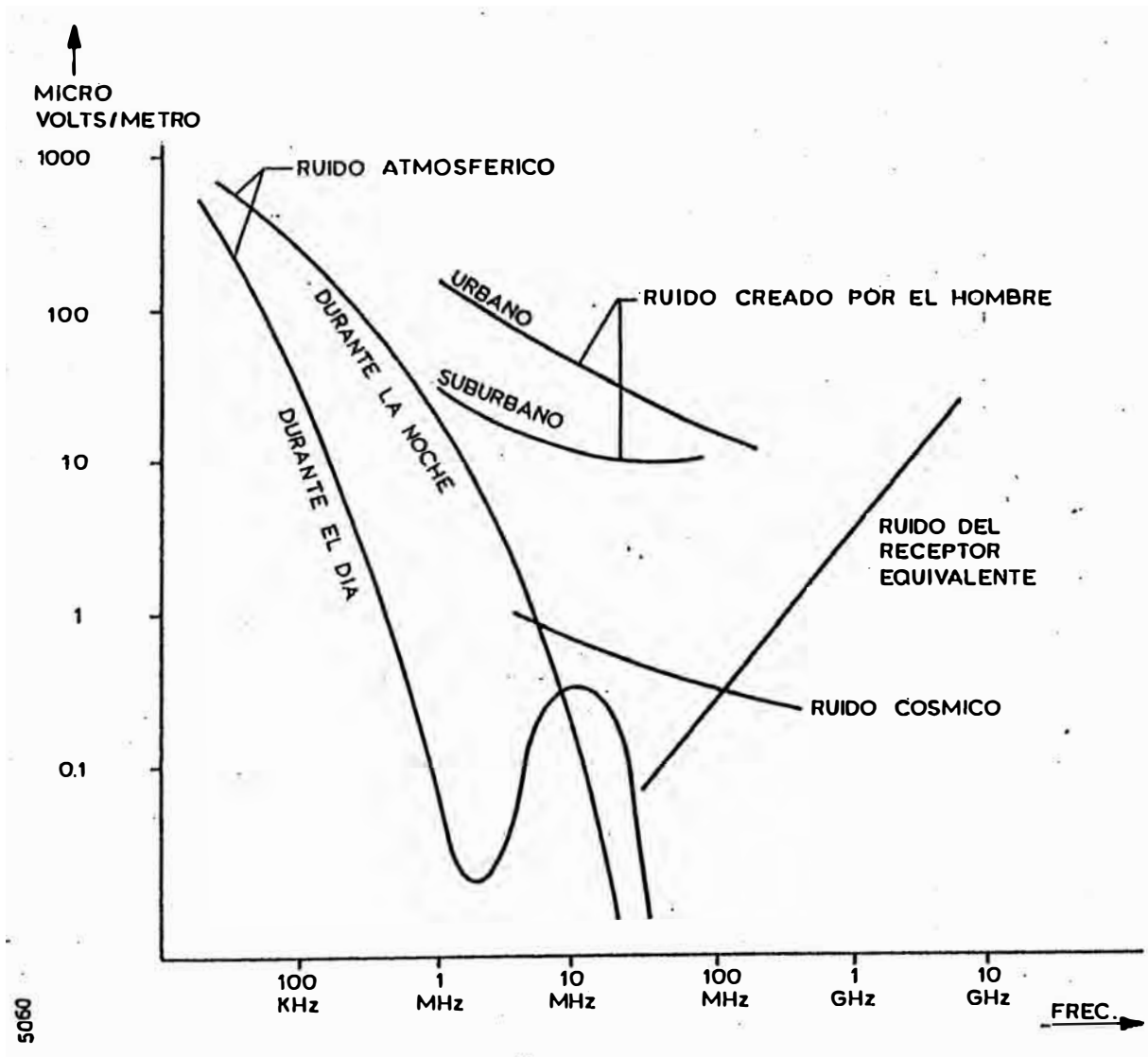


Fig. 6-2

### 3. EFEECTO DEL RUIDO EN UN SISTEMA DE RADAR

La señal y el ruido siempre aparecen juntas; lo importante es la relación que existe entre éstas y dicha relación se expresa como la relación señal-ruido.

Por supuesto será más fácil detectar un eco mucho más grande que el nivel de ruido, que otro cuya amplitud es similar a la del mismo.

### 3.1. Relación señal-ruido

La pregunta de cuán grande es una señal con respecto al ruido se expresa como la relación señal-ruido.

Esta relación se puede aplicar en la entrada de un receptor.

En el ejemplo, a un receptor con una ganancia  $G$  se le aplica a la entrada una señal con un valor  $\frac{S}{N}$  determinado, debido a la ganancia y la contribución de ruido por el receptor la relación  $\frac{S}{N}$  tendrá otro valor a la salida.

Como se puede ver en la figura la relación  $\frac{S}{N}$  a la salida es peor que la relación  $\frac{S}{N}$  a la entrada, debido al ruido que sumó el receptor.

En el siguiente ejemplo, la relación  $\frac{S}{N}$  se utiliza para mostrar cuán importante es seleccionar la primera etapa del receptor.

Es para expresar la influencia del ruido del receptor, o en general el ruido interno generado, que se introduce la figura de ruido.

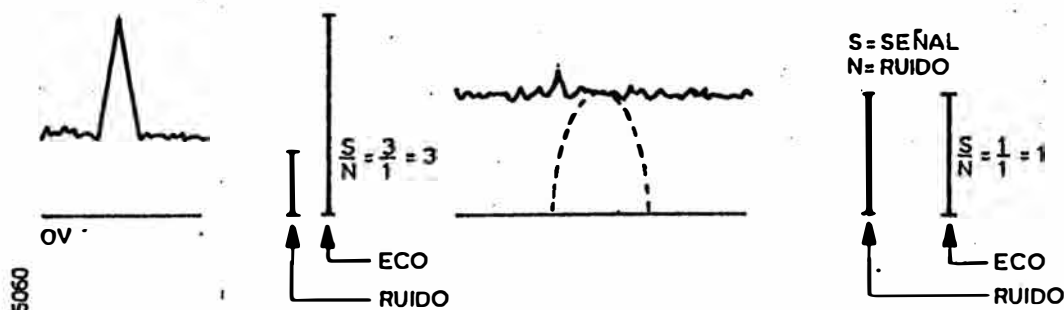


Fig. 6-3

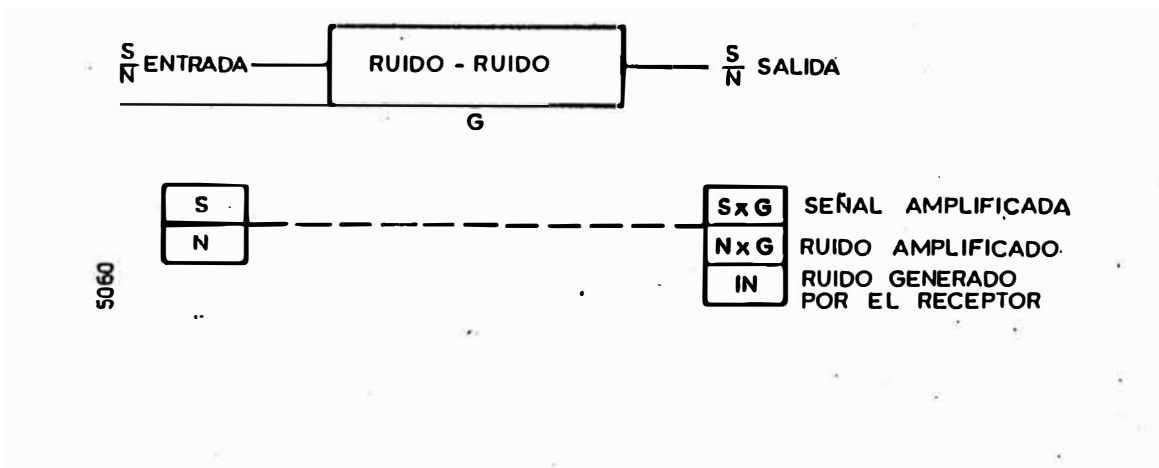


Fig. 6-4

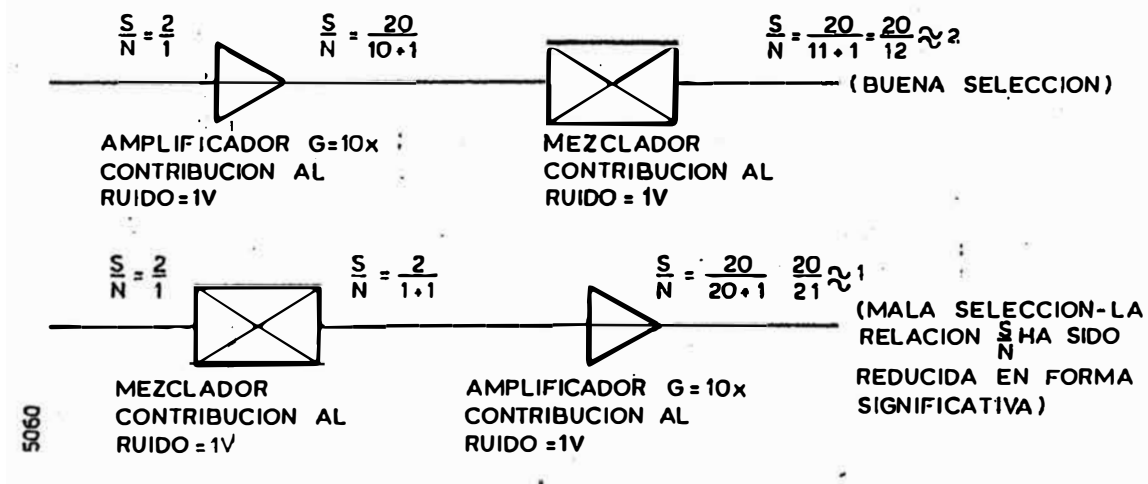


Fig. 6-5

3.2. Figura de ruido

La figura de ruido es la relación entre la relación  $\frac{S}{N}$  a la entrada y la relación  $\frac{S}{N}$  a la salida.

$$F = \frac{\frac{S}{N} \text{ entrada}}{\frac{S}{N} \text{ salida}} \quad \text{se expresa en dB NF} = 10 \log F$$

En otras palabras  $F$  nos da la contribución al ruido de una etapa.

Si se utilizan varias etapas en cascada tenemos que la figura total de ruido será.

$$F_t = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 \cdot G_2} + \dots \quad \text{where } F_n = \text{figura de ruido de la etapa } N$$

$$G_n = \text{ganancia de la etapa } N$$

Acá se puede ver que la figura total de ruido queda determinado practicamente por la figura de ruido de la primera etapa. Las figuras de ruido de la etapas que le siguen se dividen por la ganancia de las etapas que las preceden.

#### 4. OTRA APROXIMACION AL RUIDO

Una resistencia  $R$  a temperatura  $T$  genera a través de sus terminales un voltage como resultado del movimiento de los electrones libres que son agitados termicamente. A este voltage se le llama ruido. Si esta potencia de ruido se disipa en una resistencia de carga  $R_L$  ( $R_L = R$  tenemos máxima transferencia de potencia), por lo tanto la potencia de ruido disponible es:

$$P = KTB \quad \text{donde } K = \text{constante de Boltzman} = 1.4 \times 10^{-23} \text{ Joules}/^\circ\text{K}$$

$$T = \text{temperatura absoluta } ^\circ\text{K}$$

$$B = \text{ancho de banda}$$

Si  $T = 290^\circ\text{K}$  y  $B = 1 \text{ MHz}$ , luego  $KT B = -144 \text{ dBm/MHz}$

Luego la potencia de ruido disponible será  $-144 \text{ dBm/MHz}$ .

Este es el ruido entregado por una entrada, la cual puede ser una antena o un mezclador. Un amplificador perfecto tendría una potencia de ruido igual  $KT B \cdot G$  ( $G$  = ganancia de potencia). Una figura de mérito para el receptor o amplificador de IF, es la relación que existe entre la potencia de ruido real a la salida y la mínima teórica.

$$\text{Luego } F = \frac{\text{potencia de ruido medida a la salida}}{KT B \cdot G}$$

Anteriormente se definió a  $F = \frac{\frac{S}{N} \text{ entrada}}{\frac{S}{N} \text{ salida}}$  y es en principio,

la misma relación que  $\alpha$

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i}{N_i} \times \frac{N_o}{S_o} = \frac{S_i}{S_o} \times \frac{N_o}{N_i} \quad F = \frac{N_o}{KT B \cdot G}$$

La cual ofrece un camino práctico para determinar  $F$ .

La mínima señal que puede ser amplificada es la que nos da a la salida una relación  $\frac{S}{N} = 0$  dB, de manera tal que  $\frac{S_o}{N_o} = 1$   $S_o = N_o$ .

De la expresión anterior se puede concluir que

$$N_o = F \cdot KT B \cdot G = S_o$$

Luego la señal a la entrada debe ser  $S_i = \frac{S_o}{G} = F \cdot KT B$

A continuación se da un ejemplo para tener una idea de las magnitudes.

$$S_{\min} = F \cdot KT B$$

$KT B = -144$  dBm/Hz, para un ancho de banda de 2,4 MHz (la cual es un factor de 2.4 o 4 dB) luego  $-144 + 4 = -140$  dBm.

Con un  $F = 10$  dB, tenemos  $-140 + 10 = -130$

Por lo tanto  $S_{\min} = F \cdot KT B = -130$  dBm ( $= 10^{-10}$  mW).



CAPITULO 7PRINCIPIO DEL SUPERHETERODINO1. INTRODUCCION

La señal recibida normalmente se procesa antes de ser representada en la pantalla. Amplificar y procesar en la frecuencia del eco es todavía dificultoso, especialmente cuando el transmisor opera con una banda de frecuencias ancha. (Esto debe ser así debido a las contramedidas electrónicas). Una solución es transformar la frecuencia del eco a un valor de frecuencia fijo más bajo.

Esta es llamada FI = frecuencia intermedia.

Ofrece las siguientes ventajas:

comparado con una de banda ancha, una de banda angosta (un ancho de banda angosto centrado alrededor de FI) nos dará un mejor rendimiento debido a la mayor selectividad que puede utilizarse y la reducida sensibilidad al ruido.

una frecuencia más baja (FI) es más fácil de amplificar y procesar.

2. DISEÑO DEL CIRCUITO BASICO

Para generar una FI fija se necesita un oscilador en el receptor. A dicho oscilador se le llama oscilador local = OL. El circuito se explica tomando como referencia la fig. 7-1. La señal recibida,  $f_{eco}$ , tiene la misma frecuencia que el pulso transmitido. (Ver efecto Doppler).

El OL se sintoniza por medio de un Control Automático de Frecuencia CAF. Este CAF sabe cuál es la frecuencia del transmisor y puede por lo tanto sintonizar al OL a una frecuencia tal que:

$$F_{OL} = F_{TX} - f_{FI} \quad \text{ó} \quad f_{OL} = F_{TX} + F_{FI}$$

No es importante cual de las dos se selecciona, aquí utilizaremos

$$f_{OL} = F_{TX} - F_{FI}$$

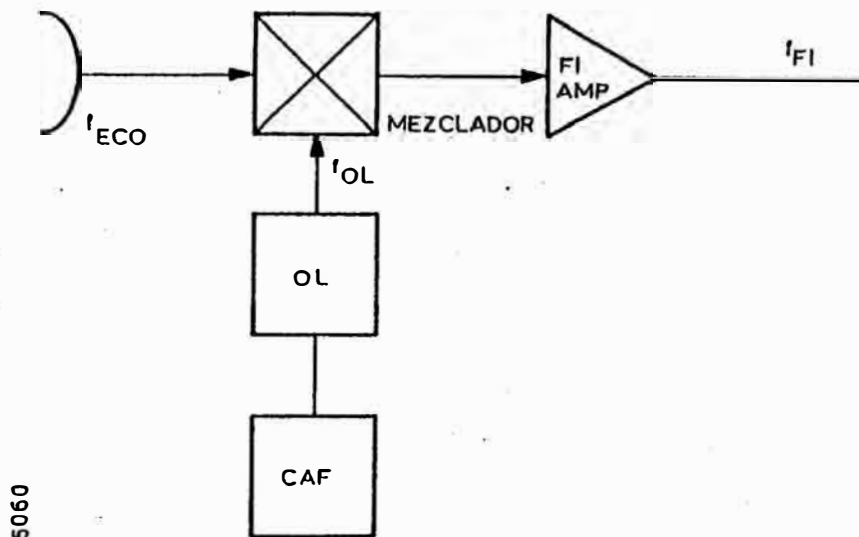


Fig. 7-1 Diagrama en bloques de un receptor superheterodino

El OL entrega en forma continua al mezclador  $f_{LO}$  debido a que no se sabe cuando se puede llegar a recibir un eco durante el tiempo de escucha. Cuando llega el eco, el mezclador, debido a su respuesta cuadrática obtendremos diferentes frecuencias tales como  $f_{eco} - f_{OL}$ ,  $f_{eco} + f_{OL}$ ,  $2f_{eco} - f_{OL}$ ,  $2f_{eco} - 2f_{OL}$ , etc. Debido a la selectividad del amplificador de FI sólo una de estas pasa, en este caso  $f_{eco} - f_{OL}$ .

Como se dijo anteriormente  $f_{eco} = f_{TX}$  y  $f_{OL} = f_{TX} - f_{FI}$

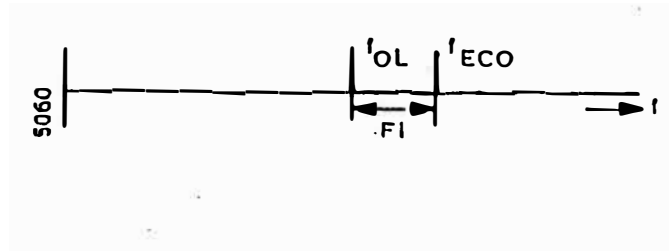


Fig. 7-2 Mezclando

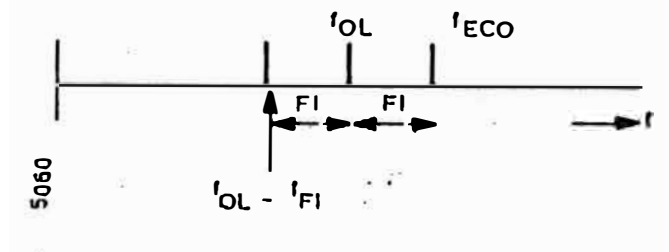


Fig. 7-3 Frecuencia imagen

Esto se muestra en la fig. 7-2.

Tan solo existiendo un eco, se tendrá una señal FI.

El proceso de mezclado tiene la desventaja que no hay tan solo una señal FI debido a  $f_{eco} - f_{LO}$  pero también hay otra debido a  $f_{OL} - (f_{OL} - f_{FI})$  a la cual se le llama frecuencia imagen, como se ve en la fig. 7-3.

Normalmente tendremos ruido en esta frecuencia, el cual es sumado a la señal FI. Otro efecto sería la disminución al rechazo de interferencia (pérdida de sensibilidad). Para solucionar esto en algunos mezcladores el ruido se reduce, mientras que en otros tipos se rechaza la frecuencia imagen (es decir, eliminada por un efecto compensador).

### 3.. CONSIDERACIONES EN FRECUENCIA

Como se vió en el párrafo 3.3. el pulso transmitido debe contener suficientes períodos de ondas senoidales para que la detección sea posible. En general un pulso angosto necesita una frecuencia de transmisión alta, o una FI más alta, que un pulso más ancho.

Por ejemplo:

$$f_{TX} = 10 \text{ GHz}, f_{IF} = 30 \text{ MHz}, \text{ ancho de pulso} = 1 \text{ } \mu\text{seg} = T$$

el eco contiene  $N = T \cdot f_{TX} = 10^{-6} \times 10^{10} = 10^4$  períodos

FI contiene  $\ddot{N} = T \cdot f_{IF} = 10^{-6} \times 30 \times 10^6 = 30$  períodos.

30 períodos son suficientes para dar una señal de FI reconocible. Si el ancho del pulso fuera  $0.01 \text{ } \mu\text{seg}$ , luego para FI será  $N = 10^{-8} \times 30 \times 10^6 = 0.3$  períodos, y por lo tanto la señal de FI no tendría los suficientes períodos como para dar una señal reconocible.

La solución es por lo tanto ir a una FI más alta.

En general se puede decir que un radar que tiene pulsos de transmisión Tx cortos tiene una FI más alta. Comúnmente se utiliza 30 y 60 MHz.

El efecto de mezclar en espectro de frecuencias se muestra en la fig. 7-4.

La frecuencia del OL es una línea ya que el OL entrega una señal continua. Todo el espectro del eco se transforma al nivel de FI.

### 4. ANCHO DE BANDA DEL AMPLIFICADOR DE FI

El ancho de banda B afecta directamente el nivel de ruido en la salida del amplificador. Existe un valor de B que optimiza el valor de la relación

$\frac{S}{N}$  a la salida.

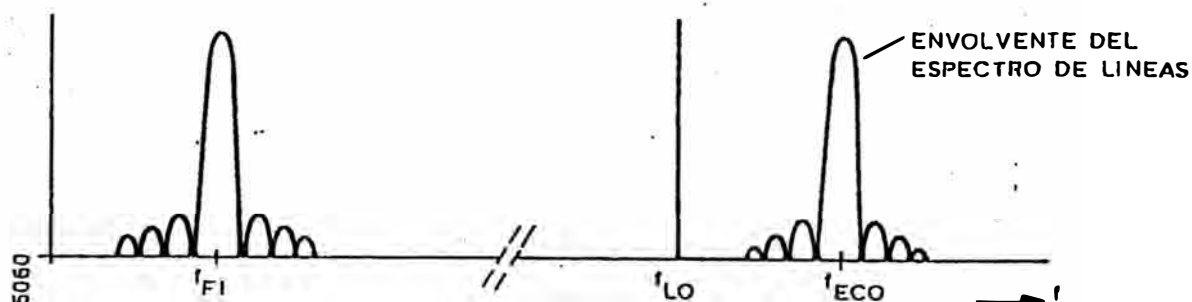


Fig. 7-4 Espectro de frecuencias y mezclado

En formula  $B \times T = \alpha$  en donde  $B$  = ancho de banda a 3 dB

$T$  = ancho de pulso

$\alpha$  = lo óptimo

Lo óptimo depende del tipo de detector que se utilize. Si por ejemplo se utiliza un autodetector solamente los pulsos picos son importantes para la detección; si se utiliza una pantalla se necesita toda la energía contenida en el pulso.

Para un autodetector  $B.T = 0,8$ .

De mediciones del factor visión, parecería que cuando  $B.T = 1,2$  tenemos el valor óptimo para la visualización en una pantalla.

En la fig. 7-5, se muestra el ancho de banda de FI en relación con el espectro en frecuencia de FI. Esta también nos muestra la relación entre el ancho de banda de FI y el ancho de banda de video.

Video significa la señal de FI detectada.

A continuación tenemos algunos ejemplos.

$$\text{Ancho de pulso } T = 0,5 \text{ } \mu\text{seg. Ancho de banda de FI } B = \frac{1,2}{T} = \frac{1,2}{0,5 \times 10^{-6}} \\ = 2,4 \text{ MHz}$$

$$\text{Ancho de banda de video} = \frac{1}{2} B = 1,2 \text{ MHz}$$

Ancho de pulso  $T = 30 \mu\text{seg}$ . Ancho de banda FI  $B = \frac{1,2}{30 \times 10^{-6}} = 40 \text{ kHz}$

Ancho de pulso  $T = 0,01 \mu\text{seg}$ . Ancho de banda de FI  $B = \frac{1,2}{T} = \frac{1,2}{0,01 \times 10^{-6}} = 120 \text{ MHz}$ .

En el último ejemplo, el ancho de pulso pequeño requiere una FI alta la cual también es necesaria para tener ese ancho de banda.

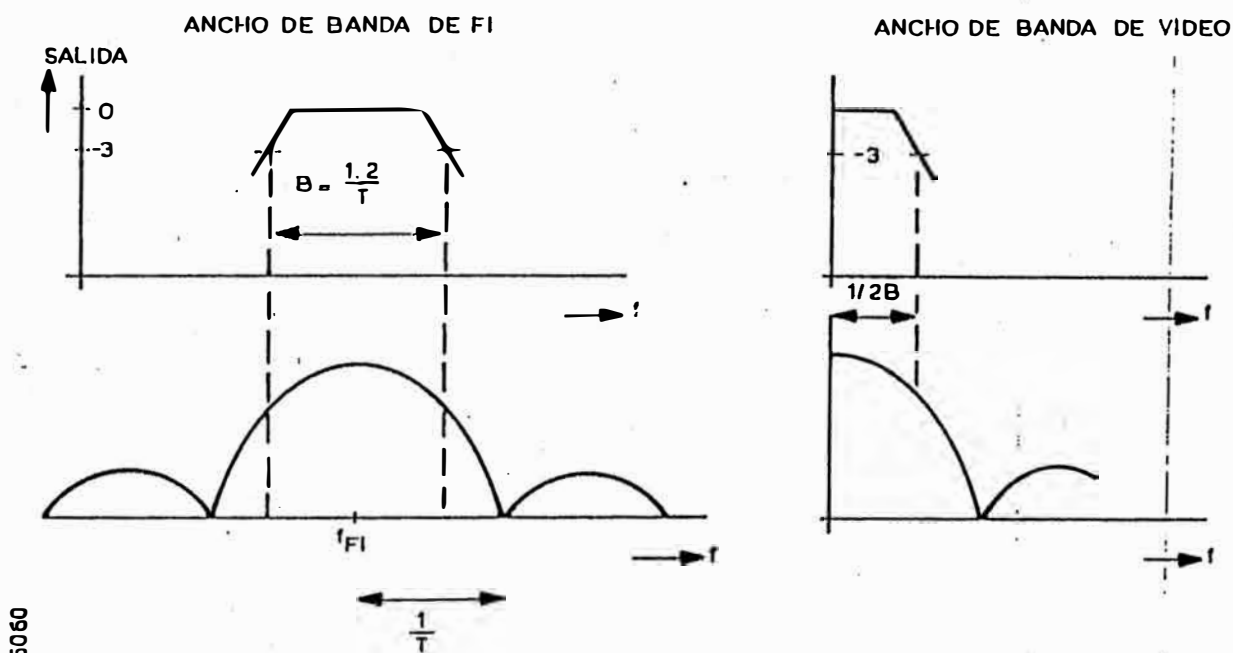


Fig. 7-5 Ancho de banda

La frecuencia más alta que puede tener el pulso de video es

$$f_{\text{video máx}} = \frac{1}{2} B_{\text{FI}}$$

Esto implica que la mayor pendiente que puede tener el pulso de video es igual a la pendiente de la onda senoidal de frecuencia máxima, como se muestra en la fig. 7-6.

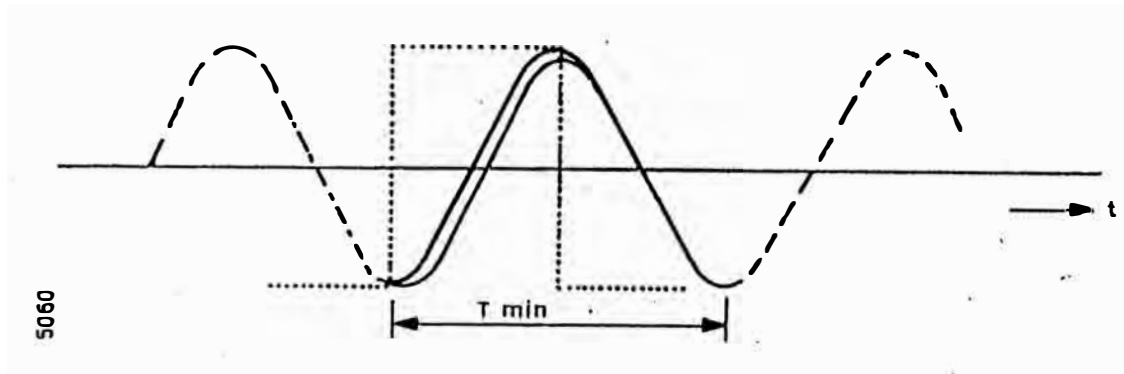


Fig. 7-6 Efecto del ancho de banda de video

La onda senoidal (a trazos y llena) tiene una frecuencia.

$$F_{\text{video máx}} = \frac{1}{T_{\text{mín}}}$$

La figura muestra que una pendiente infinita en la entrada (línea de puntos en la figura) tendrá a la salida forma senoidal (doble línea llena) alcanzando su máximo,  $\frac{1}{2} T_{\text{mín}}$  más tarde que el pulso de entrada.

La pendiente infinita desde la entrada aparecerá a la salida con la forma indicada en la figura (línea llena simple).

En otras palabras, un pulso de onda cuadrada a la entrada de duración  $t$  resultará en un pulso triangular a la salida teniendo el doble del ancho del pulso. En la fig. 7-7 se muestra este efecto de alargamiento.

En el párrafo donde se explicó resolución en rango (párrafo 3.4.2) ya se trató este efecto, en la fig. 7-8 se muestra este efecto.

Es una pantalla tipo PPI (Plan Position Indicator), este tipo de ecos se vería como un solo eco alargado.

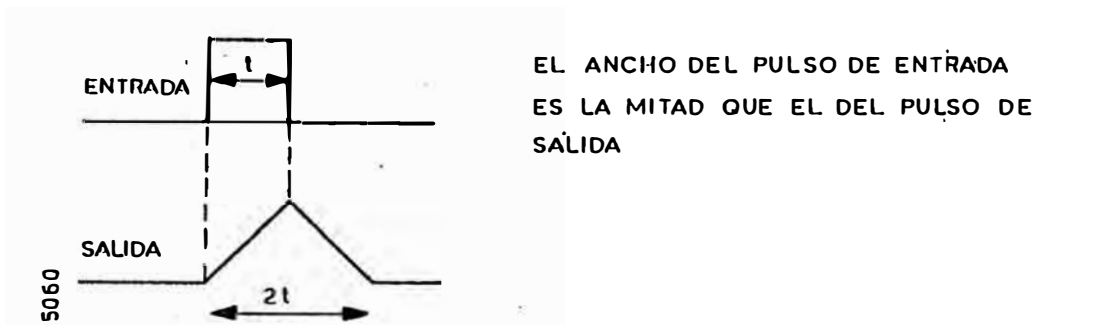


Fig. 7-7 Extensión de video

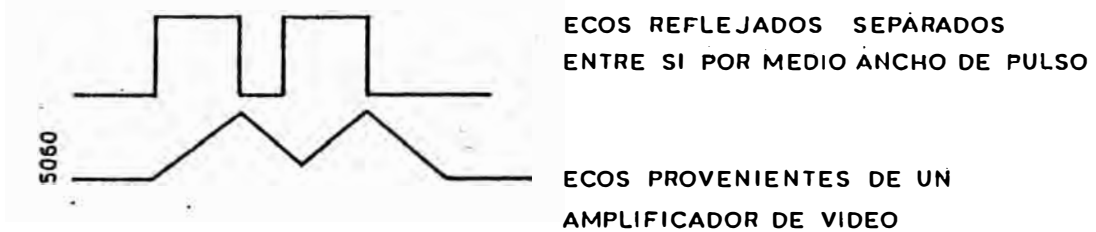


Fig. 7-8



CAPITULO 8AMPLIFICADORES Y PANTALLAS (DISPLAYS)1. TIPOS DE AMPLIFICADORES

Amplificadores tienen las siguientes propiedades:

Amplificación (ganancia), relación entre la potencia de salida (voltage) y la potencia de entrada (voltage).

Linealidad de la ganancia en función de la potencia de entrada.

Respuesta en frecuencia, que es la potencia de salida normalizada versus frecuencia de entrada.

Respuesta en fase, el cual es ángulo de fase de salida normalizado versus frecuencia de entrada.

Las propiedades nombradas se explicarán a continuación teniendo en cuenta los dos amplificadores más utilizados:

amplificadores lineales,  
amplificadores logarítmicos.

1.1. El amplificador lineal

La ganancia en potencia y voltage se definen como:

$$\text{Ganancia en potencia} = 10 \log \frac{P_o}{P_i} \quad \text{donde } P_o = \text{potencia de salida}$$

$$P_i = \text{potencia de entrada}$$

$$\text{Ganancia en voltage} = 20 \log \frac{V_o}{V_i} \quad \text{donde } V_o = \text{voltage de salida}$$

$$V_i = \text{voltage de entrada}$$

En el siguiente ejemplo tenemos una curva que muestra la relación entre salida y entrada.

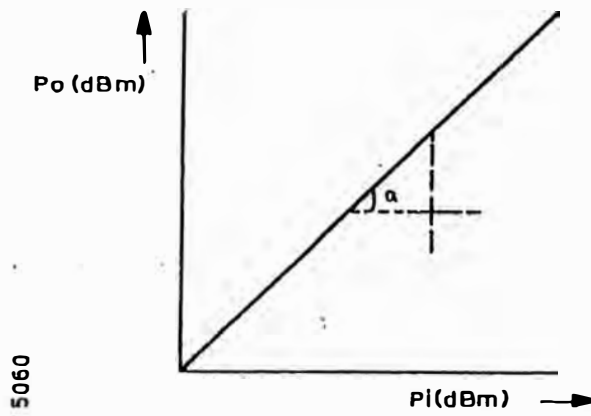


Fig. 8-1

La pendiente de la recta nos da la ganancia.

Por lo tanto  $\text{tangente } \alpha = \frac{P_o}{P_i}$  y por lo tanto cuanto mayor es la pendiente mayor será la ganancia.

Con el fin de introducir algunos términos planteamos en ejemplo de un amplificador de microondas.

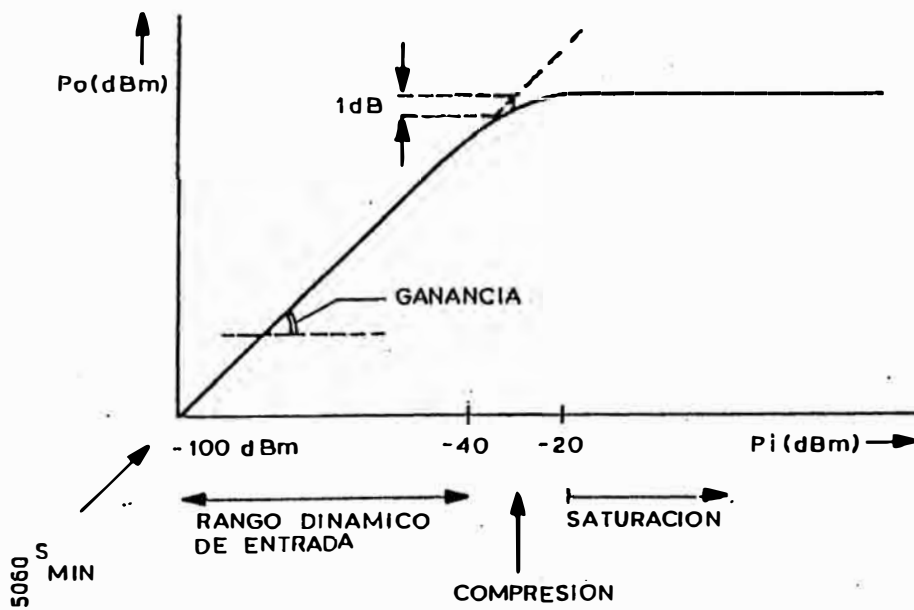


Fig. 8-2

La ganancia es la pendiente de la curva  $\frac{P_o}{P_i}$ .

$S_{min}$  es la señal más chica que se puede amplificar ( $-100 \text{ dBm} = 10^{-10} \text{ mW}$ ).

Rango dinámico de entrada es la zona en donde la señal de entrada puede variar sin tener distorsión en la ganancia. En este caso varía entre  $-100 \text{ dBm}$  y  $-40 \text{ dB}$  por lo tanto el rango es de  $60 \text{ dB}$ .

Compresión es la desviación que existe con respecto a la linealidad. En este caso tenemos  $1 \text{ dB}$  en  $-30 \text{ dBm}$ .

Saturación implica que una señal variando a la entrada nos da una salida de valor constante. En este caso el amplificador satura para señales mayores que  $-20 \text{ dBm}$ .

En conjunto, las respuestas en fase y frecuencia nos dan información sobre cuanto se parecen las señales de entrada y salida.

La componentes en frecuencia de la señal de entrada nos definen como se compone una señal en un momento dado. Si algunas de las componentes se antenuan debido a un ancho de banda limitado, la señal de salida será diferente.

Desde este punto de vista es deseable tener un ancho de banda grande pero esto implica un nivel de ruido del receptor mayor (ruido del receptor =  $KTB$ ). La respuesta en frecuencia se muestra en la figura 8-4.

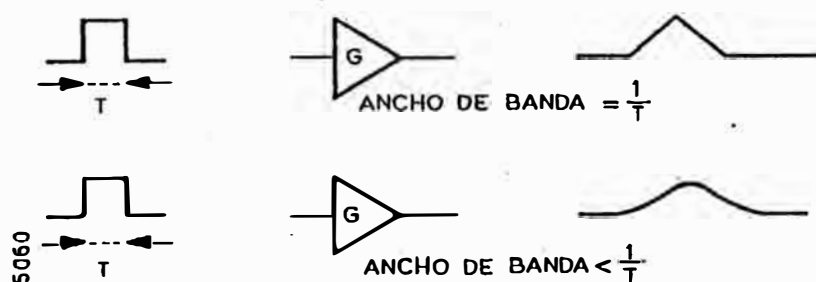


Fig. 8-3

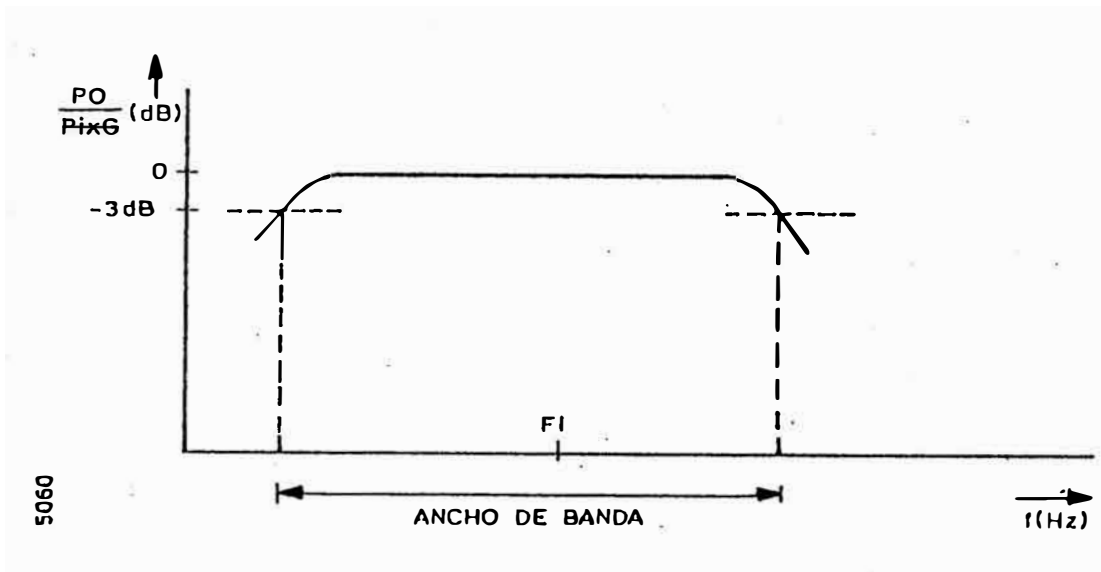


Fig. 8-4

La potencia de salida normalizada es utilizada para observar la influencia de la ganancia sobre la potencia de salida en función de la frecuencia.

(El centro del ancho de banda es FI). Pot. de sal. norm  $\frac{P_O}{P_i \cdot G} = 1 \rightarrow 0 \text{ dB}$ .

La curva muestra qué frecuencias se atenúan y en qué magnitud.

Por convención se utilizan los puntos de -3 dB para indicar el ancho de banda.

Si se utilizan circuitos sintonizados, existirá ripple en la parte de la curva de 0 dB, siendo también especificado la magnitud del ripple.

En algunos casos, especialmente donde existe la posibilidad de oscilaciones, es importante la relación entre la velocidad de aumento/velocidad de disminución de la pendiente.

Por ejemplo: 6 dB/octava; una octava implica un factor de 2 en frecuencia  
18 dB/década; una década implica un factor de 10 en frecuencia

En algunos casos, es importante la relación de fase entre salida y entrada. Esta relación queda determinada por el orden del filtro utilizado.

En la figura 8-5 podemos ver dos ejemplos.

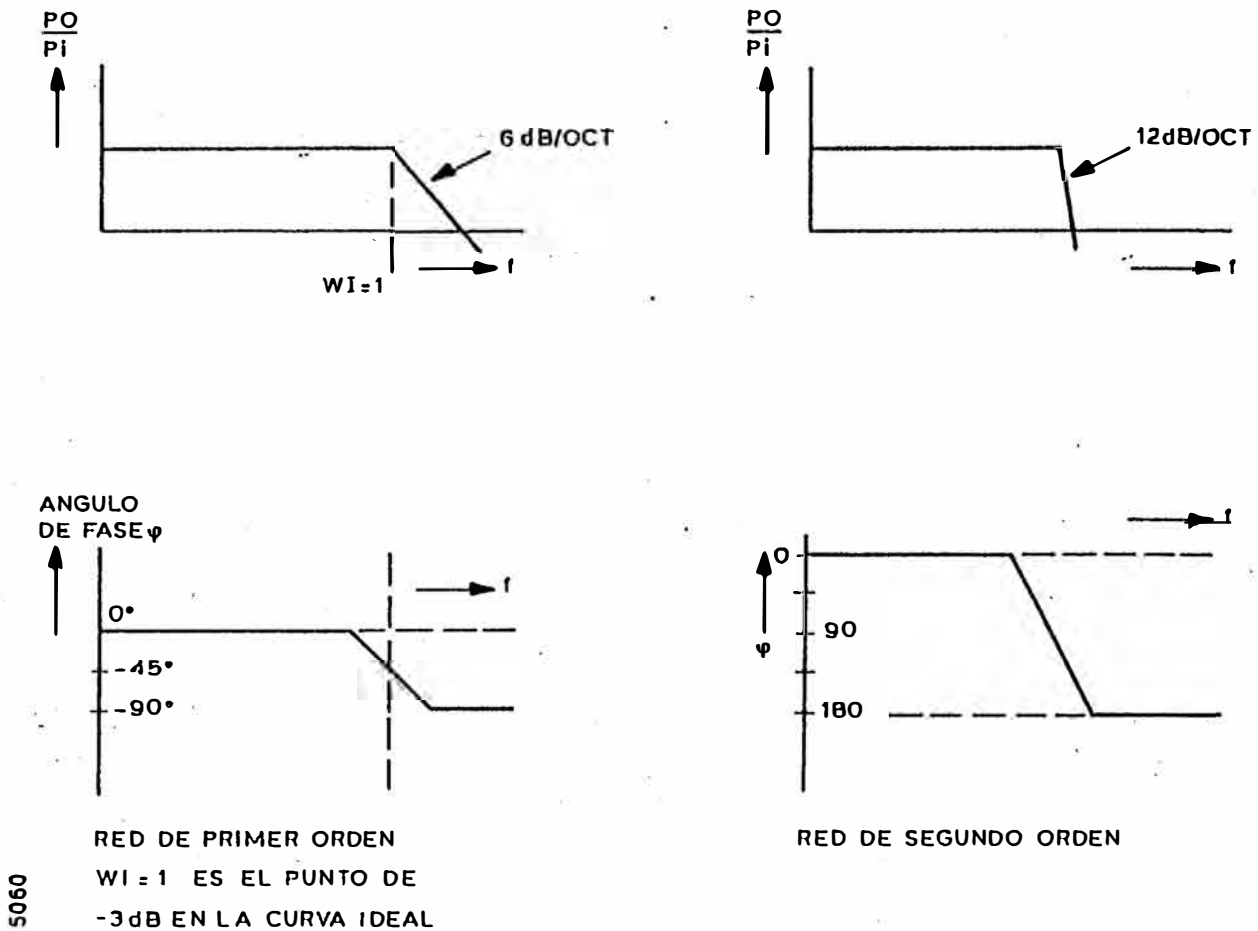


Fig. 8-5

### 1.2. Amplificador logarítmico

Es una desventaja que un amplificador lineal pueda ser saturado por un cambio grande en la señal de entrada. Un amplificador logarítmico nos da una ganancia que dependerá de la magnitud de la señal de entrada. Esto significa que para una señal relativamente chica tendremos grandes amplificaciones, mientras que para señales grandes a la entrada la amplificación es pequeña por lo tanto este tipo de amplificador normalmente no satura.

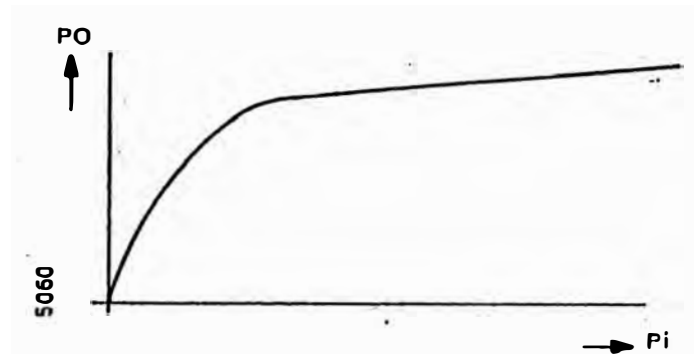


Fig. 8-6

De la fig. 8-6 se puede ver que la pendiente (ganancia) es grande para pequeñas señales de entrada y que disminuye con el aumento de la señal de entrada.

En el resto de las propiedades el amplificador logarítmico no se diferencia de un amplificador lineal.

## 2. PROCESAMIENTO DE VIDEO

Las señales recibidas y amplificadas de video pueden ser representadas o pueden ser procesadas.

El objeto de este procesamiento es:

tener una representación en el display con el mayor contraste posible, siendo contraste la diferencia en la intensidad de iluminación entre el eco del blanco y la de fondo.

para mostrar sólo blancos de interés, ejemplo de esto es el MTI (moving target indication) donde sólo se representan blancos en movimiento (utilizando el efecto Doppler) y otro ejemplo es eliminar los ecos de tierra.

para eliminar interferencias, tales como ECM por ejemplo eliminación de interferencia no sincrónica, de jamming de CW y de pulso largo. para representar la trayectoria de un blanco la cual se construye con ecos del blanco con varias vueltas de antena. convertir la información de video aceptable a la computadora.

### 3. TIPOS DE DISPLAY

Un display ofrece la posibilidad de representar información visual. Esta información puede ser - video sintético, tales como símbolos, números o figuras.

#### Información radar

Aquí discutiremos sobre la información radar.

De acuerdo a su función, hay tres tipos de displays:

PPI (PPI = plan position indicator)

A-scope

B-scope.

#### 3.1. El PPI

Este tipo de display ofrece una cobertura cilíndrica, representándolo en un plano (ver fig. 8-7).

Los blancos son representados a su distancia de la antena. La información dada por este tipo de display es la distancia existente entre la antena y el blanco y el azimut del blanco con respecto al norte.

Una línea cuya intensidad se puede controlar rota en el display en el mismo sentido y con la misma velocidad que el eje eléctrico de la antena. El eco se representa como un punto de mayor intensidad sobre la línea.

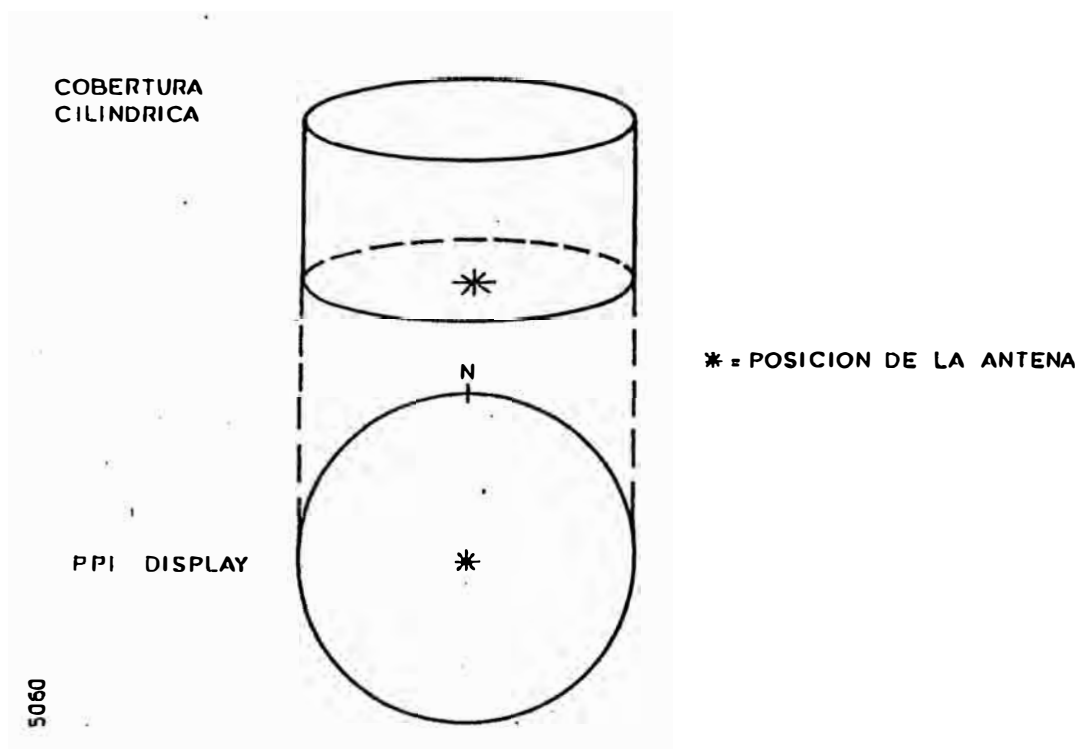


Fig. 8-7

La distancia que existe entre el eco y el centro del display es proporcional a la distancia antena-blanco. Este tipo de display se utiliza para radares de búsqueda y de navegación.

### 3.2. A-scope

Este display muestra la posición del eco (y amplitud) en el eje eléctrico de la antena, siendo representado en función del tiempo y a intervalos proporcionales a la distancia a lo largo del haz de la antena.

El A-scope se usa generalmente en radares de seguimiento de blancos aéreos.

En un display de este tipo cada hit está representado en el mismo eje de tiempo.



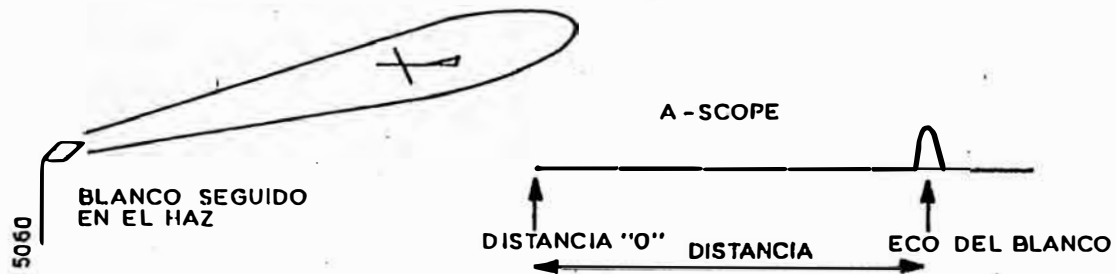


Fig. 8-8

3.3. B-scope

Algunas veces es interesante saber que sucede en el área alrededor del blanco. Para esto se puede realizar una ventana alrededor del blanco y representar el contenido de video de la ventana en un display por separado llamado B-scope.

Por lo tanto el display B-scope amplifica una pequeña sección del PPI.

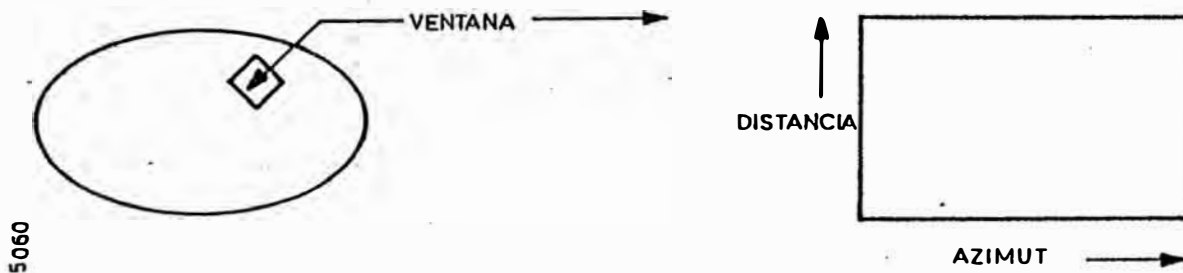


Fig. 8-9

CAPITULO 9TEMAS AUXILIARES1. dB y dBm

Relaciones de potencia y voltage se expresan en decibeles (dB).

Un Bel (B) se define como el logaritmo de una relación de potencia. La unidad comunmente utilizada es el decibel dB el cual es  $\frac{1}{10}$  Bel,

$$\text{luego dB} = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

Decibeles puede utilizarse también para expresar relación de voltages ya que  $P = \frac{V^2}{R}$ . Si para  $P_1$  y  $P_2$ ,  $R_1 = R_2$ . tenemos

$$x = 10 \log \frac{V_1^2}{V_2^2} \text{ o } 20 \log \frac{V_1}{V_2}$$

Algunos ejemplos

$$\frac{P_1}{P_2} = 2 \rightarrow 10 \log 2 = 3 \text{ dB}$$

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{1}{2} \rightarrow 10 \log 2^{-1} = -3 \text{ dB}$$

Reglas (el error de aproximación es siempre  $< 1\%$ ).

0 dB = 1	
1 dB = 1,25 = $\frac{5}{4}$	- 1 dB = 0,8 = $\frac{4}{5}$
3 dB = 2	- 3 dB = $\frac{1}{2}$
6 dB = 4	- 6 dB = $\frac{1}{4}$
9 dB = 8	- 9 dB = $\frac{1}{8}$
10 dB = 10 = $10^1$	
20 dB = 100 = $10^2$	
30 dB = 1000 = $10^3$	

Algunos ejemplos:

$$7 \text{ dB} = 6 \text{ dB} + 1 \text{ dB} = 4 \times 5/4 = 5$$

$$5 \text{ dB} = 6 \text{ dB} - 1 \text{ dB} = 4 \times 4/5 = 4 \times 0,8 = 3,2$$

$$-2 \text{ dB} = -3 \text{ dB} + 1 \text{ dB} = 1/2 \times 5/4 = 0,5 \times 1,25 = 0,625$$

$$-4 \text{ dB} = -3 \text{ dB} - 1 \text{ dB} = 1/2 \times 4/5 = 0,5 \times 0,8 = 0,4$$

$$17 \text{ dB} = 10 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 1 \text{ dB} = 10 \times (4 \times 5/4) = 50$$

$$27 \text{ dB} = 20 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 1 \text{ dB} = 100 \times (4 \times 5/4) = 500$$

Utilizando dBm la cantidad de potencia se expresa con respecto a una referencia, esto facilita el trabajo con dB.

$$0 \text{ dBm} = 1 \text{ mW} \text{ es } 0,775 \text{ V a través de una resistencia de } 600 \Omega \text{ (referencia)}$$

$$+10 \text{ dBm} = 10 \text{ mW}$$

$$-10 \text{ dBm} = 0,1 \text{ mW}$$

$$+20 \text{ dBm} = 10^2 \text{ mW} = 100 \text{ mW}$$

$$-20 \text{ dBm} = 10^{-2} \text{ mW} = 0,01 \text{ mW}$$

Algunos ejemplos:

$$\text{Potencia transmitida} = 200 \text{ kW} = 200 \times 10^6 = 2 \times 10^8 \text{ mW}$$

$$10 \log 2 \times 10^8 = 10 \log 2 + 10 \log 10^8 = 3 + 80 = 83 \text{ dBm}$$

Si la potencia del transmisor para un atenuador de 20 dB tendremos que  $83 - 20 = 63 \text{ dBm}$  estarán presentes a la salida del atenuador.

$$63 \text{ dBm} = 60 + 3 = 10 \log 10^6 + 10 \log 2 = 2 \times 10^6 \text{ mW} = 2 \text{ kW}$$

$$\text{(como se sabe } 20 \text{ dB es una atenuación de } = \frac{1}{100} \rightarrow \frac{200}{100} = 2 \text{ kW)}$$

Entrada del receptor es  $-80 \text{ dBm}$ , amplificación 20 dB cual es la potencia de salida  $-80 + 20 = -60 \text{ dBm}$  ( $= 10^{-6} = 10^{-9} \text{ W}$ ).

## 2. PROPAGACION INDIRECTA O CAMINOS MULTIPLES

Como se explicó anteriormente, la propagación de una onda electromagnética en el aire es del modo de onda directa.

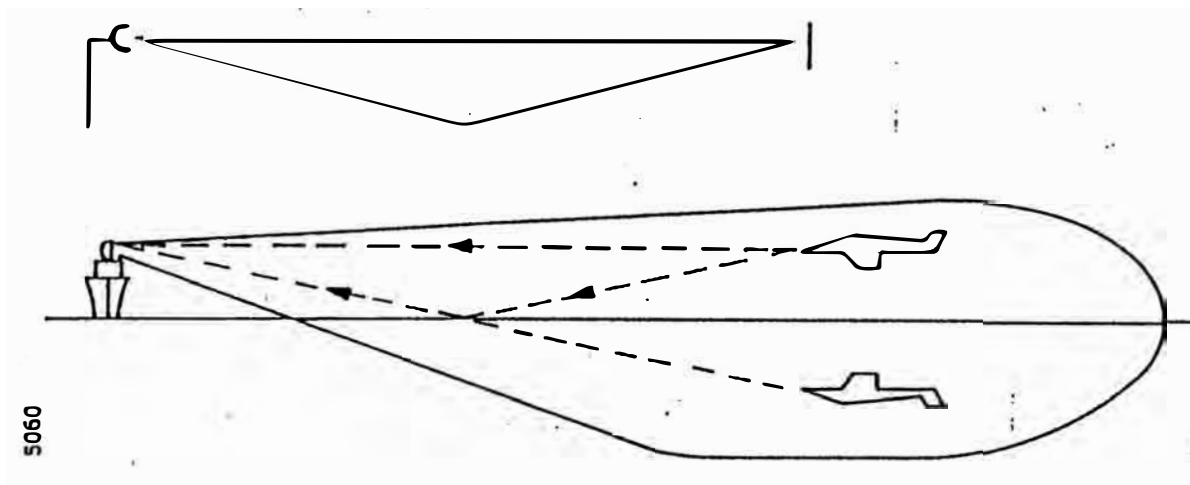


Fig. 9-1 Caminos múltiples

Esto incluye propagación indirecta bajo condiciones apropiadas. Se puede tener propagación indirecta si la separación entre el blanco y su imagen es menor que el ancho del haz de la antena, como se muestra en la fig. 9-1.

La onda directa llega al receptor antes que la onda indirecta. Si el mar está calmo, el reflejo indirecto nos dará un eco. A medida que la condición del mar empeora, el reflejo se diluye y contribuye al nivel de ruido. El problema comienza durante un seguimiento, en elevación ve dos blancos con diferente ángulo y probablemente comience a oscilar entre los dos. Este problema se puede solucionar con una frecuencia de transmisión más alta, la cual produce un ancho de haz más angosto (utilizando el mismo reflector) o fijando el ángulo de elevación.

### 3. ELIMINACION DEL LOBULO LATERAL

Como se mencionó anteriormente, en el capítulo sobre antenas, lóbulos laterales pueden causar problemas tales como una disminución al rechazo de interferencia. Además, se puede hacer jamming en un lóbulo lateral, apareciendo esta señal en el display, con la dirección del eje eléctrico de la antena y por lo tanto se crean blancos falsos.

En el caso de IFF para radar, se utilizan dos formas diferentes para eliminar los lóbulos laterales, de ahí la razón que se lo tome como ejemplo. En IFF, que constituye una acción pregunta/respuesta, la energía transmitida se utiliza para activar un transponder (transmisor - receptor que transmite cuando se recibe la señal apropiada), no se utiliza la devolución de un eco.

Esto significa que IFF tiene un alcance relativamente más largo (la densidad de energía disminuye en una proporción igual  $\frac{1}{R^2}$  solamente).

Esto significa que los lóbulos laterales tienen mayores alcances. Debido a que solo el blanco en el lóbulo principal debe ser interrogado, se deben eliminar los lóbulos laterales. Por esta razón se tiene un diseño especial de antena.

El sistema de IFF está normalmente integrado a la antena de búsqueda, de forma tal que la información de IFF del blanco detectado, pueda representarse en la pantalla junto con la información que proviene del radar de búsqueda. Para lograr esto se pueden colocar en el reflector de la antena de radar un grupo de dipolos. Estos dipolos están conectados al sistema de IFF de tal forma que pueden ser energizados en fase (diagrama de radiación  $\Sigma$ ) o con diferentes fases (diagrama de radiación  $\Delta$ ).

Estos diagramas de radiación se muestran en la fig. 9-2.

La interrogación se lleva a cabo con tres pulsos de transmisión como se ve en la fig. 9-3.

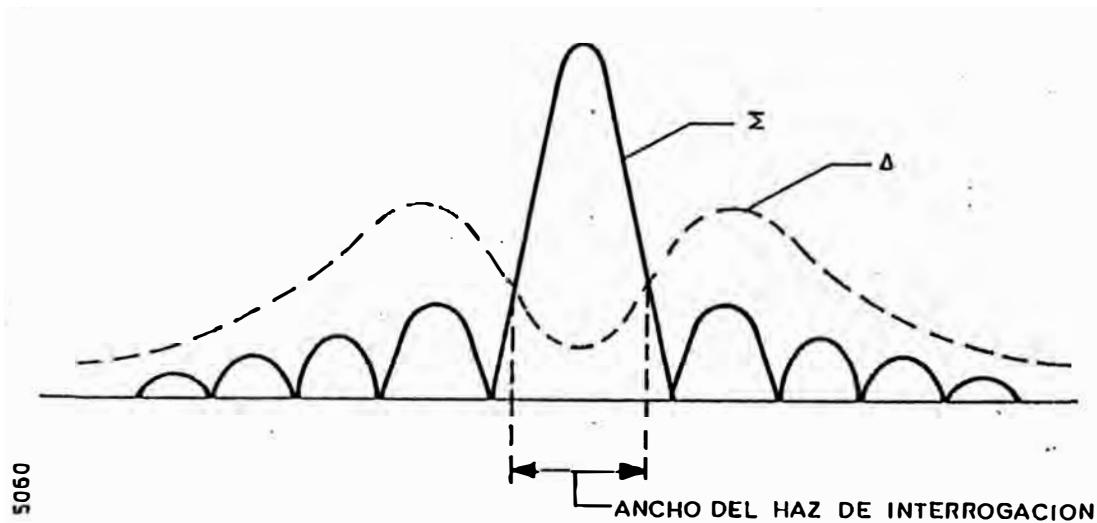


Fig. 9-2 ISLS = Eliminación de lóbulos laterales camino de interrogación

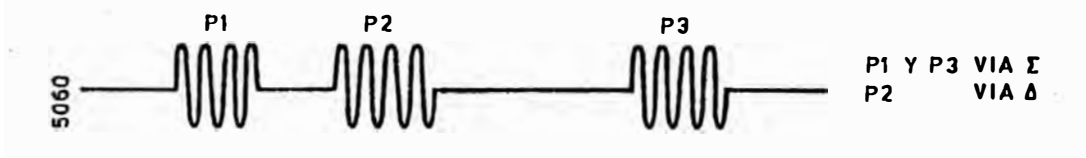


Fig. 9-3 Interrogación

El primer pulso transmitido se realiza con los dipolos emitiendo en fase ( $\Sigma$ ), el transponder lo recibe y memoriza el nivel del pulso. El segundo pulso se realiza con los dipolos emitiendo con diferente fase ( $\Delta$ ) el transponder lo recibe y también memoriza su nivel.

Ahora si el nivel del pulso  $\Sigma$  es mayor (por ejemplo 10 dB) que el nivel del pulso  $\Delta$ ; el transponder sabe que se encuentra en el haz de interrogación y contesta en forma automática.

La respuesta que puede estar codificada, se recibe con un arreglo del tipo  $\Sigma$  (ver fig. 9-4). Además la señal del transponder se recibe por una antena omnidireccional.

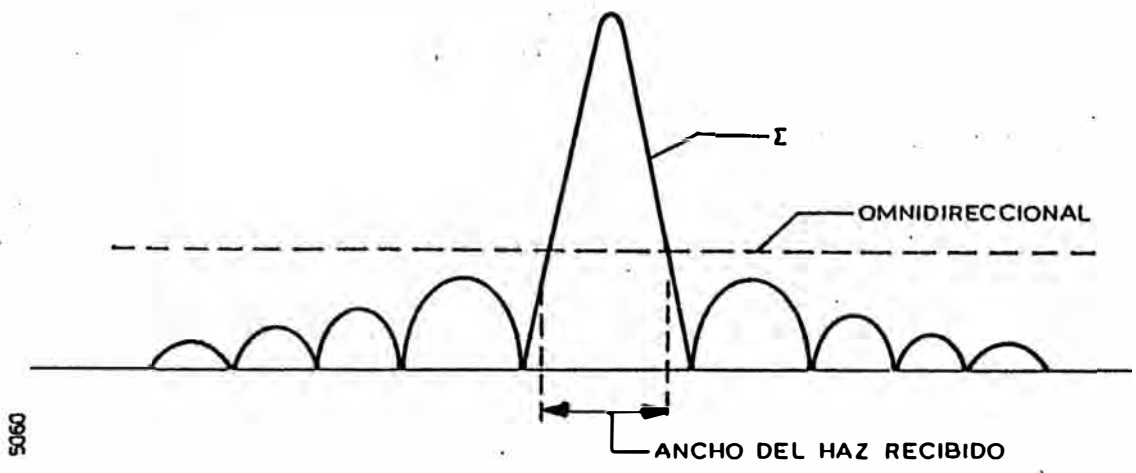


Fig. 9-4 Eliminación de lóbulos laterales en el receptor

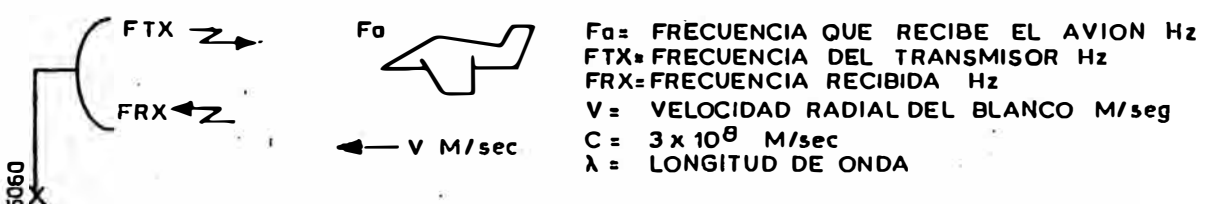


Fig. 9-5 Efecto Doppler

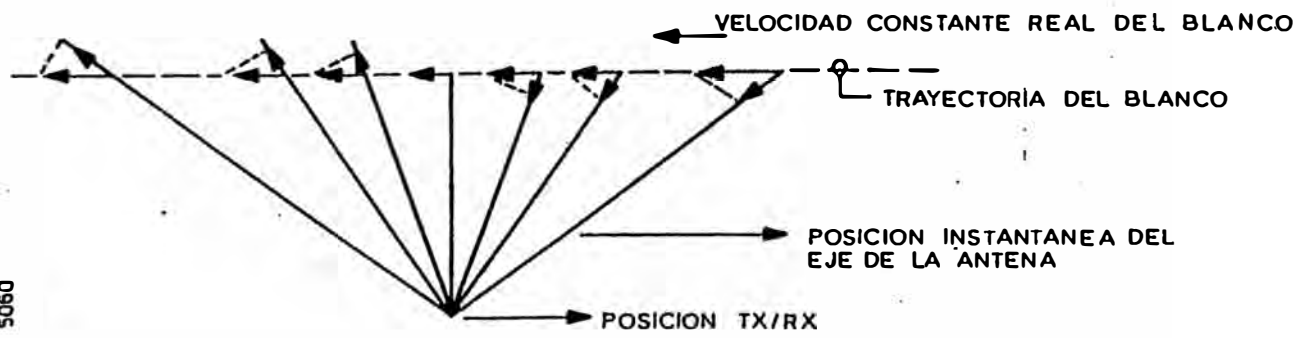


Fig. 9-6 Velocidad radial

Solo si la señal  $\Sigma$  es mayor que la señal omnidireccional, entonces se la utiliza. Esto reduce todavía más el ancho del haz y suprime los lóbulos laterales.

#### 4. EFEECTO DOPPLER

Este efecto se explicará tomando como referencia la fig. 9-5. El avión recibe el pulso transmitido a una frecuencia  $f_{TX}$ . Si la velocidad del avión es "0", será que el número de ondas recibidas por segundo es  $f_{TX}$ . Si el avión tiene una cierta velocidad  $V$  m/seg el número de ondas por segundo será igual a

existen  $\frac{1}{\lambda}$  ondas por metro,  
en  $V$  metros tenemos  $V/\lambda$ .

Debido a que  $\lambda = \frac{C}{f_{TX}}$ , a la velocidad de  $V$  m/seg el avión recibirá  $f_{TX} \times V/C$  más ondas por segundo. Luego la frecuencia que se observa en el avión será

$$f_a = f_{TX} + f_{TX} \times \frac{V}{C} = f_{TX} + f_d$$

La energía se refleja en el avión actuando éste como un transmisor que se mueve a una velocidad  $V$  m/seg. Esto significa que el efecto Doppler se duplica.

La frecuencia recibida por la antena es  $f_{RX} = f_{TX} + 2f_d$ .

La frecuencia Doppler del eco es  $f_d = 2 \times f_{TX} \times \frac{V}{C}$

debido a que  $f_{TX} = \frac{C}{\lambda}$  la  $f_d = 2 \times \frac{V}{\lambda}$

Si el blanco se aleja del transmisor, la frecuencia recibida será

$$f_{RX} = f_{TX} - 2f_d$$

La velocidad  $V$  que determina la frecuencia Doppler, es la proyección de la velocidad del blanco en la dirección del eje de la antena (velocidad radial, fig. 9-6).



En la figura hay un avión volando en línea recta, además tiene una velocidad real constante. Se muestra la proyección de la velocidad en el eje de la antena para diferentes momentos. Esta proyección cambia de punto a punto siendo nula cuando el ángulo entre trayectoria del avión y eje de la antena es  $90^\circ$ . De la derecha al centro, la frecuencia Doppler disminuye, para aumentar del centro hacia la izquierda. En el gráfico está frecuencia está dirigida hacia la antena en la parte de la derecha ( $+f_d$ ) y alejándose de ésta en la izquierda ( $-f_d$ ).

Si el transmisor/receptor tiene velocidad propia  $v_o$  m/seg, la componente de  $v_o$  en la dirección del eje de la antena, dará una frecuencia Doppler dependiendo el signo de la dirección con respecto al blanco.

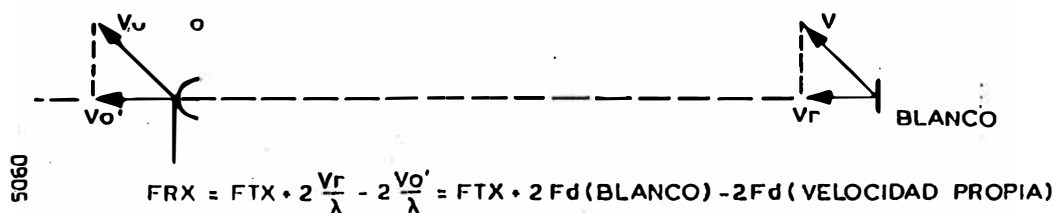


Fig. 9-7 Velocidad propia

Para hacer uso del efecto Doppler, se debe conocer su frecuencia ( $f_d$ ). Para tener una idea de la frecuencia Doppler la vamos a calcular para un avión volando en dirección a TX/RX y con velocidad Mach 3 (Mach 3 es 3 veces la velocidad del sonido) (velocidad del sonido = 300 m/seg.). El TX/RX opera en 9 gigahertz.

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = 2 \times \frac{3 \times 300}{0,03} = 60 \text{ kHz}$$

Ahora si comparamos  $f_d$  con la frecuencia TX.

$$f_{RX} = 300000 \text{ kHz}$$

$$f_d = 60 \text{ kHz}$$

Luego  $f_d$  es 0,000066% de TX y por lo tanto queda claro que es prácticamente imposible determinar este pequeño cambio en frecuencia. Por esta razón se utiliza la fase como criterio para la detección, siendo que un cambio en la frecuencia nos cambia el ángulo de fase. Cambios en frecuencia relativamente pequeños nos dan cambios en fase utilizables.

En radares de onda continua, la fase de la energía recibida se compara con la de la energía transmitida y de esto se calcula la frecuencia Doppler.

En radares de pulso, se memoriza la fase de la energía transmitida y se la compara con la fase del eco y se comparan. La existencia o no de un cambio en la fase (= frecuencia Doppler) puede ser utilizada para determinar la velocidad de un blanco como para eliminar todos los blancos quietos de un display o un seguidor.

#### 5. REFLEJOS (CLUTTER) DE MAR; TIERRA Y LLUVIA

Clutter son reflejos no deseados de los alrededores. La amplitud depende de las circunstancias y de los objetos reflejantes. La amplitud puede ser mayor que ecos y por lo tanto los tapa. Las regiones con clutter normalmente cubren zonas relativamente grandes en la pantalla.

Sobresalen tres tipos de clutter:

clutter del mar: debido a reflejos en las olas del mar

dependen del - estado del mar

distancia

clutter de tierra, debido a reflejos en zonas de la tierra

dependen de - reflectividad

- distancia

clutter de lluvia, debido a reflejo en la lluvia o nubes

dependen de - densidad de las nubes (la densidad de nimbo strato es mayor que la de cumulus)

- intensidad de la lluvia mm/h

Estos tres tipos de clutter serán explicados más adelante.

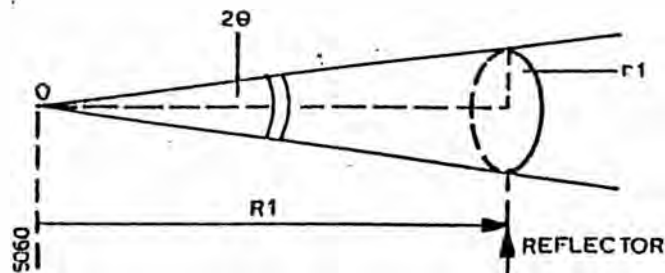


Fig. 9-8

Primero sin embargo se explicará en más detalle la densidad de energía en función de la distancia.

La energía transmitida es  $P$ , mientras que debido al esparcimiento de energía (= energía por unidad de superficie) en el reflector tenemos que

$$\text{es } \frac{P}{\pi r_1^2}.$$

La tangente de  $\theta = \frac{r_1}{R_1}$ , para ángulos pequeños  $\text{tg } \theta = \theta$  (en radianes)

por lo tanto  $r_1 = \text{tg } \theta \times R_1 = \theta \times R_1$ .

Reemplazando en la fórmula de densidad de energía.

$$\frac{P}{\pi r_1^2} = \frac{P}{\pi \times \theta^2 \times R_1^2}$$

Por lo tanto se puede decir que la densidad de energía es proporcional a  $\frac{1}{R^2}$ , donde  $R$  = distancia transmisor - reflector.

La energía reflejada es por lo tanto proporcional a  $\frac{T}{R^2}$ , donde  $T$  = es el área reflectante efectiva (sección transversal radar).

Luego de reflejarse, la energía se dispersa nuevamente y la energía en el receptor será proporcional a  $\frac{\text{energía reflejada}}{R^2}$  o  $\frac{T}{R^4}$ .

El efecto de clutter de mar se puede ver si la energía reflejada debida a él es medida como función de la distancia.

En el intervalo de 0 hasta  $R_T$ , la energía reflejada por clutter de mar disminuye en una proporción igual a  $\frac{1}{R^3}$ .

Se puede ver en la figura anterior que los reflejos debidos a las olas del mar disminuyen rapidamente a causa de la sombra que produce la ola anterior.

En la fig. 9-11 se puede ver que la cantidad de energía reflejada es proporcional al ángulo  $\theta$ . Con ésta hay un gráfico con la elevación total y muestra la rápida disminución del área reflectante.

Realizando la aproximación en que se considera al área reflejante como una línea la longitud de la línea será entonces el área. Por lo tanto el area reflectante efectiva será  $T = \theta \times R$ .

$\theta$  = ancho del haz en sentido horizontal

$R$  = distancia.

Como se dijo anteriormente, la energía recibida es proporcional a  $\frac{T}{R^4}$ .

Reemplazando  $T \rightarrow \frac{R}{R^4} = \frac{1}{R^3}$ .

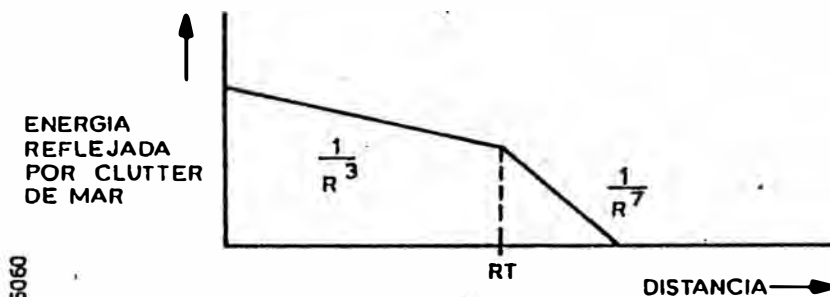


Fig. 9-9

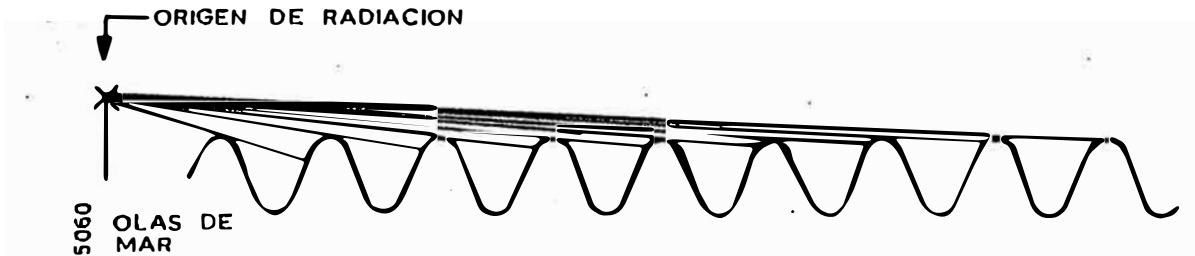


Fig. 9-10 Ondas vista de lado

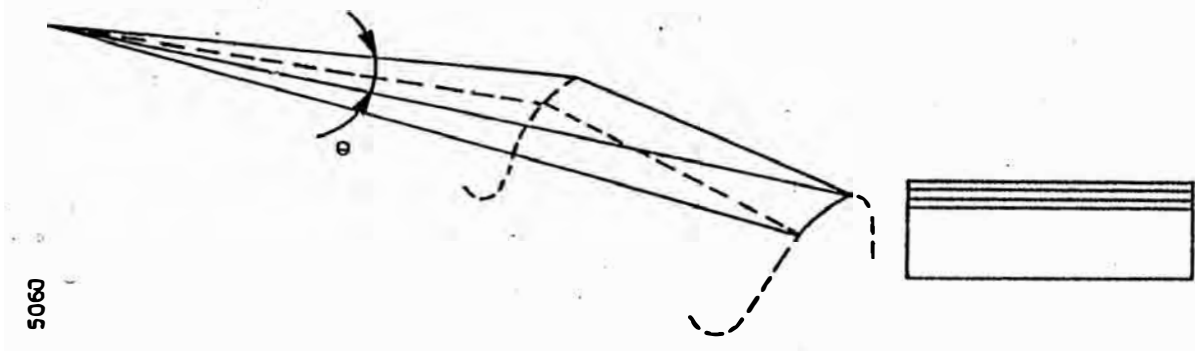


Fig. 9-11

Esta relación es válida hasta  $R_T$ .  $R_T$  = distancia de transición.

En el gráfico la curva realiza un cambio brusco de  $\frac{1}{R^3}$  a  $\frac{1}{R^7}$ . En realidad el cambio o transición es suave, dependiendo el valor de  $R_T$  del estado del mar.

Por ejemplo estado de mar 3  $R_T = 550$  m

estado de mar 5  $R_T = 1500$  m

a distancia de transición se puede ver en la fig. 9-10.

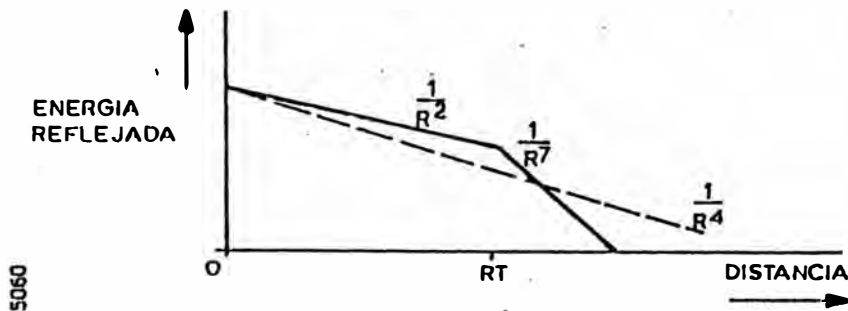


Fig. 9-12

yendo hacia de derecha el área reflectante es menor. En la distancia donde el haz sólo toca el tope de las olas es donde se produce la transición. Todas las olas más allá de este punto no son vistas por el radar. Por experimentos realizados se deduce que más allá de la distancia de transición la energía reflejada es proporcional a  $\frac{1}{R^7}$ .

A continuación se realiza un gráfico con la energía reflejada por un eco ( $\frac{1}{R^4}$ ) y por el clutter de mar.

La relación señal-clutter expresa las magnitudes relativas de la señal y el clutter.

Del gráfico se deduce que dicha relación es mala antes de la distancia de transición para aumentar rápidamente a partir de ésta. Aún cuando el blanco de un eco sobre el clutter de mar, es difícil verlo en el display ya que el clutter lo satura (fósforo). El clutter de mar se puede eliminar utilizando un control de ganancia que dependa de la distancia. Comienza en distancia 0 con poca ganancia y luego la ganancia aumenta con la distancia, hasta RT después de la cual el clutter pierde su influencia.

### Clutter de tierra

Se puede considerar a la tierra como un reflector lineal y por lo tanto la energía reflejada es proporcional a  $\frac{1}{R^3}$ . Por ser la energía reflejada en tierra proporcional a  $\frac{1}{R^3}$  y la energía de un eco a igual distancia proporcional a  $\frac{1}{R^4}$ , se tiene una relación señal-clutter pobre.

Aun siendo la energía del eco mayor que la de clutter de tierra, el clutter tapará al eco debido a la saturación de la pantalla (fósforo). En procesadores de video la eliminación del clutter de tierra es un modo selectable. Esta eliminación se fundamenta en que el clutter de tierra da un eco más prolongado que el de un blanco. Diferenciando a los ecos largos, tan solo queda el borde. Se puede obtener el mismo efecto con discriminadores de longitud de pulso. Los ecos de blancos tierra adentro serán nuevamente visibles.

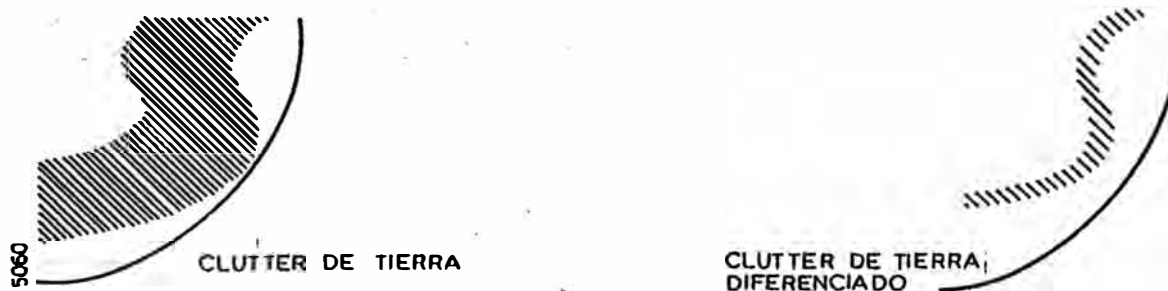


Fig. 9-13



Fig. 9-14

### Clutter de lluvia

La energía que pasa a través de las nubes se atenúa debido a distorsión y absorción, como se vió en el párrafo 2.6.3.

La lluvia producida por estas nubes también causan pérdidas de propagación. Una parte de la energía se esparce por las nubes y lluvia. En el display se ve como zonas de clutter. La reflectividad de la lluvia es menos que la de la tierra. Debido a que la nubes se mueven, la energía reflejada está modulada por el efecto doppler. Nubes por lo general no presentan una sola frecuencia Doppler sino más bien una banda de frecuencias. En una nube existen movimientos (turbulencias); la nube se mueve y no todas sus partes tienen la misma velocidad y dirección. En la fig. 9-15 se presenta este fenómeno como una curva (idealizada) con una frecuencia central  $f_c$  y un ancho de banda  $f_b$ .

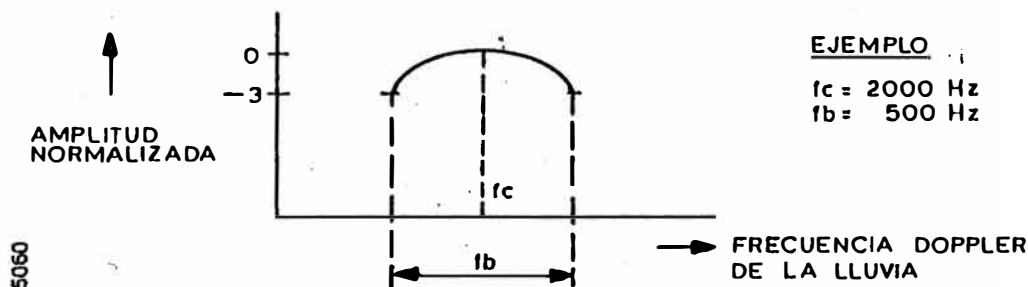


Fig. 9-15

A continuación estudiaremos varios casos y sus relaciones. Por esta razón se presenta un gráfico en el cual un eco de  $1 \text{ m}^2$  se grafica en función de distancia.

La curva no es lineal si no logarítmica, lo que difuculta sacar conclusiones..

Ahora si la distancia se grafica sobre una escala logarítmica, la curva se hace lineal y puede ser utilizada para comparar reflexiones de clutter.



En la figura 9-16 se comparan las curvas para diferentes tipos de clutter con blancos de  $1 \text{ m}^2$  y  $10 \text{ m}^2$ . En esta curva se puede ver la relación señal-clutter para diferentes distancias.

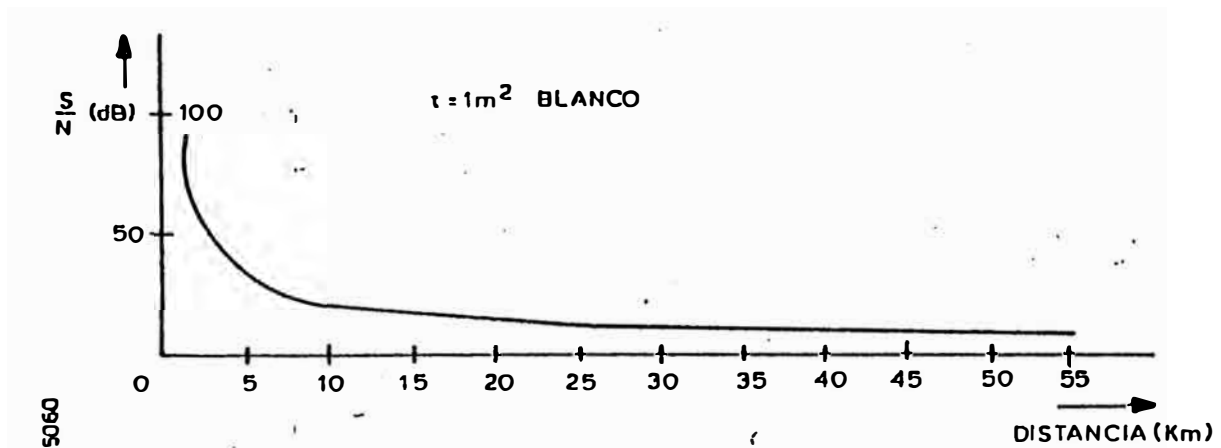


Fig. 9-16

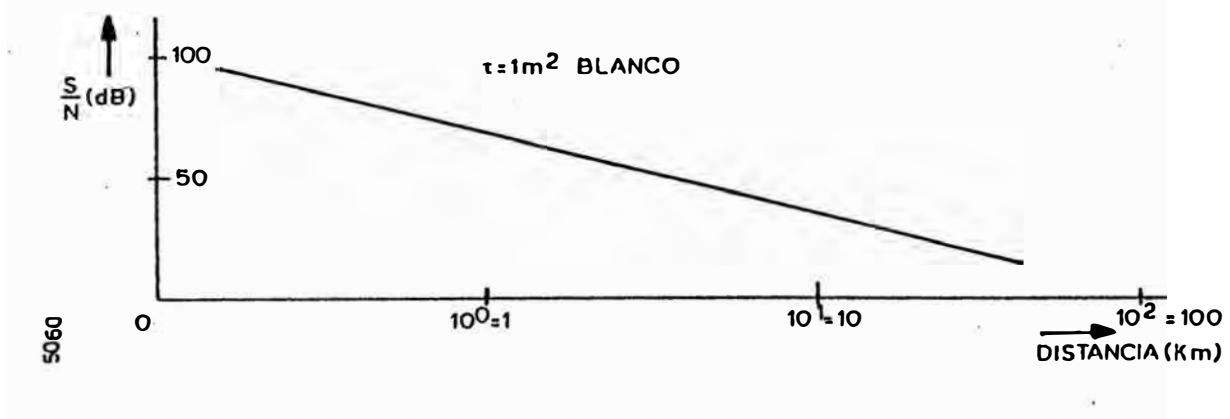


Fig. 9-17

## 6. TRAZO MULTIPLE

Dadas las condiciones meteorológicas adecuadas la propagación se puede ver influenciada por superrefracción o por el fenómeno del conducto elevado.

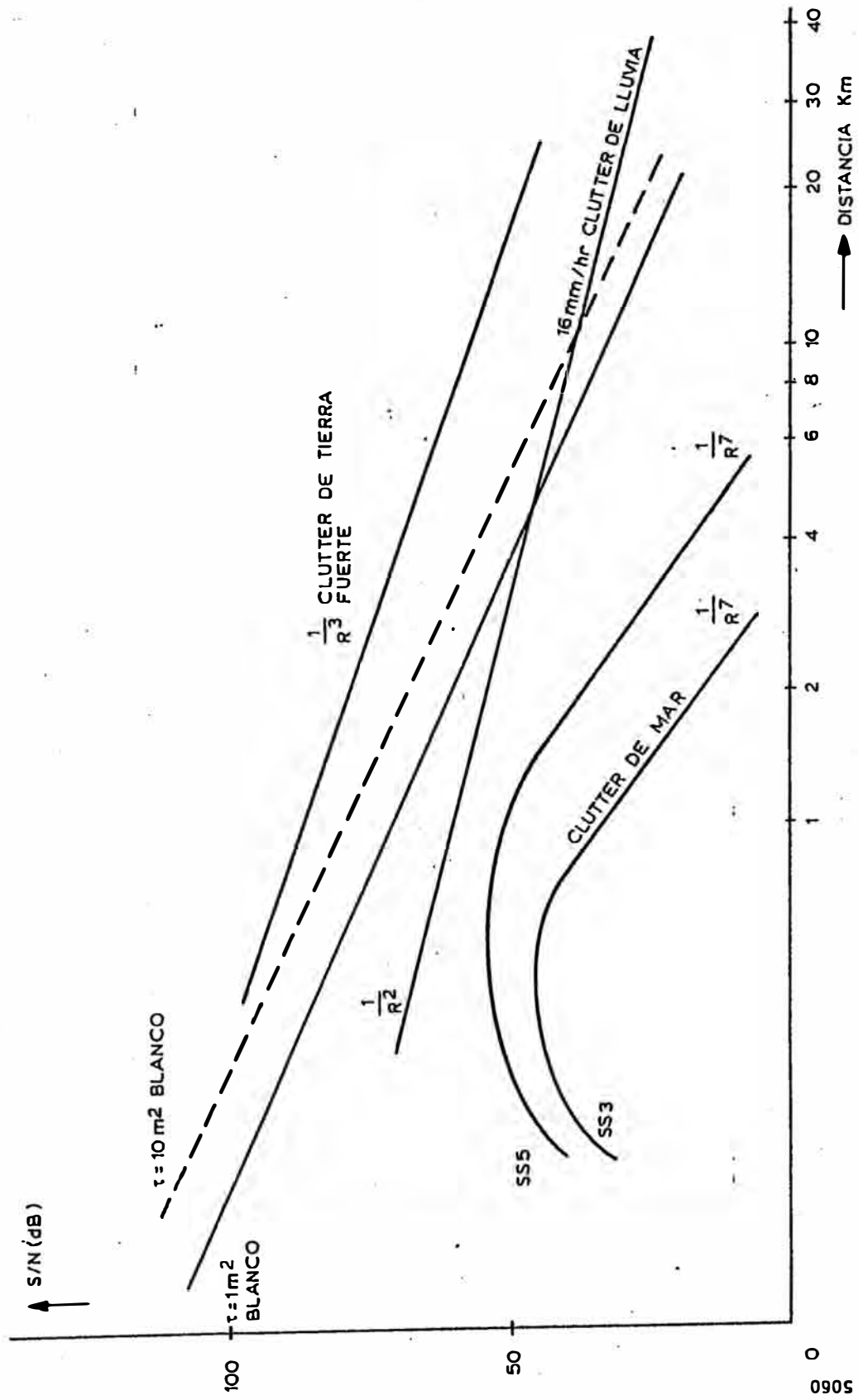


Fig. 9-18

Esto resulta en un mayor alcance del radar. Si existen blancos fuera del alcance del radar y por esta razón no reciben y por ende no reflejan una cantidad de energía suficiente para ser detectados, si se dan entonces las condiciones meteorológicas mencionadas la cantidad de energía recibida aumentaría lo suficiente para que pueda ser detectado por el radar.

Como se explicó en el párrafo de PRT, éste está calibrado para el máximo alcance de radar (condiciones normales). Los blancos mencionados exceden esta distancia, lo que implica que no serán recibidos en el PRT que corresponde pero sí en el siguiente PRT como se muestra en la fig. 9-19.

Si los PRT son todos iguales se generaría la figura 9-20 en el display PPI.

Ahora se variamos los PRT se generaría la figura 9-21 en el display PPI.

La distancia existente entre los ecos en la pantalla es proporcional a la variación en PRT.

Si el eco aparece en el PRT siguiente y no en el que le corresponde se le llama eco de segundo trazo. De la misma forma se pueden recibir ecos de tercer trazo ó mayor (trazos múltiples).

En la práctica, eco de segundo trazo es a menudo la costa, la cual no se encuentra mucho más allá que el alcance normal del radar. Utilizando diferentes formas de procesar video este efecto puede ser eliminado.

## 7. POLARIZACION CIRCULAR

Algunos radares de búsqueda pueden emitir su energía electromagnética con diferentes direcciones de polarización. Como ejemplo se explicará un radar que puede cambiar de polarización vertical a polarización circular.

Para los hechos parecería no existir una gran diferencia si se utiliza polarización vertical u horizontal. La energía recibida del eco es la misma.

Ahora si se colocan dos antenas una cerca de la otra, se tiene normalmente una diferencia de  $90^{\circ}$  en sus polarizaciones para prevenir que la energía de una antena entre en el receptor de la otra.

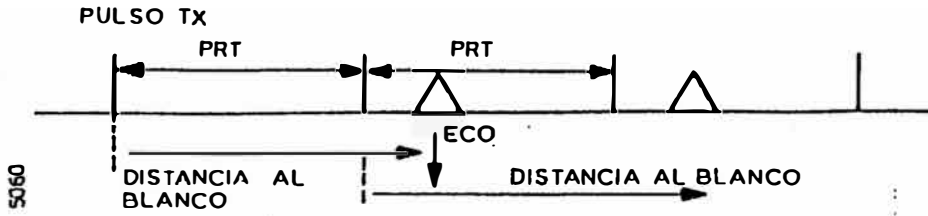


Fig. 9-19

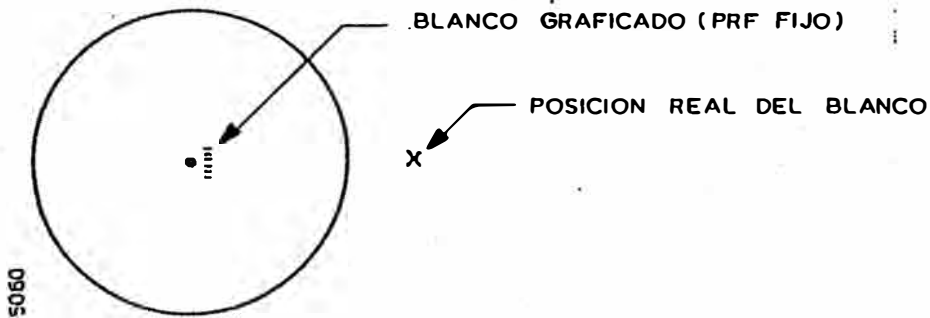


Fig. 9-20

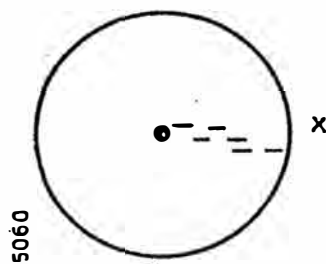


Fig. 9-21

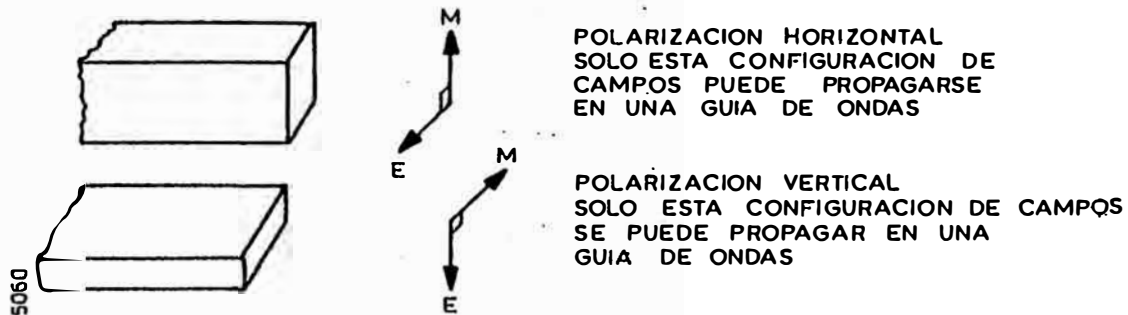


Fig. 9-22

Si la dirección de polarización debido a un reflejo cambia, es posible que una componente del campo pueda, sin querer, entrar en la otra guía de onda, a esto se la llama cross-talk (conversación cruzada).

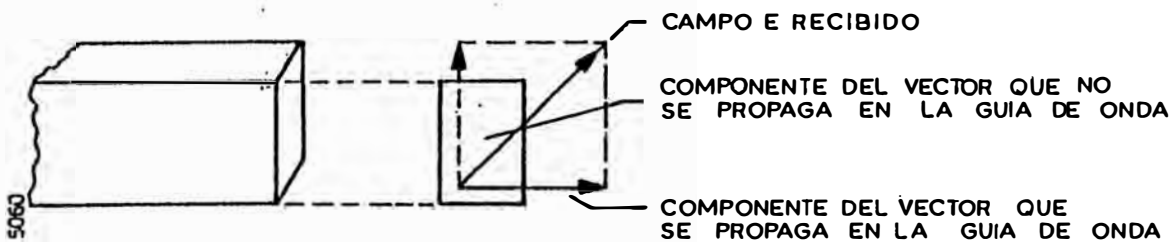
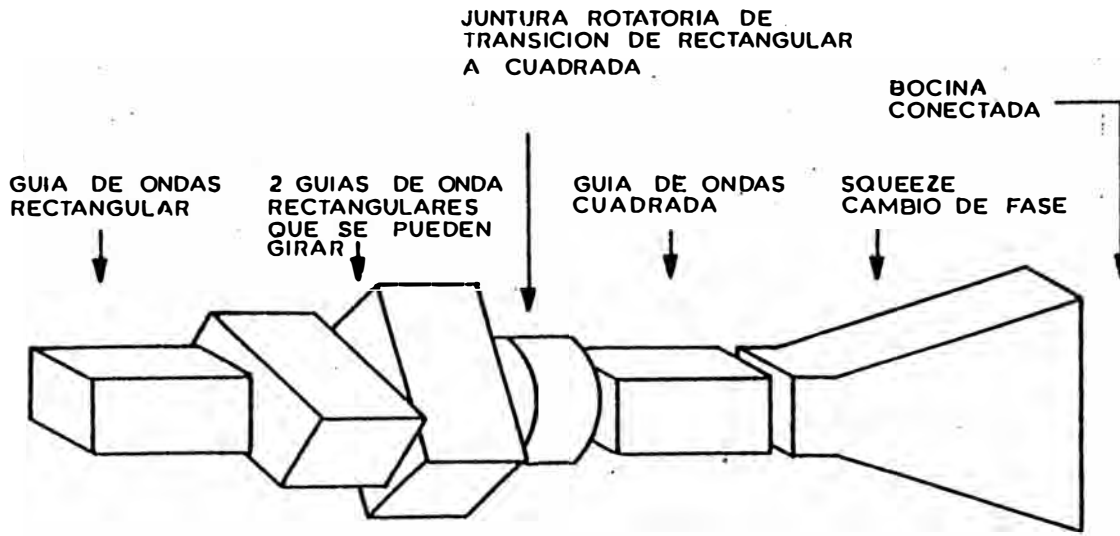


Fig. 9-23

La polarización circular se logra por medio de un polarizador que consta de los siguientes componentes.



A CONTINUACION SE EXPLICARA EL PRINCIPIO DEL POLARIZADOR QUE SE MUESTRA EN LA FIGURA

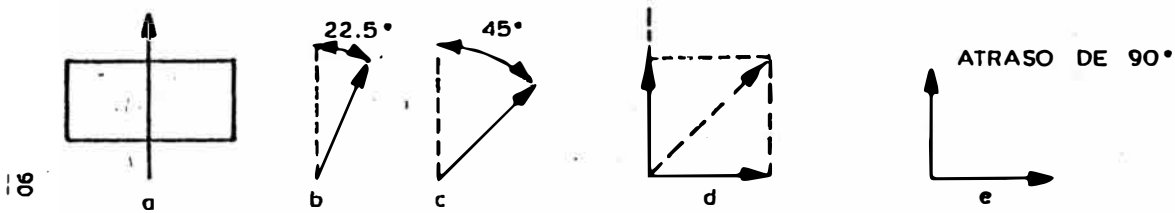


Fig. 9-24

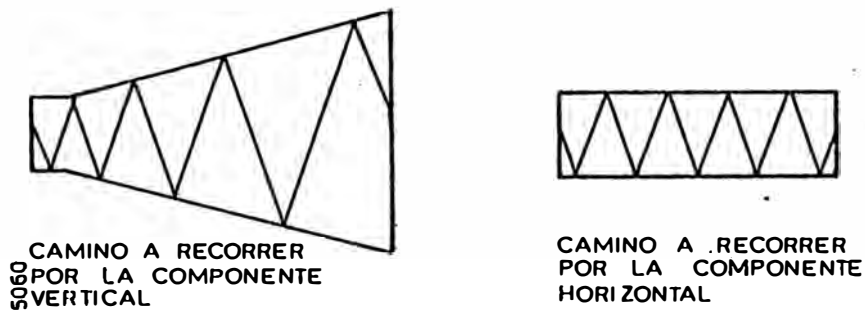


Fig. 9-25

En la fig. 9-24a se muestra al campo E propagándose a través de una guía de ondas rectangular. En la 9-24b se lo gira  $22,5^{\circ}$  y en c otra vez  $22,5^{\circ}$  de forma tal que entrando en la transición circular, el campo E está girado  $45^{\circ}$  con respecto al original. En la guía de ondas cuadrada el campo entra con  $45^{\circ}$  y por lo tanto se descompone en una componente horizontal y otra vertical (fig. d).

En el squeeze la componente vertical experimenta un retardo como causa del mayor camino recorrido.

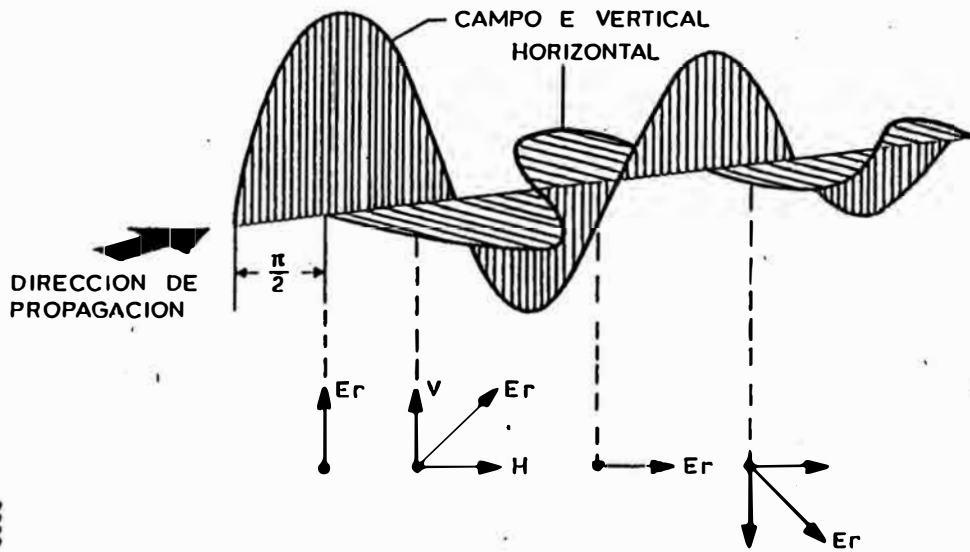
El squeeze tiene dimensiones verticales de forma tal que el retardo de la componente vertical al dejar éste es de  $90^{\circ}$  con respecto a la componente horizontal (fig. e),

El squeeze está conectado a la bocina, después de la cual los dos campos están en el aire y se combinan para formar un solo campo resultante en el cual el campo E rota como se muestra en la fig. 9-26 (Er = campo E resultante)

Ahora si se quiere polarización vertical, las dos guías de ondas rectangulares giratorias se rotan de forma tal que el ángulo de diferencia con la primera guía rectangular sea  $0^{\circ}$ . De esta forma el campo vertical E entra en la guía de ondas cuadrada y no se descompone. De esta forma el campo E entra en el squeeze y es retardado pero sin ningún efecto y dejará la bocina como una onda electromagnética verticalmente polarizada. La onda transmitida circularmente polarizada pega en el blanco y es reflejada. Debido a esta reflexión se produce un cambio de fase de  $180^{\circ}$ . Ahora existen dos posibilidades:

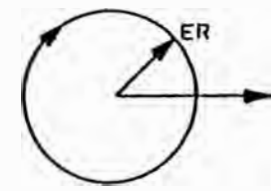
La onda reflejada se polariza nuevamente en forma circular.

Esto significa que la propiedades de reflexión son las mismas para las componentes vertical y horizontal. Esto sucede solamente si el reflector es un objeto circular. Un caso aproximado: gotas de lluvia.

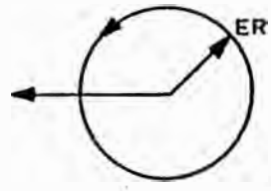


5060

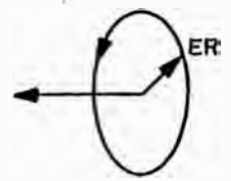
Fig. 9-26



ONDA INCIDENTE CIRCULARMENTE POLARIZADA



ONDA REFLEJADA CIRCULARMENTE POLARIZADA  
COMPONENTE VERTICAL = COMPONENTE HORIZONTAL



ONDA REFLEJADA ELIPTICAMENTE POLARIZADA  
COMPONENTE VERTICAL ≠ COMPONENTE HORIZONTAL

5060

Fig. 9-27

La onda reflejada es elípticamente polarizada. Esto significa que la relación entre las componentes vertical y horizontal están distorsionadas.



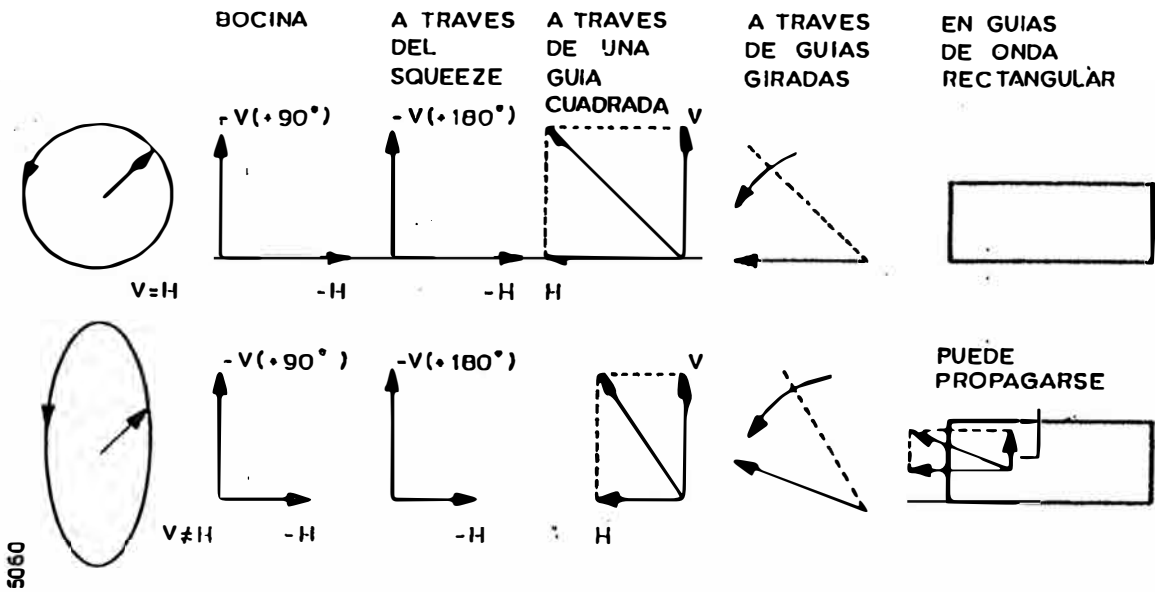


Fig. 9-28

Esto sucede normalmente debido a dimensiones vertical y horizontal diferentes en el reflector. El compartamiento del polarizador para ambos casos se explica utilizando la fig. 9-28 yendo a través del polarizador en el sentido opuesto.

Ambas ondas entran en la bocina. La signo - (menos) indica la rotación en fase de  $180^\circ$  debido a la reflexión. La notación  $(+90^\circ)$  indica una diferencia en fase de  $90^\circ$  entre las componentes vertical y horizontal. En el squeeze se suman otros  $90^\circ$  a la componente vertical. Antes de entrar en la guía de ondas cuadrada introducimos algo de matemáticas.

Las componentes vertical y horizontal pueden viajar ambas por una guía de ondas cuadrada. En la transición se forma una resultante. Esta resultante se rota  $45^\circ$ . En el caso de un reflejo de una polarización circular, esta resultante es ahora horizontal y no se puede propagar por la guía de ondas. En el caso de una onda elípticamente polarizada, la resultante se descompone en una componente vertical y otra horizontal, de las cuales la vertical se puede propagar.

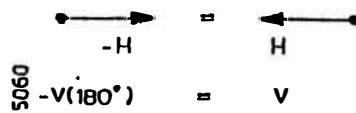


Fig. 9-29

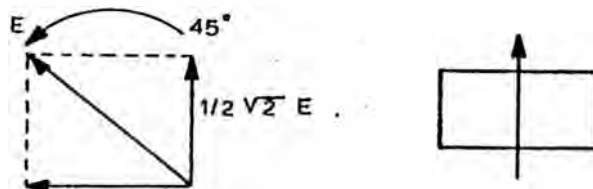


Fig. 9-30

Conclusión: Con polarización circular se suprimen las reflexiones provenientes de lluvia y las otras pasan.

Nota: Las otras reflexiones son atenuadas como se puede ver si analizamos el polarizador en dirección inversa con una onda polarizada horizontal pura y vertical pura. Hasta las guías giratorias las características verticales y horizontales se mantienen. Cuando se pasa a través de las guías giratorias, se rota el campo en 45°. Por lo tanto una de las componentes se puede propagar a través de la guía.

El vector  $E$  se descompone en dos componentes iguales de valor  $\frac{1}{2}\sqrt{2}E$  (Pitagóras)  $\frac{1}{2}\sqrt{2} = 0,7$  y esto es  $-3$  dB.

Por lo tanto la atenuación mínima de una onda que no está polarizada circularmente debido al polarizador es 3 dB.

Esto significa, por supuesto, que un radar utilizando polarización circular es sensible a ambas polarizaciones vertical y horizontal, lo cual reduce el cross-talk (conversación-cruzada):

#### 8. ESM-ECM-ECCM

El significado de estas abreviaciones es:

ESM = Medidas Electrónicas de Apoyo  
 ECM = Contra Medidas Electrónicas  
 ECCM = Contra-Contra Medidas Electrónicas.

Estas tres técnicas serán explicadas en relación con el radar. Desde el momento que existe interés en detectar algo, será interés del otro bando dificultar la detección.

#### ECM

Si se intenta dificultar la detección, primero debemos saber. ¿Qué? ¿Cómo? ¿Y cuándo?, nos están tratando de detectar. Esto es preguntar por las huellas dactilares del radar. Por medio de receptores sensibles, se interceptan y analizan las transmisiones de radar. La información que se puede extraer es: frecuencia de TX, ancho de pulso, PRT, velocidad de rotación (para una antena de búsqueda), patrones de búsqueda y polarización. Luego de estudiar esto por un tiempo se pueden predecir los cambios. Este es el objetivo de las ESM. Si se junta toda esta información puede ser utilizada como ayuda en la identificación. Cada barco tiene sus radares a bordo que lo identifican, por lo tanto recibiendo las transmisiones de un radar, junto con el lugar geográfico, es posible identificar la plataforma del radar.

#### ECM

Una vez que se conocen las características de la transmisión, se puede comenzar con la interferencia o jamming. En general a esto se le llama ECM.

## ECCM

Los primeros radares utilizaban una frecuencia de transmisión única, lo que los hacía fácil de interferir por un jammer transmitiendo en la misma frecuencia.

Para aumentar la resistencia al jamming, se construyeron radares con un generador de energía electromagnética sintonizable. Tomar una acción contra el jamming es llamado ECCM.

Los efectos de jamming sobre un radar depende de la características del receptor de dicho radar y de las características del que hace el jamming. Debido a la gran variación posible de estos factores, a continuación se presentan algunos ejemplos.

### Ejemplos

Un jammer de onda continua que trabaja en la misma frecuencia que un radar de búsqueda. El efecto del jammer dependerá de la distancia entre ambos y de la potencia transmitida por el jammer. El lóbulo principal y laterales normalmente utilizados para transmisiones y recepciones de radar (camino doble), son mucho más sensibles al jamming ya que éste es tan solo camino de ida. Esto implica que se puede efectuar un jamming efectivo utilizando relativamente poca potencia. La fig. 9-31 muestra el efecto del jamming en un display tipo PPI.

ECCM - Discriminador de longitud de pulso que elimina estos pulsos largos  
- Cambio en la frecuencia de transmisión.

El jammer de onda continua sintoniza en la nueva frecuencia de transmisión. Si el jammer sigue al radar en su nueva frecuencia de transmisión, la ECCM a sido inutil. Otra ECCM es cambiar la frecuencia de transmisión de pulso a pulso; a esto se le llama saltando en frecuencia, agilidad de la frecuencia. Si esto sucede en forma al azar, resulta imposible para el jammer predecir la nueva frecuencia de transmisión.

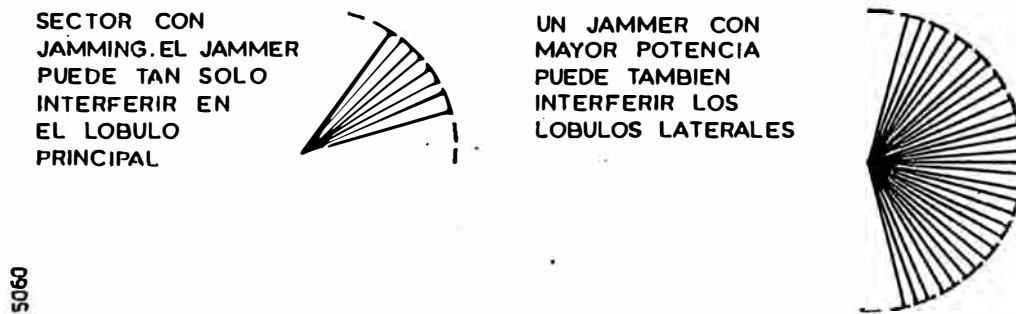


Fig. 9-31

Ahora si el patrón de salto es fijo en el cambio de frecuencia es posible para el jammer predecir la nueva frecuencia de transmisión y por lo tanto realizar un jamming efectivo.

Un jammer de onda continua trabajando con un ancho de banda amplio. Si el ancho de banda que está siendo interferido incluye el ancho de banda de la transmisión, cambiar a otra frecuencia no tiene sentido ya que no impedirá la acción del jammer. Este método de jamming es efectivo pero requiere mucha energía ya que se deben transmitir todas las frecuencias.

Otro jamming puede ser, realizar un barrido en una banda de frecuencia. La onda continua puede ser modulada (AM) con ruido. Para eliminar la necesidad de predecir la futura frecuencia de transmisión y reducir el consumo de potencia, jammers pueden realizar un barrido a través de una banda de frecuencias con una banda angosta de ruido. El espectro de frecuencias del jammer sería como muestra la fig. 9-32.

La portadora se modula en amplitud con ruido y a la vez se la puede modular en frecuencia para cubrir cierto ancho de banda. Esto se muestra en la fig. 9-33.

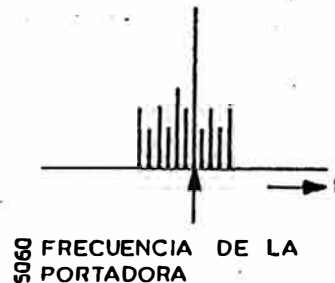


Fig. 9-32

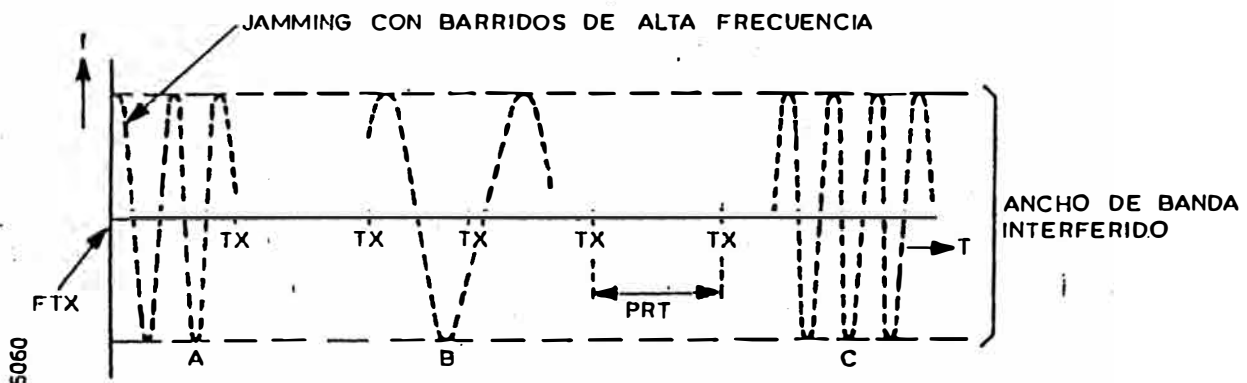


Fig. 9-33

El radar transmite en una frecuencia fija  $F_{tx}$ . El jammer utilizando barrido de alta frecuencia pasa por la frecuencia del transmisor varias veces por tiempo de escucha (punto A fig. 9-33). Cada vez, la energía del jamming se recibe y grafica en el PPI. En el punto B de la fig. 9-33 la frecuencia del barrido es baja y por lo tanto se tendrá un pulso de interferencia por tiempo de escucha. Esta interferencia se puede eliminar utilizando ISU (unidad supresora de interferencia) como ECCM. Ahora si tenemos que la frecuencia del barrido es alta ocurre otro fenómeno. Si la frecuencia del barrido se acerca al ancho de banda del receptor, todo el tiempo de escucha se llena de pulsos que se estiran de acuerdo al ancho de banda máximo de video. Como resultado de esto el PPI se satura con jamming.

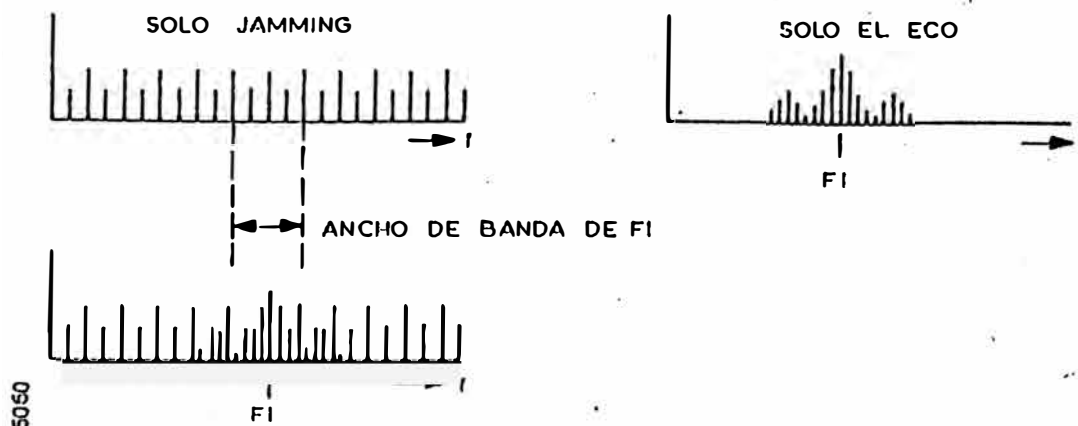


Fig. 9-34

Saltar en frecuencia no tiene ningún sentido ya que la frecuencia de jamming pasará sobre las frecuencias selectables dentro del ancho de banda interferido cuantas veces sea la frecuencia fijada. Las señales de jamming recibidas se comportan igual que ruido. Todas las frecuencias posibles para el receptor se encuentran presentes y las ECCM para solucionar este problema se basan en este hecho. En la figura a continuación se muestran el espectro en frecuencia de la señal de jamming, el eco del blanco y la combinación de ambos para un momento dado (el eco es tapado por el jamming) (figura 9-34).

Debido sólo al jamming existe una señal FI formada por todas las frecuencias dentro del ancho de banda. La magnitud de la señal es proporcional a la densidad de frecuencia y a su amplitud. La figura muestra como aumenta la densidad de frecuencia por la presencia de un eco. Debido a que todas las componentes forman la señal graficada, la intensidad será mayor que en el caso de tener solo jamming. La relación señal ruido será pobre pero el objetivo de reducir el efecto de este tipo de jamming se fundamenta en el principio mencionado anteriormente.

Jammers de pulsos trabajando en la misma frecuencia que el radar (el jamming esta sincronizado con el PRF).



Fig. 9-35

Los jammings de pulsos largos pueden ser solucionados de la misma forma que los de onda continúa, donde se eliminan los pulsos largos utilizando el procesamiento de video apropiado (PLO). Los jammers de pulso corto provocan patrones de interferencias que se llaman "conejos corriendo".

Además de los arreglos en la selección de frecuencia que ya se explicaron, este tipo de jamming se puede eliminar con PRF que cambie de valor en conjunto con un procesamiento del video apropiado (ISU). El jamming se basa en un PRT fijo. Los pulsos de jamming se sincronizan con el PRT de forma tal que aparezcan en el mismo lugar en cada tiempo de escucha. Ahora si se cambia el valor de PRT, los pulsos de jamming van a aparecer en diferentes lugares para cada tiempo de escucha, mientras que el video del blanco verdadero está a la distancia apropiada. El ISU filtra los pulsos con diferentes distancias y deja pasar los de distancia fija. (La distancia de un blanco prácticamente no cambia de un pulso a otro).

Jamming no sincronizado con el PRF del radar. Si los pulsos de jamming no están sincronizados con el PRF del radar, se tiene la misma situación que en el caso de jammer con PRF fijo y radar con PRF variante. Por lo tanto el ISU eliminará este tipo de jamming.



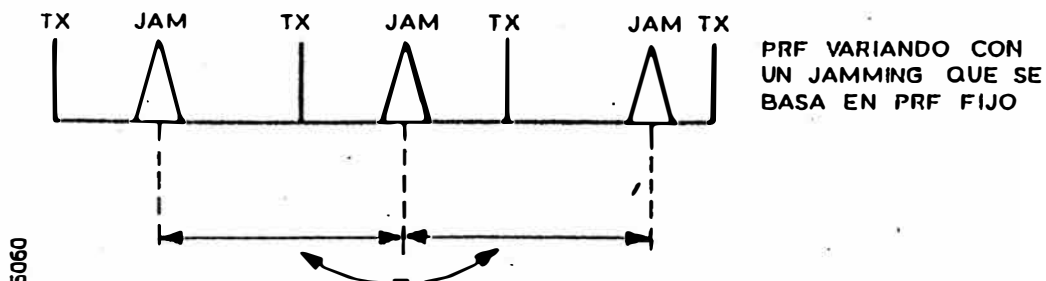


Fig. 9-36

Jammers inteligentes simulando blancos.

Un jammer puede radiar en el lóbulo lateral con un pulso por cada PRT del radar.

Sincronicamente con el PRF del radar, en el display se grafica un eco en la dirección del lóbulo principal, como se muestra en la fig. 9-37.



Fig. 9-37

Utilizando un PRF cambiante se obtienen ecos apareciendo a diferentes distancias, donde tan solo contribuyen al nivel de ruido o pueden ser eliminados por ISU.

Si la longitud del PRT se determina al azar, es imposible para un jammer predecir la próxima transmisión del radar y por lo tanto simular un blanco. Si se utilizan patrones fijos para variar el PRF, jammers sofisticados pueden utilizar estos patrones para predecir futuras transmisiones.

#### Repetidoras de pulsos

Algunos jammers sobre llevan los cambios de frecuencia y los cambios en el valor de PRF como ECCM recibiendo el pulso transmitido por el radar, amplificando por medio de un amplificador de banda ancha y retransmitiéndolo con un atraso selectable. Esto implica que los pulsos de jamming aparecen siempre detrás del jammer (debido al atraso del amplificador y el atraso selectable). El pulso del jammer debe ser retransmitido en el mismo tiempo de escucha para sobre llevar el salto en frecuencia.

Jammer repetidores de pulso pueden ser utilizados en aviones como ECM utilizando jamming del tipo de polarización-cruzada o robo de compuertas de distancias. Radares de seguimiento aéreo utilizan compuertas de distancia para seleccionar la distancia de un blanco que está siendo seguido. Por medio de un repetidor de pulsos se puede llevar la compuerta de distancia a una distancia falsa y así confundir el seguimiento automático. Un radar de seguimiento determina errores en elevación y azimut por la posición del blanco respecto al centro del haz de la antena de tracking. De esta posición relativa, se generan voltages de error con un cierto signo (sea derecha o izquierda del centro). Cuando un repetidor de pulsos retransmite en la forma de polarización cruzada, el signo equivocado se aplica al voltage de error y por lo tanto el haz se aleja del blanco. ECCM especiales pueden solucionar esta ECM.

**APENDICE A-2**  
**INFORMACION TECNICA**

**148**  
**8- TO 3-LINE OCTAL PRIORITY ENCODERS**  
 typical performance

TYPE	POWER	DELAY
'148	190 mW	12 ns
'LS148	60 mW	15 ns

SN54148 (J,F,H)      SN74148 (J,N)  
 SN54LS148 (J,F,H)      SN74LS148 (J,N,F,N)

logic symbol<sup>1</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES			FN, FN PACKAGES		
1	4	B A0	1	mc	11 mc
2	6	10 0	2	4	12 AO
3	6	11 1	3	6	13 0
4	7	12 2	4	6	14 1
5	E1	13 3	5	7	15 2
6	A2	14 GS	6	mc	16 mc
7	A1	15 EO	7	E1	17 3
8	GND	16 VCC	8	A2	18 GS
			9	A1	19 EO
			10	GND	20 VCC

**150**  
**1-OF-16 DATA SELECTORS/MULTIPLEXERS**  
 typical performance

TYPE	DATA TO INV OUTPUT	FROM ENABLE	TOTAL POWER
'150	11 ns	18 ns	200 mW

SN54150 (J,F,H)      SN74150 (J,N)

logic symbol<sup>1</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES			FN PACKAGE		
1	E7	13 C	1	mc	15 mc
2	E8	14 B	2	E7	16 C
3	E5	15 A	3	E8	17 B
4	E4	16 E15	4	E9	18 A
5	E3	17 E14	5	E4	19 E15
6	E2	18 E13	6	E3	20 E14
7	E1	19 E12	7	E2	21 E13
8	E0	20 E11	8	mc	22 mc
9	G	21 E10	9	E1	23 E12
10	W	22 E9	10	E0	24 E11
11	D	23 E8	11	G	25 E10
12	GND	24 VCC	12	W	26 E9
			13	D	27 E8
			14	GND	28 VCC

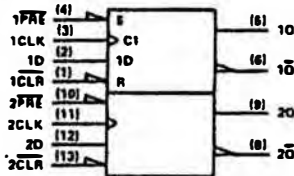
*Andrés Cárdenas Gallegos*

<sup>1</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N packages only.  
 nc = no internal connection.

**74**

**DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS WITH PRESET AND CLEAR**

logic symbol<sup>1</sup>



pin assignments

J, N PACKAGES				FN, FN PACKAGES			
1	1CLR	8	2Q	1	nc	11	nc
2	1D	9	2Q	2	1CLR	12	2Q
3	1CLK	10	2PRE	3	1D	13	2Q
4	1PRE	11	2CLK	4	1CLK	14	2PRE
5	1Q	12	2D	5	nc	15	nc
6	1Q	13	2CLR	6	1PRE	16	2CLR
7	GND	14	V <sub>CC</sub>	7	nc	17	nc
				8	1Q	18	2D
				9	1Q	19	2CLR
				10	GND	20	V <sub>CC</sub>

typical performance

TYPE	f <sub>max</sub>	PWR/F-F	SET-UP	HOLD
'74	25 MHz	43 mW	20 ns	5 ns
'ALS74	50 MHz	6 mW	15 ns	0 ns
'AS74	125 MHz	26 mW		
'H74	43 MHz	75 mW	15 ns	5 ns
'L74	3 MHz	4 mW	50 ns	15 ns
'LS74A	33 MHz	10 mW	20 ns	5 ns
'S74	110 MHz	75 mW	3 ns	2 ns

<sup>1</sup> Rising edge of clock pulse.

- SN5474 (J,FH)      SN7474 (J,N)
- SN54ALS74 (J,FH)      SN74ALS74 (N,FN)
- SN54AS74 (J,FH)      SN74AS74 (N,FN)
- SN54H74 (J)      SN74H74 (J,N)
- SN54L74 (J)
- SN54LS74A (J,FH)      SN74LS74A (J,N,FN)
- SN54S74 (J,FH)      SN74S74 (J,N,FN)

<sup>1</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N packages only.  
nc = no internal connection.

4

157

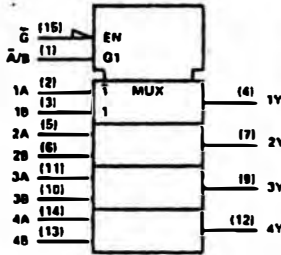
QUAD 2- TO 1-LINE DATA  
SELECTORS/MULTIPLEXERS  
(non-inverted data outputs)

typical performance

TYPE	DELAY TIMES		TOTAL POWER
	DATA TO NON-INV OUTPUT	FROM ENABLE	
'157	9 ns	14 ns	150 mW
'ALS157	5 ns	8.5 ns	39 mW
'L157	18 ns	27 ns	75 mW
'LS157	9 ns	14 ns	48 mW
'S157	5 ns	8 ns	250 mW

SN54157 (J,FH) SN74157 (J,N)  
SN54ALS157 (J,FH) SN74ALS157 (N,FN)  
SN54L157 (J) -  
SN54LS157 (J,FH) SN74LS157 (J,N,FN)  
SN54S157 (J,FH) SN74S157 (J,N,FN)

logic symbol<sup>1</sup>



pin assignments

J, N PACKAGES			FN, FN PACKAGES		
1 A/B	8 3Y	1 nc	11 nc		
2 1A	10 3B	2 A/B	12 3Y		
3 1B	11 3A	3 1A	13 3B		
4 1Y	12 4Y	4 1B	14 3A		
5 2A	13 4B	5 1Y	15 4Y		
6 2B	14 4A	6 nc	16 nc		
7 2Y	15 G	7 2A	17 4B		
8 GND	16 V <sub>CC</sub>	8 2B	18 4A		
		9 2Y	19 G		
		10 GND	20 V <sub>CC</sub>		

158

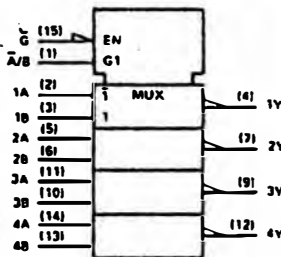
QUAD 2- TO 1-LINE DATA  
SELECTORS/MULTIPLEXERS  
(inverted data outputs)

typical performance

TYPE	DELAY TIMES		TOTAL POWER
	DATA TO INV OUTPUT	FROM ENABLE	
'ALS158	5 ns	8.5 ns	11.5 mW
'LS158	7 ns	12 ns	24 mW
'S158	4 ns	7 ns	195 mW

SN54ALS158 (J,FH) SN74ALS158 (N,FN)  
SN54LS158 (J,FH) SN74LS158 (J,N,FN)  
SN54S158 (J,FH) SN74S158 (J,N,FN)

logic symbol<sup>1</sup>



pin assignments

J, N PACKAGES			FN, FN PACKAGES		
1 A/B	8 3Y	1 nc	11 nc		
2 1A	10 3B	2 A/B	12 3Y		
3 1B	11 3A	3 1A	13 3B		
4 1Y	12 4Y	4 1B	14 3A		
5 2A	13 4B	5 1Y	15 4Y		
6 2B	14 4A	6 nc	16 nc		
7 2Y	15 G	7 2A	17 4B		
8 GND	16 V <sub>CC</sub>	8 2B	18 4A		
		9 2Y	19 G		
		10 GND	20 V <sub>CC</sub>		

<sup>1</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N Packages only.  
nc = no internal connection.

# PRODUCT GUIDE

## 85

### 4-BIT MAGNITUDE COMPARATORS

typical performance

TYPE	COMPARE TIME	POWER
'85	21 ns	275 mW
'L85	82 ns	20 mW
'LS85	23.5 ns	52 mW
'S85	11.5 ns	365 mW

SN5485 (J,FH)      SN7485 (J,N)

SN54L85 (J)      SN74LS85 (J,N,FN)

SN54LS85 (J,FH)      SN74LS85 (J,N,FN)

SN54S85 (J,FH)      SN74S85 (J,N,FN)

logic symbol, '85, 'L85, 'S85<sup>1</sup>

pin assignments, '85, 'L85, 'S85

J, N PACKAGES		FN, FN PACKAGES	
1 O3	8 OD	1 nc	11 nc
2 P<Oin	10 P0	2 O3	12 OD
3 P=Oin	11 O1	3 P<Oin	13 P0
4 P>Oin	12 P1	4 P=Oin	14 O1
5 P>Oout	13 P2	5 P>Oin	15 P1
6 P=Oout	14 O2	6 nc	16 nc
7 P<Oout	15 P3	7 P>Oout	17 P2
8 GND	16 VCC	8 P=Oout	18 O2
		9 P<Oout	19 P3
		10 GND	20 VCC

pin assignments, 'L85

J, N PACKAGES	
1 O2	8 O1
2 P2	10 P0
3 P=Oout	11 O0
4 P>Oin	12 P<Oout
5 P<Oin	13 P>Oout
6 P=Oin	14 O3
7 P1	15 P3
8 GND	16 VCC

## 86

### QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR GATES

typical performance

TYPE	POWER	DELAY
'86	150 mW	14 ns
'ALS86		
'L86	15 mW	85 ns
'LS86	30 mW	10 ns
'S86	250 mW	7 ns

SN5486 (J,FH)      SN7486 (J,N)

SN54ALS86 (J,FH)      SN74ALS86 (N,FN)

SN54L86 (J)      SN74LS86 (J,N,FN)

SN54LS86 (J,FH)      SN74LS86 (J,N,FN)

SN54S86 (J,FH)      SN74S86 (J,N,FN)

logic symbol, '86, 'ALS86, 'L86, 'S86<sup>1</sup>

pin assignments, '86, 'ALS86, 'L86, 'S86

J, N PACKAGES		FN, FN PACKAGES	
1 1A	8 3Y	1 nc	11 nc
2 1B	9 3A	2 1A	12 3Y
3 1Y	10 3B	3 1B	13 3A
4 2A	11 4Y	4 1Y	14 3B
5 2B	12 4A	5 nc	15 nc
6 2Y	13 4B	6 2A	16 4Y
7 GND	14 VCC	7 nc	17 nc
		8 2B	18 4A
		9 2Y	19 4B
		10 GND	20 VCC

pin assignments, 'L86

J, N PACKAGES	
1 1A	8 3A
2 1B	9 3B
3 1Y	10 3Y
4 2Y	11 4Y
5 2A	12 4A
6 2B	13 4B
7 GND	14 VCC

logic symbol, 'L86<sup>1</sup>

positive logic:  $Y = A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B}$

<sup>1</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N packages only.  
nc — no internal connection.

**160**

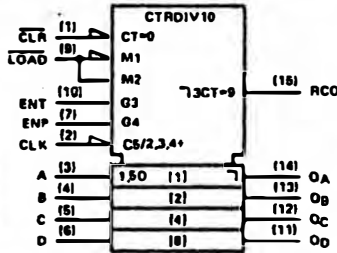
**SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS**

(decade, direct clear)  
typical performance

TYPE	COUNT FREQ	CLEAR	TOTAL POWER
'160	25 MHz	ASYNC-L	305 mW
'ALS160	40 MHz	ASYNC-L	60 mW
'AS160		ASYNC-L	
'LS160A	25 MHz	ASYNC-L	93 mW

SN54160 (J,FH) SN74160 (J,N)  
SN54ALS160 (J,FH) SN74ALS160 (N,FN)  
SN54AS160 (J,FH) SN74AS160 (N,FN)  
SN54LS160A (J,FH) SN74LS160A (J,N,FN)

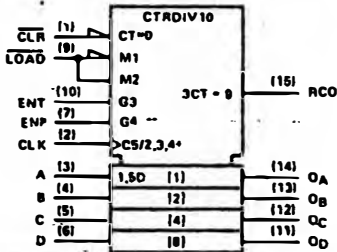
logic symbol, '160<sup>†</sup>



pin assignments

J, N PACKAGES			FH, FN PACKAGES		
1 CLR	8 LOAD	1 nc	11 nc		
2 CLK	10 ENT	7 CLR	12 LOAD		
3 A	11 OD	3 CLK	13 ENT		
4 B	12 OC	4 A	14 OD		
5 C	13 OB	5 B	15 OC		
6 D	14 OA	6 nc	16 nc		
7 ENP	15 RCO	7 C	17 OD		
8 GND	16 VCC	8 D	18 OA		
		9 ENP	19 RCO		
		10 GND	20 VCC		

logic symbol, 'LS160A<sup>†</sup>



**161**

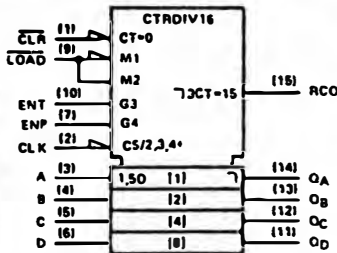
**SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS**

(binary, direct clear)  
typical performance

TYPE	COUNT FREQ	CLEAR	TOTAL POWER
'161	25 MHz	ASYNC-L	305 mW
'ALS161	40 MHz	ASYNC-L	60 mW
'AS161		ASYNC-L	
'LS161A	25 MHz	ASYNC-L	93 mW

SN54161 (J,FH) SN74161 (J,N)  
SN54ALS161 (J,FH) SN74ALS161 (N,FN)  
SN54AS161 (J,FH) SN74AS161 (N,FN)  
SN54LS161A (J,FH) SN74LS161A (J,N,FN)

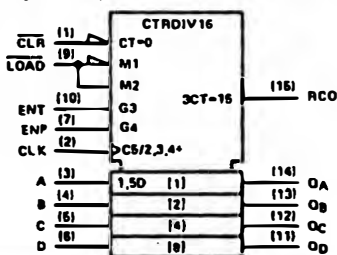
logic symbol, '161<sup>†</sup>



pin assignments

J, N PACKAGES			FH, FN PACKAGES		
1 CLR	8 LOAD	1 nc	11 nc		
2 CLK	10 ENT	7 CLR	12 LOAD		
3 A	11 OD	3 CLK	13 ENT		
4 B	12 OC	4 A	14 OD		
5 C	13 OB	5 B	15 OC		
6 D	14 OA	6 nc	16 nc		
7 ENP	15 RCO	7 C	17 OD		
8 GND	16 VCC	8 D	18 OA		
		9 ENP	19 RCO		
		10 GND	20 VCC		

logic symbol, 'LS161A<sup>†</sup>



<sup>†</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N packages only.  
nc - no internal connection.



### 195

**4-BIT PARALLEL-ACCESS SHIFT REGISTERS**

typical performance

TYPE	SHIFT FREQ	SERIAL DATA INPUT	TOTAL POWER
'195	30 MHz	J-K	195 mW
'LS195A	30 MHz	J-K	70 mW
'S195	70 MHz	J-K	376 mW

SN54195 (J,F,H)      SN74195 (J,N)  
 SN54LS195A (J,F,H)      SN74LS195A (J,N,FN)  
 SN54S195 (J,F,H)      SN74S195 (J,N,FN)

logic symbol, '195<sup>1</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES			FN, FN PACKAGES		
1	CLR	B	SH/LD	1	nc
2	J	10	CLK	2	CLR
3	K	11	OD	3	J
4	A	12	QD	4	A
5	B	13	QC	5	A
6	C	14	QB	6	nc
7	D	15	QA	7	B
8	GND	16	VCC	8	C
				9	D
				10	GND
				20	VCC

4

### 196

**PRESETTABLE DECADE/BIQUINARY COUNTERS/LATCHES**

typical performance

TYPE	COUNT FREQ	PARALLEL LOAD	CLEAR	TOTAL POWER
'196	50 MHz	YES	LOW	240 mW
'LS196	30 MHz	YES	LOW	60 mW
'S196	100 MHz	YES	LOW	376 mW

SN54196 (J,F,H)      SN74196 (J,N)  
 SN54LS196 (J,F,H)      SN74LS196 (J,N,FN)  
 SN54S196 (J,F,H)      SN74S196 (J,N,FN)

logic symbol<sup>1</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES			FN, FN PACKAGES		
1	LOAD	6	CLR	1	nc
2	QC	9	QD	2	LOAD
3	C	10	B	3	QC
4	A	11	D	4	C
5	QA	12	QD	5	nc
6	CLK2	13	CLR	6	A
7	GND	14	VCC	7	nc
				8	QA
				9	CLK2
				20	VCC

<sup>1</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N packages only.  
 nc - no internal connection.

# PRODUCT GUIDE

### 37

**QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND BUFFERS**

performance

TYPE	HIGH-LEVEL OUTPUT CURRENT	LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT	POWER (TYP)	DELAY (TYP)
37	4.8 mA	-1.2 mA	27 mW	10.5 ns
SN54ALS <sup>1</sup>	12 mA	-1 mA	3.04 mW	4 ns
SN74ALS <sup>1</sup>	24 mA	-2.6 mA	3.04 mW	4 ns
SN54ALS <sup>1</sup>	12 mA	-1.2 mA	4.3 mW	12 ns
SN74ALS <sup>1</sup>	24 mA	-1.2 mA	4.3 mW	12 ns
'S37	60 mA	-3 mA	41 mW	4 ns

SN5437 (J,FH)      SN7437 (J,N)

SN54ALS37 (J,FH)      SN74ALS37 (N,FN)

SN54LS37 (J,FH)      SN74LS37 (J,N,FN)

SN64S37 (J,FH)      SN74S37 (J,N,FN)

**logic symbol<sup>1</sup>**

**pin assignments**

J, N PACKAGES		FH, FN PACKAGES	
1 1A	8 3Y	1 1C	11 1C
2 1B	9 3A	2 1A	12 3Y
3 1Y	10 3B	3 1B	13 3A
4 2A	11 4Y	4 1Y	14 3B
5 2B	12 4A	5 1C	15 4Y
6 2Y	13 4B	6 2A	16 4Y
7 GND	14 V <sub>CC</sub>	7 1C	17 1C
		8 2B	18 4A
		9 2Y	19 4B
		10 GND	20 V <sub>CC</sub>

positive logic:  $Y = \overline{AB}$

### 38

**QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND BUFFERS WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS**

performance

TYPE	HIGH-LEVEL OUTPUT VOLTAGE	LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT	POWER (TYP)	DELAY (TYP)
'38	5.5 V	48 mA	24.4 mW	12.5 ns
SN54ALS <sup>1</sup>	5.5 V	12 mA	3.04 mW	14.5 ns
SN74ALS <sup>1</sup>	5.5 V	24 mA	3.04 mW	14.5 ns
SN54ALS <sup>1</sup>	5.5 V	12 mA	4.3 mW	19 ns
SN74ALS <sup>1</sup>	5.5 V	24 mA	4.3 mW	19 ns
'S38	5.5 V	60 mA	41 mW	6.5 ns

SN5438 (J,FH)      SN7438 (J,N)

SN54ALS38 (J,FH)      SN74ALS38 (N,FN)

SN54LS38 (J,FH)      SN74LS38 (J,N,FN)

SN64S38 (J,FH)      SN74S38 (J,N,FN)

**logic symbol<sup>1</sup>**

**pin assignments**

J, N PACKAGES		FH, FN PACKAGES	
1 1A	8 3Y	1 1C	11 1C
2 1B	9 3A	2 1A	12 3Y
3 1Y	10 3B	3 1B	13 3A
4 2A	11 4Y	4 1Y	14 3B
5 2B	12 4A	5 1C	15 4Y
6 2Y	13 4B	6 2A	16 4Y
7 GND	14 V <sub>CC</sub>	7 1C	17 1C
		8 2B	18 4A
		9 2Y	19 4B
		10 GND	20 V <sub>CC</sub>

positive logic:  $Y = \overline{AB}$

### 39

**QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND BUFFERS WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS**

performance

TYPE	HIGH-LEVEL OUTPUT VOLTAGE	LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT	POWER (TYP)	DELAY (TYP)
SN5439	5.5 V	60 mA	24.4 mW	12.5 ns
SN7439	5.5 V	80 mA	24.4 mW	12.5 ns

SN5439 (J,FH)      SN7439 (J,N)

**logic symbol<sup>1</sup>**

**pin assignments**

J, N PACKAGES		FH PACKAGE	
1 1Y	8 3A	1 1C	11 1C
2 1A	9 3B	2 1Y	12 3A
3 1B	10 3Y	3 1A	13 3B
4 2Y	11 4A	4 1B	14 3Y
5 2A	12 4B	5 1C	15 4A
6 2B	13 4Y	6 2Y	16 4A
7 GND	14 V <sub>CC</sub>	7 1C	17 1C
		8 2A	18 4B
		9 2B	19 4Y
		10 GND	20 V <sub>CC</sub>

positive logic:  $Y = \overline{AB}$

<sup>1</sup>nc - no internal connection.  
<sup>1</sup>Pin numbers shown on logic symbols are for J and N packages only.

4-14

TEXAS INSTRUMENTS

# PRODUCT GUIDE

### 172

**16-BIT REGISTER FILES**  
typical performance

TYPE	ORG	TYPE OF OUTPUT	ADDRESS TIME	POWER PER BIT
'172	BX2	3-State	33 ns	35 mW

SN74172 (J,N)

logic symbol<sup>†</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES			
1	1W1	13	20A
2	1W0	14	10A
3	1GW	15	1GR
4	1DB	16	2GR
5	2DB	17	2WR0
6	CLR	18	2WR1
7	1R2	19	2WR2
8	1R1	20	2GW
9	1R0	21	2DA
10	10B	22	1DA
11	20B	23	1W2
12	GND	24	VCC

---

### 173

**4-BIT D-TYPE REGISTERS**  
(3-state outputs)  
typical performance

TYPE	FREQ	ASYNC CLEAR	TOTAL POWER
'173	25 MHz	HIGH	250 mW
'LS173A	50 MHz	HIGH	85 mW

SN54173 (J,FH)      SN74173 (J,NI)  
SN54LS173A (J,FH)      SN74LS173A (J,N,FN)

logic symbol, '173<sup>†</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES		FH, FN PACKAGES	
1	M	9	G1
2	N	10	G2
3	1D	11	4D
4	2D	12	3D
5	3D	13	2D
6	4D	14	1D
7	CLR	15	CLR
8	GND	16	VCC
		8	4D
		9	3D
		10	2D
		11	1D
		12	CLR
		13	VCC

logic symbol, 'LS173A<sup>†</sup>

pin assignments

1D	(14)	(3)	10
2D	(12)	(4)	20
3D	(12)	(5)	30
4D	(11)	(6)	40

<sup>†</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N packages only.  
nc — no internal connection.

## PRODUCT GUIDE

### 03

**QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND GATES WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS**

TYPE	POWER	DELAY
'03	10 mW	22 ns
'ALS03A	1.28 mW	16 ns
'L03	1 mW	46 ns
'LS03	2 mW	16 ns
'S03	17.5 mW	16 ns

logic symbol<sup>1</sup>

positive logic:  $Y = \overline{AB}$

J, N PACKAGES			PH, FN PACKAGES		
1	1A	8 3Y	1	nc	11 nc
2	1B	9 3A	2	1A	12 3Y
3	1Y	10 3B	3	1B	13 3A
4	2A	11 4Y	4	1Y	14 3B
5	2B	12 4A	5	nc	15 nc
6	2Y	13 4B	6	2A	16 4Y
7	GND	14 VCC	7	nc	17 nc
			8	2B	18 4A
			9	2Y	19 4B
			10	GND	20 VCC

SN5403 (J,FH) SN7403 (J,N)  
 SN54ALS03A (J,FH) SN74ALS03A (N,FN)  
 SN54L03 (J) SN74L03 (J,N,FN)  
 SN54LS03 (J,FH) SN74LS03 (J,N,FN)  
 SN54S03 (J,FH) SN74S03 (J,N,FN)

### 04

**HEX INVERTERS**

TYPE	POWER	DELAY
'04	10 mW	10 ns
'ALS04	1.27 mW	3.5 ns
'H04	22 mW	6 ns
'L04	1 mW	33 ns
'LS04	2 mW	9.5 ns
'S04	19 mW	3 ns

logic symbol<sup>1</sup>

positive logic:  $Y = \overline{A}$

J, N PACKAGES			PH, FN PACKAGES		
1	1A	8 4Y	1	nc	11 nc
2	1Y	9 4A	2	1A	12 4Y
3	2A	10 5Y	3	1Y	13 4A
4	2Y	11 5A	4	2A	14 5Y
5	3A	12 6Y	5	nc	15 nc
6	3Y	13 6A	6	2Y	16 5A
7	GND	14 VCC	7	nc	17 nc
			8	3A	18 6Y
			9	3Y	19 6A
			10	GND	20 VCC

SN5404 (J,FH) SN7404 (J,N)  
 SN54ALS04 (J,FH) SN74ALS04 (N,FN)  
 SN54H04 (J) SN74H04 (J,N)  
 SN54L04 (J) SN74L04 (J,N,FN)  
 SN54LS04 (J,FH) SN74LS04 (J,N,FN)  
 SN54S04 (J,FH) SN74S04 (J,N,FN)

### 05

**HEX INVERTERS WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS**

TYPE	POWER	DELAY
'05	10 mW	24 ns
'ALS05	1.27 mW	13.5 ns
'H05	22 mW	8 ns
'LS05	2 mW	16 ns
'S05	17.5 mW	5 ns

logic symbol<sup>1</sup>

positive logic:  $Y = \overline{A}$

J, N PACKAGES			PH, FN PACKAGES		
1	1A	8 4Y	1	nc	11 nc
2	1Y	9 4A	2	1A	12 4Y
3	2A	10 5Y	3	1Y	13 4A
4	2Y	11 5A	4	2A	14 5Y
5	3A	12 6Y	5	nc	15 nc
6	3Y	13 6A	6	2Y	16 5A
7	GND	14 VCC	7	nc	17 nc
			8	3A	18 6Y
			9	3Y	19 6A
			10	GND	20 VCC

SN5405 (J,FH) SN7405 (J,N)  
 SN54ALS05 (J,FH) SN74ALS05 (N,FN)  
 SN54H05 (J) SN74H05 (J,N)  
 SN54LS05 (J,FH) SN74LS05 (J,N,FN)  
 SN54S05 (J,FH) SN74S05 (J,N,FN)

<sup>1</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N packages only.  
 nc — no internal connection.

4-4

TEXAS INSTRUMENTS

### 40. DUAL 4-INPUT POSITIVE NAND BUFFERS performance

TYPE	HIGH-LEVEL OUTPUT VOLTAGE	LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT	POWER (TYP)	DELAY (TYP)
'40	48 mA	-1.2 mA	26 mW	10.5 ns
SN54ALS'	12 mA	-1 mA	3.04 mW	4 ns
SN74ALS'	24 mA	-2.6 mA	3.04 mW	4 ns
'H40	60 mA	-1.5 mA	44 mW	7.5 ns
SN54LS'	12 mA	-1.2 mA	4.3 mW	12 ns
SN74LS'	24 mA	-1.2 mA	4.3 mW	12 ns
'S40	60 mA	-3 mA	44 mW	4 ns

logic symbol<sup>1</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES				PH, FN PACKAGES			
1	1A	8	2Y	1	nc	11	nc
2	1B	9	2A	2	1A	12	2Y
3	nc	10	2B	3	1B	13	2A
4	1C	11	nc	4	nc	14	2B
5	1D	12	2C	5	1C	15	nc
6	1Y	13	2D	6	1D	16	nc
7	GND	14	VCC	7	nc	17	nc
				8	1Y	18	2C
				9	1Y	18	2D
				10	GND	20	VCC

positive logic:  $Y = \overline{ABCD}$

SN5440 (J,FH)      SN7440 (J,N)

SN54ALS40 (J,FH)      SN74ALS40 (N,FN)

SN54H40 (J)      SN74H40 (J,N)

SN54LS40 (J,FH)      SN74LS40 (J,N,FN)

SN54S40 (J,FH)      SN74S40 (J,N,FN)

---

### 42. 4-LINE TO 10-LINE DECODERS (BCD to decimal)

TYPE	SELECT TIME	POWER
'42A	17 ns	140 mW
'L42	34 ns	70 mW
'LS42	17 ns	35 mW

logic symbol<sup>1</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES				PH, FN PACKAGES			
1	0	9	7	1	nc	11	nc
2	1	10	8	2	0	12	7
3	2	11	9	3	1	13	8
4	3	12	0	4	2	14	9
5	4	13	C	5	3	15	D
6	5	14	B	6	nc	16	nc
7	6	15	A	7	4	17	C
8	GND	16	VCC	8	5	18	B
				9	6	19	A
				10	GND	20	VCC

SN5442A (J,FH)      SN7442A (J,N)

SN54L42 (J)      SN74L42 (J,N,FN)

SN54LS42 (J,FH)      SN74LS42 (J,N,FN)

<sup>1</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N Packages only.  
nc = no internal connection.

## PRODUCT GUIDE

### 03

**QUADRUPLE  
2-INPUT  
POSITIVE-NAND  
GATES WITH  
OPEN-COLLECTOR  
OUTPUTS**

TYPE	POWER	DELAY
'03	10 mW	22 ns
'ALS03A	1.28 mW	16 ns
'L03	1 mW	46 ns
'LS03	2 mW	16 ns
'S03	17.5 mW	16 ns

SN5403 (J,FH)                      SN7403 (J,N)  
 SN54ALS03A (J,FH)            SN74ALS03A (N,FN)  
 SN54L03 (J)                      SN74L03 (J,N,FN)  
 SN54LS03 (J,FH)                SN74LS03 (J,N,FN)  
 SN54S03 (J,FH)                SN74S03 (J,N,FN)

logic symbol<sup>†</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES			FN, FN PACKAGES		
1	1A	8 3Y	1	nc	11 nc
2	1B	9 3A	2	1A	12 3Y
3	1Y	10 3D	3	1B	13 3A
4	2A	11 4Y	4	1Y	14 3D
5	2B	12 4A	5	nc	15 nc
6	2Y	13 4B	6	2A	16 4Y
7	GND	14 VCC	7	nc	17 nc
			8	2B	18 4A
			9	2Y	19 4B
			10	GND	20 VCC

positive logic:  $Y = \overline{AB}$

### 04

**HEX  
INVERTERS**

TYPE	POWER	DELAY
'04	10 mW	10 ns
'ALS04	1.27 mW	3.5 ns
'H04	22 mW	6 ns
'L04	1 mW	33 ns
'LS04	2 mW	9.5 ns
'S04	19 mW	3 ns

SN5404 (J,FH)                      SN7404 (J,N)  
 SN54ALS04 (J,FH)                SN74ALS04 (N,FN)  
 SN54H04 (J)                      SN74H04 (J,N)  
 SN54L04 (J)                      SN74L04 (J,N,FN)  
 SN54LS04 (J,FH)                SN74LS04 (J,N,FN)  
 SN54S04 (J,FH)                SN74S04 (J,N,FN)

logic symbol<sup>†</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES			FN, FN PACKAGES		
1	1A	8 4Y	1	nc	11 nc
2	1Y	9 4A	2	1A	12 4Y
3	2A	10 5Y	3	1Y	13 4A
4	2Y	11 5A	4	2A	14 5Y
5	3A	12 6Y	5	nc	15 nc
6	3Y	13 6A	6	2Y	16 5A
7	GND	14 VCC	7	nc	17 nc
			8	3A	18 6Y
			9	3Y	19 6A
			10	GND	20 VCC

positive logic:  $Y = \overline{A}$

### 05

**HEX INVERTERS  
WITH OPEN-  
COLLECTOR  
OUTPUTS**

TYPE	POWER	DELAY
'05	10 mW	24 ns
'ALS05	1.27 mW	13.5 ns
'H05	22 mW	8 ns
'LS05	2 mW	16 ns
'S05	17.5 mW	5 ns

SN5405 (J,FH)                      SN7405 (J,N)  
 SN54ALS05 (J,FH)                SN74ALS05 (N,FN)  
 SN54H05 (J)                      SN74H05 (J,N)  
 SN54LS05 (J,FH)                SN74LS05 (J,N,FN)  
 SN54S05 (J,FH)                SN74S05 (J,N,FN)

logic symbol<sup>†</sup>

pin assignments

J, N PACKAGES			FN, FN PACKAGES		
1	1A	8 4Y	1	nc	11 nc
2	1Y	9 4A	2	1A	12 4Y
3	2A	10 5Y	3	1Y	13 4A
4	2Y	11 5A	4	2A	14 5Y
5	3A	12 6Y	5	nc	15 nc
6	3Y	13 6A	6	2Y	16 5A
7	GND	14 VCC	7	nc	17 nc
			8	3A	18 6Y
			9	3Y	19 6A
			10	GND	20 VCC

positive logic:  $Y = \overline{A}$

<sup>†</sup> Pin numbers shown on logic symbols are for J and N packages only.  
 nc - no internal connection.

TEXAS INSTRUMENTS

## BIBLIOGRAFIA

1. Introduction to Radar Systems.  
Merryl I. Skolnik.  
Editorial Mc Graw Hill Internacional, 1984.
2. Electrónica Militar.  
Revista Mundo Electrónico N° 40, N° 47, 1975.
3. Radar Electronic Counter-countermeasures.  
IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol AES-14,  
N° 1, 1978.
4. Analisis of ECCM characteristics of Frequency Agile Radar Systems.  
Proceedings of the Military Microwaves Conference. Octubre, 1978.
5. Digital MTI, A new tool for the radar user.  
Marconi Revies, Vol 36, N° 191, 1973.
6. Radar Principles and Applications.  
Course RTS. DEGEM System. 1991.