

**ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA**

**"LOS SISTEMAS DE RADAR PARA CONTROL
DE TRANSITO AEREO EN EL ECUADOR"**

POR

GUSTAVO ALBERTO ALARCON MOREJON

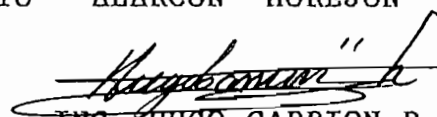
**TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO EN LA
ESPECIALIZACION DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES EN LA
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL**

QUITO, JULIO DE 1990

D E D I C A T O R I A

A M I S P A D R E S

CERTIFICO QUE EL PRESENTE TRABAJO HA SIDO
REALIZADO EN SU TOTALIDAD POR EL
SEÑOR GUSTAVO ALBERTO ALARCON MOREJON



ING. HUGO CARRION R.

DIRECTOR DE TESIS

AGRADEZCO EN PRIMER LUGAR, AL ING. HUGO CARRION, SIN CUYA COLABORACION NO HUBIERA SIDO POSIBLE CULMINAR CON EXITO EL PRESENTE TRABAJO. UN AGRADECIMIENTO ESPECIAL A LOS TECNICOS DE LA ESTACION RADAR DE QUITO, POR SU VALIOSOS CONSEJOS.

INDICE

Pág.

CAPITULO No 1

INTRODUCCION

1.1	Reseña Histórica	1
1.2	Ecuación Radar	5
1.2.1	Formas simple de la Ecuación Radar	7
1.2.2	Factores que influncian el rendimiento del Rango	11
1.2.2.1	Señal mínima detectable (MDS)	12
1.2.2.2	Ruido del Receptor	13
1.2.2.3	Relación señal al ruido	17
1.2.2.4	Integración de pulsos radar	23
1.2.2.5	Sección transversal de los blancos	26
1.2.2.6	Fluctuaciones de la sección transversal	32
1.2.2.7	Potencia del Transmisor	33
1.2.2.8	Frecuencia de repetición de pulso y ambiüedades en el rango	34
1.2.2.9	Parámetros de la antena	36
1.2.2.10	Pérdidas del Sistema	41
1.3	Tipos de Sistema Radar	45
1.3.1	Aplicaciones del Sistema Radar	46

		<u>Pág.</u>
1.3.2	Principios de Funcionamiento	47

CAPITULO No 2

ELEMENTOS DE UN SISTEMA RADAR DE PULSOS

2.1	El Radar Primario	51
2.1.1	El Transmisor	54
2.1.1.1	Sincronizador	56
2.1.1.2	Modulador	57
2.1.1.3	Fuentes de Poder	57
2.1.1.4	Generador de RF	58
2.1.1.5	Tipos de Transmisores	58
2.1.1.5.1	Transmisores MOPA	58
2.1.1.5.2	Osciladores de alta potencia	61
2.1.1.5.3	Diferencias entre los dos tipos de transmisores	61
2.1.2	El Receptor	64
2.1.2.1.	TR. Switch	65
2.1.2.2	Amplificadores de RF	66
2.1.2.3	Oscilador local y mezclador	67
2.1.2.4	Control automático de frecuencia (AFC)	68
2.1.2.5	Amplificadores de frecuencia intermedia	70
2.1.2.6	Demodulador	71

	<u>Pág.</u>
2.1.2.7	Amplificadores de video 72
2.1.3	El Sistema de Antenas 74
2.1.3.1.	El Selector de Señales 76
2.1.3.1.1	Constitución de las TR cells 76
2.1.3.2	Antenas de Radar 79
2.1.3.2.1	Diagramas de cobertura vertical 79
2.1.3.2.2	Reflectores 81
2.1.3.2.2.1	Reflector Cosecante Cuadrado 83
2.1.3.2.3	Arreglo de Antenas 86
2.1.3.2.4	Formas de Rastréo 87
2.1.3.2.4.1	Rastréo mecánico 87
2.1.3.2.4.2	Rastreamiento Electrónico 87
2.1.3.2.4.3	Diferencias de los dos tipos de rastréo 91
2.1.4	El video procesado M.T.I. 93
2.2	El Radar Secundario 104
2.2.1	El Transmisor Receptor de potencia (P.T.R.) 107
2.2.2	El Plot Extractor 110
2.2.2.1	Decodificación 111
2.2.2.1.1.	Decodificación Pasiva 111
2.2.2.1.2	Decodificación Activa 111
2.2.2.1.3	Detección Automática 112
2.2.2.2	Determinación de la posición de un blanco 113

	<u>Pág.</u>
2.2.3	El Sistema de Antenas 117
2.3	Procesamiento y Presentación de resultados 121
2.3.1	El computador como procesador de datos Radar 122
2.3.2	El Sistema de Pantallas 127
2.3.2.1	Tipos de tubos de rayos catódicos 127
2.3.2.2	Formas de Deflexión 127
2.3.2.3	Tipos de Displays 128
2.3.2.4	Presentación Integrada 132
2.4	El Sistema de Comunicaciones 133
2.4.1	Comunicaciones Aire/Tierra/Aire 134
2.4.2	Comunicaciones en Tierra 137
2.5	Tendencias Futuras del Sistema Radar 138

CAPITULO No 3

EL SISTEMA DE RADAR EN QUITO

3.1	Radar Primario 143
3.2	Radar Secundario 152
3.3	Procesamiento y Presentación de Resultados . 160
3.4	Sistemas de Comunicaciones 165

	<u>Pág.</u>
3.5	Servicios que presta el Sistema 167
3.6	Análisis de la cobertura que provee el Radar de Quito 170
3.7	Optimización del Sistema 180

CAPITULO No 4

EL SISTEMA DE RADAR EN GUAYAQUIL

4.1	Radar Primario 189
4.2	Radar Secundario 191
4.3	Procesamiento y Presentación de Resultados . 194
4.4	Sistema de Comunicaciones 198
4.5	Servicios que presta el Sistema 201
4.6	Análisis de la cobertura que provee el radar en Guayaquil 205
4.7	Optimización del Sistema 212

CAPITULO No 5

DESARROLLO DE LOS SISTEMAS DE RADARES EN EL ECUADOR

5.1	El Control Radar de Aproximación en el Ecuador 219
-----	---

5.2	Cobertura a nivel nacional del espacio aéreo	221
		<u>Pág.</u>

5.3	Defensa Aérea mediante Sistemas de Radar	225
-----	---	-----

CAPITULO No 6

CONCLUSIONES	228
--------------	-----

ANEXO I

CONTROLADOR RADAR

ANEXO II

TERMINOS USADOS EN RADARES DE PULSOS

ANEXO III

FRECUENCIAS DE RADAR

ANEXO IV

SELSYN

ANEXO V

ELECTRONIC-COUNTER-COUNTERMEASURES

ANEXO VI

TIPOS DE PRI

ANEXO VII

VALVULAS ELECTRONICAS DE MICROONDAS

ANEXO VIII

PULSE FORMING NETWORK

ANEXO IX

RUIDO DE PARTICION

ANEXO X

FORMAS DE COLOCAR EN EL SISTEMA LAS TR CELLS

ANEXO XI

SUB-CLUTTER

ANEXO XII

LINEAS RETARDADAS

ANEXO XIII

ESPECIFICACIONES DEL SSR

ANEXO XIV

SISTEMA SELCAL

ANEXO XV

ADJUNTO C AL CONVENIO SOBRE AVIACION CIVIL INTERNACIONAL

ANEXO XVI

CANCELACION MEDIANTE DESPLAZAMIENTO DE FASE

ANEXO XVII

MATRIZ DE SUMA Y DIFERENCIA

ANEXO 18

DIFERENCIA ENTRE NORTE MAGNETICO Y GEOGRAFICO

ANEXO XIX

ETA y ETD

ANEXO XX

QNH

ANEXO XXI

DEFINICIONES PARA CONTROL DE TRAFICO AEREO

ANEXO XXII

NIVEL DE VUELO

ANEXO XXIII

RADAR DE PRECISION PARA APROXIMACION

ANEXO XXIV

ESPACIO AEREOS CONTROLADOS

ANEXO XXV

ATS

ANEXO XXVI

VOR-DME

ANEXO XXVII

RADAR DE ESTADO SOLIDO

BIBLIOGRAFIA

CAPITULO No 1

INTRODUCCION

Se puede definir al Radar como el proceso por el cual se puede detectar la presencia de un objeto en el espacio; determinando su posición, altitud y distancia respecto a un punto conocido, el que generalmente es la instalación del sistema; haciendo uso de la propiedad de reflexión que poseen las ondas electromagnéticas.

1.1. RESEÑA HISTORICA

El término Radar proviene de una de las primeras definiciones de este medio de detección que en inglés era:

RADio Detection And Ranging

La combinación de las primeras letras de las palabras de esta frase dió origen al nombre.

• Los principales eventos fueron:

- Heinrich Hertz en 1886, demostró que las ondas de radio pueden ser reflejadas por cuerpos metálicos y dieléctricos.
- En 1904 el ingeniero alemán Hülsmeyer patenta un detector de

obstáculos y un aparato de navegación para los barcos.

- En 1922, A.H. Taylor y L.C. Young del Laboratorio de Investigación Naval (N.R.L.) detectaron un barco de madera usando un Radar de Ondas Continuas por Interferencia de Ondas (CW wave-interference radar), que tenía separados el transmisor y el receptor. Este Radar se basa en la interferencia que los obstáculos producían en las ondas electromagnéticas emitidas por el transmisor. También se conoce como Radar de ondas continuas biestático.

- En Junio de 1930, L.A. Hyland del N.R.L., realiza la primera detección de una aeronave usando el efecto de interferencia de ondas. En 1932, se patenta el trabajo con el nombre de "Sistema para Detección de Objetos por Radio."(1).

- En 1934 R.M. Page empieza el desarrollo del Radar de pulsos. Dicho Radar permitía la medición de distancias, pues los Radares con técnicas anteriores sólo detectaban la presencia de objetos.

- En 1936, se prueba el primer Radar de pulsos y se utiliza por primera vez un sistema de duplexaje con una antena común para el transmisor y el receptor.

- En Enero de 1938, la Corporación Eitel-McCullough, desarrolla tubos de altas potencias que permiten mejorar los rangos de los Radares de pulsos. El Cuerpo de Señales de la Armada de los Estados Unidos pone en operación el primer Radar para control antiaéreo de bombardeos (SCR-268). En 1939, se desarrolla un radar de largo alcance (SCR-270).

- El radio altímetro de frecuencia modulada en una aeronave fue la primera aplicación civil del principio del Radar. En 1936, ya

estaban en funcionamiento los primeros equipos. El radio altímetro, tiene como blanco a la tierra.

- En 1935, los británicos realizan las primeras mediciones de la altura de las aeronaves respecto a tierra midiendo el ángulo de elevación de llegada de la señal reflejada. En 1939, desarrollaron un Radar de intercepción de aeronaves (AI), colocado en una aeronave. Operaba a una frecuencia de 200 MHz. Durante su desarrollo se determinó que el radar podía ser usado para la detección de barcos desde el aire y también que las características de los ecos de la tierra dependían de la naturaleza del terreno. Ese fenómeno fue usado en la detección y localización de barcos en la superficie y de submarinos. El último efecto se lo utilizó posteriormente en los Radares aéreos que levantan cartas topográficas.

- En Septiembre de 1940, una misión técnica británica de la Universidad de Birmingham visitó los Estados Unidos donde presentó el magnetrón de cavidades resonantes, desarrollado por Randell y Boot, permitía obtener potencias mucho mayores que las de cualquier dispositivo de su época; este fue una de las más importantes contribuciones al desarrollo del Radar de microondas.

- En 1942 se inicia el desarrollo del MTI.

- En los años 50 se desarrollan grandes radares de vigilancia en VHF y UHF que tenían antenas de 120 pies de ancho por 20 de alto.

I. Marcum, presenta la teoría de detección radar que: "Proveía una relación cuantitativa entre la probabilidad de detección, la probabilidad de falsa alarma, las pérdidas de integración y la relación señal a ruido requerida" (2).

- En los años 60 hubo muchos avances en el desarrollo del radar, tales como: el DMTI, radares de largo alcance, la invención del magnetron coaxial, entre otros.
- Los años 70 vieron la introducción de las computadoras en los radares, transmisores de estado sólido y radares de arreglo de fase.

Debido al incremento de operaciones aéreas finalizada la segunda guerra mundial, fue necesario estandarizar los procedimientos de navegación aérea y las radioayudas usadas en la navegación, la Organización de Aviación Civil Internacional (ICAO) es una Agencia de las Naciones Unidas encargada de proveer la asistencia técnica en la ordenación de la circulación aérea y en la universalización de los medios y procedimientos empleados para la correcta utilización del espacio aéreo. La OACI tiene sus orígenes en una Conferencia en Chicago (USA) en 1944. En 1947 se establece una Organización de Aviación Civil Internacional Provisional (PICAO). Ese mismo año, la PICAO pasa a denominarse ICAO en una Convención en las NU en Chicago. Se elaboran en esta convención varios anexos técnicos los cuales deben ser constantemente actualizados por la OACI. Dentro de estos anexos se encuentra el Anexo 10 al Convenio de Aviación Civil Internacional denominado "TELECOMUNICACIONES AERONAUTICAS" (3) en el cual están especificadas todas las normas que rigen para el diseño, fabricación e implementación de las radioayudas existentes alrededor del mundo. En este anexo están todas las normas de los sistemas de Radar.

1.2 ECUACION RADAR

Para medir el alcance o distancia a que se encuentra un eco o blanco; denominándose eco o blanco a un objeto ya sea fijo o móvil del cual se desea obtener información de altitud, azimuth y distancia respecto al Radar; es necesario medir el tiempo T_r que transcurre desde que el pulso es transmitido, choca con el blanco se refleja y regresa al Radar, Suponiendo que no existe retardos y que las ondas electromagnética viaja con una velocidad constante, la de la luz (c), el tiempo tomado por el pulso en ir y regresar será el doble del tiempo que se demora éste en chocar contra el blanco, por lo tanto, el rango o alcance R será igual a:

$$R = \frac{c \cdot T_r}{2} \quad [\text{NM}] \quad (1.2.1)$$

donde c es igual a 161.800 NM/s (1 NM=1,853 Km, NM es la abreviación de millas náuticas).

Una vez que el Radar transmite un pulso, debe transcurrir el suficiente tiempo para que regresen todos los ecos y sean detectados antes de que el próximo pulso sea transmitido. Por esta razón, la frecuencia a la cual se deben transmitir los pulsos, está determinada por el rango más largo al cual se desean que los blancos sean detectados. Si la frecuencia de repetición del pulso es demasiado alta, las señales de los ecos pueden llegar en forma posterior a la transmisión del siguiente pulso, de esta manera se

estarían obteniendo ecos con rangos incorrectos, generalmente de rangos más cortos que los verdaderos. Los ecos que llegan después de transmitido el siguiente pulso se denominan en inglés "second-time-around echoes o multiple-time-around-echoes"(4). El rango a partir del cual aparecen dichos ecos como ecos second-time-around se conoce con el nombre de máximo rango no ambiguo y es igual a:

$$R_{\text{nam}} = \frac{c}{2f_p} \quad [\text{NM}] \quad (1.2.2)$$

donde f_p es la frecuencia de repetición de pulsos.

La portadora del pulso puede ser modulada por frecuencia o por fase para permitir que las señales de los ecos sean comprimidas en tiempo después de la recepción. Esto permite obtener una resolución de alto rango sin la necesidad de hacer uso de pulsos cortos, pero con la energía de grandes pulsos, lo que se conoce como compresión de pulsos. También se usan formas de onda continuas con la ventaja del desplazamiento de la frecuencia Doppler para separar el eco recibido de la señal transmitida y los ecos causados por un desorden estacionario (clutter). Formas de onda continua no moduladas, no miden el rango, pero se puede medir el rango aplicando modulación de fase o de frecuencia.

1.2.1 FORMA SIMPLE DE LA ECUACION RADAR

La ecuación Radar relaciona el rango del Radar con las características del transmisor, receptor, antena, blancos y medio ambiente. Esta ecuación es útil no para determinar el máximo rango de cobertura del Radar, pero es un medio para entender la operación del Radar y sirve como una base para su diseño.

"Si denominamos por P_t a la potencia transmitida por el radar, haciendo uso de una antena isotrópica, se define la densidad de potencia, a una distancia R , de una antena isotrópica como:

$$\delta p_{\text{is}} = \frac{P_t}{A} \quad [\text{W/m}^2] \quad (1.2.1.1)$$

$$\delta p_{\text{is}} = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad [\text{W/m}^2] \quad (1.2.1.2)$$

*Densidad de potencia
transmitida
a una antena isotrópica*

Siendo A , el área de una esfera imaginaria de radio R y δp_{is} es la densidad de potencia de una antena isotrópica.

El Radar emplea antenas directivas, las cuales concentran su radiación en una dirección determinada. La ganancia G de una antena es la relación de máxima intensidad de radiación de una antena a la intensidad de radiación de una antena isotrópica con igual potencia de entrada. La intensidad de radiación es la

potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una dirección determinada. La densidad de potencia al blanco de una antena con una ganancia de transmisión G es igual a:

$$\delta p_{ad} = \frac{P_t \cdot G}{4\pi R^2} \quad [W/m^2] \quad (1.2.1.3)$$

Donde δp_{ad} es la densidad de potencia de una antena directiva.

El blanco intercepta una porción de la potencia incidente y la reradia en varias direcciones. La medida de la cantidad de potencia incidente interceptada por el blanco y reradiada en la dirección del Radar se la denomina la sección transversal Radar σ y se define por la relación:

$$\delta p_{er} = \frac{P_t \cdot G}{4\pi R^2} * \frac{\sigma}{4\pi R^2} \quad [W/m^2] \quad (1.2.1.4)$$

Siendo δp_{er} la densidad de potencia de la señal del eco en el Radar. La sección transversal Radar σ es una característica particular de cada blanco y una medida de su tamaño tal como es visto por el Radar; tiene unidades de área. La antena del Radar capta una porción de la potencia del eco. Si el área efectiva de la antena receptora se denomina A_e , la potencia P_r recibida por el Radar es entonces:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G}{4\pi R^2} * \frac{\sigma}{4\pi R^2} * A_e = \frac{P_t \cdot G \cdot \sigma \cdot A_e}{(4\pi^2)^2 R^4} \quad [W] \quad (1.2.1.5)$$

El máximo rango del Radar, R_{max} , es la distancia a partir de la cual, el blanco no puede ser detectado. Esto ocurre cuando la potencia de la señal recibida del eco P_r es igual a la señal mínima detectable MDS. Entonces:

$$R_{max} = \left[\frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi^2)^2 MDS} \right]^{1/4} \quad [NM] \quad (1.2.1.6)$$

Siendo la ecuación anterior, la forma fundamental de la ecuación Radar. De la ecuación 1.2.1.6 se deduce que los parámetros importantes de la antena Radar son: la ganancia de transmisión y el área efectiva de recepción.

Se conoce, que la relación entre la Ganancia de transmisión y el área efectiva de recepción de una antena es:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (1.2.1.7)$$

λ es la longitud de onda.

Como el radar usa generalmente la misma antena tanto para transmisión como para recepción, reemplazando primero G y luego A_e en la ecuación 1.2.1.6 se obtienen las dos siguientes expresiones:

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t A_e^2 \sigma}{4\pi \Omega^2 MDS} \right]^{1/4} \quad [\text{NM}] \quad (1.2.1.8)$$

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \Omega^2 \sigma}{(4\pi)^2 MDS} \right]^{1/4} \quad [\text{NM}] \quad (1.2.1.9)$$

De las ecuaciones 1.2.1.6, 1.2.1.8 y 1.2.1.9 podemos deducir que el R_{\max} es una función de Ω , Ω^{-2} y Ω^2 existiendo una ambigüedad entre estas relaciones. De forma de poder interpretar correctamente estas ecuaciones, se debe asumir que la ganancia de la antena permanece constante o que el área efectiva de la misma lo es y que por lo tanto, no varían con la longitud de onda. Al introducir otros requerimientos tales como: el rastreo de un determinado volumen en cierto tiempo, la ecuación de R_{\max} puede presentar otras dependencias respecto a la longitud de onda distintas a las anotadas anteriormente" (5). Esta es una de las razones por las cuales, la forma simplificada de la ecuación radar no es muy adecuada para describir el correcto funcionamiento de un radar práctico, pues se omiten muchos factores importantes que permiten determinar en forma más exacta el rango de un radar.

A continuación, se discute las razones por las cuales la forma simplificada de la ecuación radar no describe correctamente su rendimiento.

1.2.2 FACTORES QUE INFLUENCIAN EL RENDIMIENTO DEL RANGO

La ecuación 1.2.1.6 establece que si deseamos obtener mayores rangos, la potencia transmitida debe ser grande, la energía radiada debe ser concentrada en un lóbulo de radiación muy angosto (alta ganancia de la antena transmisora), la energía recibida del eco debe ser recogida con una antena de gran apertura (sinónimo de alta ganancia) y el receptor debe ser muy selectivo (sensible a señales muy débiles), siendo σ el único parámetro que no es posible controlar. Los valores de rango entregados por esta ecuación, son muy optimistas. Parte de esta discrepancia se debe a que la ecuación 1.2.1.6 explícitamente incluye las pérdidas que puede tener el sistema, tales como el rendimiento de los equipos electrónicos operando en el campo; pérdidas en los cables; la señal mínima detectable y la sección transversal radar σ que tienen características estadísticas. Existen también otros factores de naturaleza aleatoria no descritos en la ecuación radar que también afectan a la predicción del rango, como son las condiciones meteorológicas en el medio de propagación y la habilidad de los operadores de radar (I) para poder detectar la presencia de un eco en una pantalla.

Debido a la naturaleza aleatoria de algunos de los parámetros, el rango máximo de un radar es el resultado de la probabilidad de detectar un cierto tipo de eco en un rango en particular.

Los principales factores que afectan el rendimiento del rango de un determinado radar son:

1.2.2.1 SEÑAL MINIMA DETECTABLE (MDS):

Se define como señal mínima detectable a "la señal más débil que es capaz de captar un receptor" (6). La especificación de la señal mínima detectable es muchas veces difícil debido primero a que el ruido ocupa el mismo espectro de frecuencias que una señal muy débil tal como en las señales que retornan de los blancos hacia el radar, razón por la cual, la capacidad del receptor se ve limitada al tratar de captar estas señales; en segundo lugar, la señal es de carácter aleatorio y finalmente, no existe un criterio definido para decidir la presencia de un eco en el radar. La detección se basa en establecer un nivel de referencia a la salida del receptor a partir del cual la señal sea considerada como un eco válido. Esto se conoce con el nombre de "Detección de Umbral"(7). El nivel de umbral debe ser bajo si se desea detectar señales débiles, pero no tan bajo para que los picos del ruido sobrepasen dicho nivel y puedan proveer falsas indicaciones de la presencia de blancos. Si el nivel es muy bajo, se incrementaría la probabilidad de que el ruido sobrepase el umbral y sea este tomado como una señal real; a este fenómeno se lo conoce con el nombre de "falsa alarma"(8). De esta manera, si el umbral se coloca muy bajo, se obtendrían falsas indicaciones de blancos, pero, si se coloca demasiado alto, los blancos podrían

perderse. La selección de niveles apropiados de umbral es un compromiso que depende de cuán importante es si un error se lo comete ya sea por falla al reconocer una señal que está presente (probabilidad de una pérdida) ó por indicación falsa de la presencia de una señal que no existe (probabilidad de falsa alarma). Vemos que escoger un nivel de umbral para el diseño de los receptores es crítico pues de este depende el rendimiento del radar.

1.2.2.2 RUIDO DEL RECEPTOR

Ya que el ruido es el principal factor limitante de la sensibilidad del receptor, es necesario obtener alguna manera de describirlo cuantitativamente.

Un receptor que tiene una impedancia de entrada reactiva, como la del amplificador paramétrico, no necesita tener pérdidas ohmicas significativas. La limitación en este caso es el ruido térmico visto por la antena y las pérdidas ohmicas de la línea de transmisión.

La potencia del ruido en receptores prácticos es generalmente mayor que la que pudo haber sido encontrada si sólo existiera ruido térmico. Las componentes adicionales del ruido se deben a otros mecanismos además de la agitación térmica en la conducción electrónica. El ruido total a la salida del receptor puede ser considerado igual a la potencia del ruido térmico que

se genera en un receptor ideal multiplicado por un factor denominado "Figura de ruido. La figura de ruido de un receptor es definida por:

$$F_n = \frac{N_o}{kT_o BW G_\mu} = \frac{\text{Ruido a la salida de un receptor práctico}}{\text{Ruido a la salida de un receptor ideal a } T_o}$$

(1.2.2.2.1)

donde N_o es el ruido a la salida del receptor y G_μ es la ganancia del receptor. T_o es la temperatura estandar e igual a 290 °K de acuerdo con la definición del IEEE. El ruido N_o se lo mide en la parte lineal de las características de entrada salida del receptor, usualmente a la salida del amplificador de IF antes del segundo detector no lineal. El ancho de banda del receptor BW es el del amplificador de IF en muchos receptores. La ganancia G_μ es la relación de la señal de salida S_o a la señal de entrada S_i y $N_i = kT_o BW$ es el ruido de entrada de un receptor ideal. Por lo tanto, la ecuación anterior puede ser escrita de la siguiente manera:

$$F_n = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (1.2.2.2.2)$$

La figura de ruido puede de esta forma ser interpretada como una medida de la degradación de la relación señal a ruido cuando la señal pasa a través del receptor. Acomodando la ecuación anterior, la señal de entrada S_i puede ser interpretada como:

$$S_x = \frac{kT_0 B W F_n S_0}{N_0} \quad [V] \quad (1.2.2.2.3)$$

Si la señal mínima detectable MDS es tal que el valor de S_x corresponde a la mínima relación a la salida (IF) de la relación señal a ruido $(S_0/N_0)_{\min}$ necesaria para la detección, entonces:

$$MDS = kT_0 B W F_n (S_0/N_0)_{\min} \quad [V] \quad (1.2.2.2.4)$$

Substituyendo la ecuación (1.2.2.2.4) en la ecuación (1.2.1.6) se obtiene la siguiente forma de la ecuación del radar:

$$R^4_{\max} = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 k T_0 B W F_n (S_0/N_0)_{\min}} \quad [NM^4] \quad (1.2.2.2.5)$$

1.2.2.3 RELACION SEÑAL A RUIDO

Consideremos un amplificador de frecuencia intermedia con ancho de banda B_{IF} seguido de un segundo detector y un amplificador de video con ancho de banda B_v (figura 1.1).

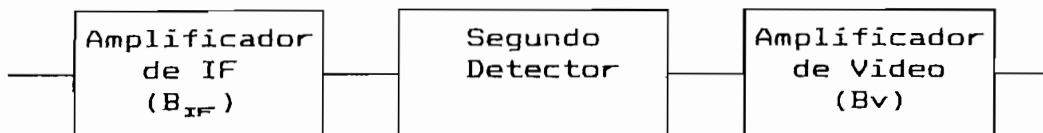


FIGURA 1.1
Detector de Envolvente

Se supone que el segundo detector de video y el amplificador de video forman un detector de envolvente, de tal manera que uno rechaza la frecuencia portadora pero permite pasar la envolvente de modulación. Para extraer la envolvente de modulación, el ancho de banda del amplificador de video debe ser lo suficientemente ancho para permitir el paso de las componentes de baja frecuencia generadas por el segundo detector, pero no tan ancho como para permitir pasar las componentes de alta frecuencia cercanas a la frecuencia intermedia. El ancho de banda del amplificador de video B_V debe ser mayor que $B_{IF}/2$ para permitir el paso de toda la modulación de video.

La probabilidad de que el ruido sobrepase el nivel de umbral V_T es:

$$p(V_T < R < \infty) = \int_{V_T}^{\infty} \frac{R}{2\Phi_0} \exp(-R^2/2\Phi_0) dR$$

$$p(V_T < R < \infty) = -\exp(R^2/2\Phi_0) \Big|_{V_T}^{\infty}$$

$$P_{fa} = p(V_T < R < \infty) = \exp(-V_T^2/2\Phi_0) \quad (1.2.2.3.1)$$

Se considera por definición que siempre que la envolvente del voltaje sobrepase el nivel de umbral, ha sido detectado un blanco. Sin embargo, la probabilidad de una falsa alarma es la

probabilidad de que el ruido cruce el nivel de umbral (ecuación 1.2.2.3.1) donde p_{ra} es la probabilidad de falsa alarma.

El intervalo de tiempo medio entre los cruces por el ruido del nivel de umbral se define como el tiempo de falsa alarma T_{ra} , donde T_{ra} es igual a:

$$T_{ra} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N T_k \quad [s] \quad (1.2.2.3.2)$$

donde T_k es el tiempo entre cruces del nivel de umbral V_T por la envolvente del ruido, cuando el nivel de cruces es positivo. La probabilidad de falsa alarma puede también ser definida como la relación de la duración de tiempo en que la envolvente está sobre el nivel de umbral al tiempo total que puede haber estado sobre el nivel de umbral, o:

$$p_{ra} = \frac{\sum_{k=1}^N t_k}{\sum_{k=1}^N T_k} = \frac{\langle t_k \rangle_{prom}}{\langle T_k \rangle_{prom}} = \frac{1}{T_{ra} B} \quad (1.2.2.3.3)$$

donde t_k y T_k están definidas en la figura 1.2. La duración promedio de un pulso de ruido es aproximadamente el recíproco del ancho de banda B , que en el caso del detector de envolvente es B_{IF} . Igualando las dos ecuaciones anteriores obtenemos:

$$T_{ra} = \frac{1}{B_{IF}} \exp(V_T^2 / 2\Phi_0) \quad [s] \quad (1.2.2.3.4)$$

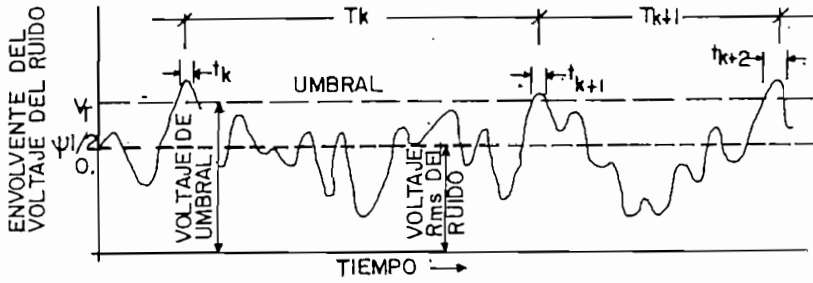


FIG. 1.2 ENVOLVENTE DE LA SALIDA DEL RECEPTOR ILUSTRANDO FALSAS ALARMAS DEBIDO AL RUIDO

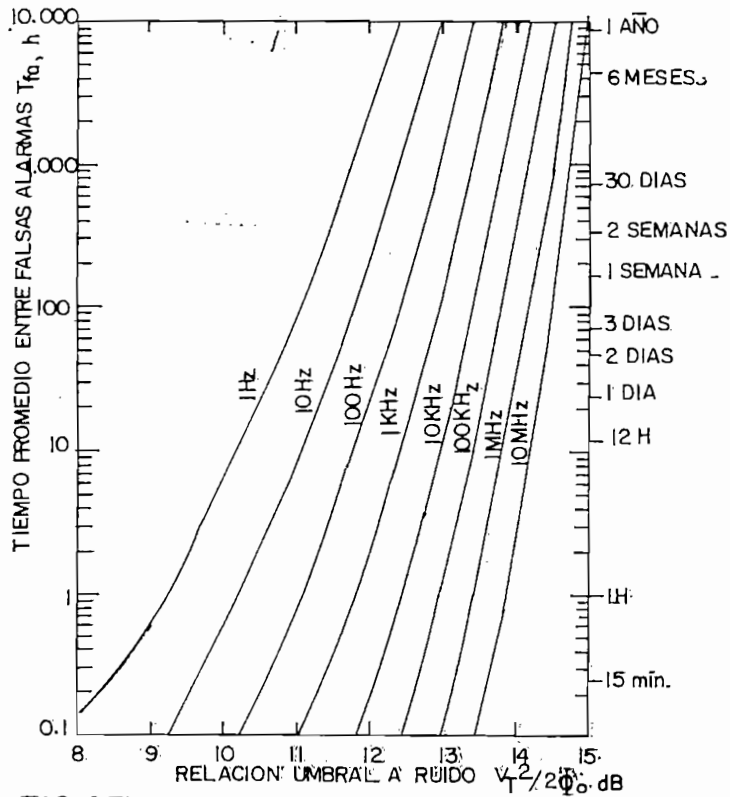


FIG. 1.3 TIEMPO PROMEDIO ENTRE FALLAS COMO FUNCION DEL NIVEL DE UMBRAL V_s Y EL ANCHO DE BANDA DEL RECEPTOR B , σ_n ES EL VOLTAJE MEDIO CUADRATICO DEL RUIDO.

Un gráfico de la ecuación (1.2.2.3.4) se presenta en la figura 1.3 con $V_T^2/2\Phi_0$ como abscisa. Las probabilidades de falsa alarma de radares prácticos son mucho más pequeñas que las calculadas con la fórmula anterior, esto se debe a que la probabilidad de falsa alarma es la probabilidad de que un pulso del ruido pueda cruzar el umbral durante un intervalo de tiempo aproximadamente igual al recíproco del ancho de banda.

Las especificaciones de un tiempo tolerable de falsa alarma usualmente son dadas por el cliente y dependen de las aplicaciones del radar. La relación exponencial entre el tiempo de falsa alarma T_{fa} y el nivel de umbral V_T es el resultado del tiempo de falsa alarma siendo este sensible a las variaciones o inestabilidades en el nivel de umbral. En la práctica, el nivel de umbral puede ser ajustado cuidadosamente después de ser computado con la ecuación (1.2.2.3.4), de tal manera que las inestabilidades puedan ser pequeñas y el nivel de umbral no cause una gran cantidad de falsas alarmas.

Si el receptor es apagado (puenteado) por una fracción de tiempo, la probabilidad de falsa alarma puede incrementarse en el tiempo que el receptor no trabaja, asumiéndose que el tiempo promedio de falsa alarma permanece igual. Pero los cambios en el nivel de umbral son despreciables debido a la relación exponencial de la ecuación (1.2.2.3.4).

Hasta aquí, se ha discutido el receptor sólomente considerando ruido a la entrada. A continuación consideraremos una señal sinusoidal de amplitud A y ruido presente en la entrada de un filtro de IF. La frecuencia de la señal es la misma que la frecuencia de media banda de IF f_{IF} . La salida del detector de envolvente tiene una función densidad de probabilidad dada por:

$$p_{ps}(R) = \frac{R}{\Phi_0} \exp\left(-\frac{R^2 + A^2}{2\Phi_0}\right) I_0\left(\frac{RA}{\Phi_0}\right) \quad (1.2.2.3.5)$$

donde $I_0(Z)$ es la función modificada de Bessel de orden cero y argumento Z .

La probabilidad de que la señal sea detectada (probabilidad de detección) es la misma que la probabilidad de que la envolvente R exceda el nivel de umbral predeterminado V_T . La probabilidad de detección P_d es entonces:

$$P_d = \int_{V_T}^{\infty} p_{ps}(R) dR = \int_{V_T}^{\infty} \frac{R}{\Phi_0} \exp\left(-\frac{R^2 + A^2}{2\Phi_0}\right) I_0\left(\frac{RA}{\Phi_0}\right) dR \quad (1.2.2.3.6)$$

La ecuación anterior debe ser evaluada por técnicas numéricas o aproximando por series. En la figura 1.4 se grafica la probabilidad de detección como una función de la relación señal a ruido con la probabilidad de falsa alarma como un parámetro.

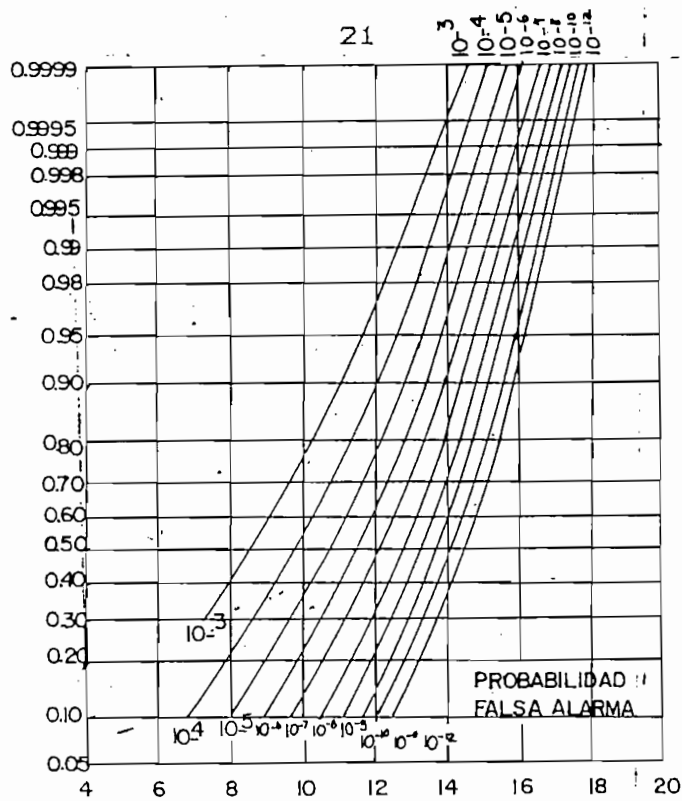


FIG.1.4 PROBABILIDAD DE DETECCION PARA UNA ONDA SENOIDAL EN RUIDO COMO UNA FUNCION DE LA RELACION SENAL A RUIDO (POTENCIA) Y LA PROBABILIDAD DE FALSA ALARMA.

El tiempo de falsa alarma y la probabilidad de detección, son especificados por los requerimientos del sistema. En primer lugar se computa la probabilidad de falsa alarma y de la figura 1.4 se determina la relación señal a ruido. Esta es la relación señal a ruido usada para la señal mínima detectable en la ecuación 1.2.2.2.4. Las relaciones señal a ruido de la figura 1.4 son aplicables en radares monopulso. Analizando la figura 1.4 se puede ver en primer lugar, que la relación señal a ruido requerida para detección es mas alta que la dada por intuición, aún para una probabilidad de detección de 0.5. Esto puede inclinarse a decir que cuanto más grande es la señal respecto al ruido, la detección puede ser perfeccionada. Dicho razonamiento puede no ser correcto

cuando se toma en cuenta apropiadamente la probabilidad de falsa alarma. Otro efecto interesante de la figura 1.4 es que el cambio de sólomente 3.4 dB puede significar la diferencia entre una detección confiable (0.999) y una marginal (0.5). Además, la relación señal a ruido requerida para la detección no es una función importante del tiempo de falsa alarma.

1.2.2.4 INTEGRACION DE PULSOS RADAR

La correspondencia entre la relación señal a ruido, la probabilidad de detección y la probabilidad de falsa alarma dada en la figura 1.4 es aplicable a un pulso sólomente. Pero, generalmente, regresan muchos pulsos de un blanco en particular en cada rastréo del radar que son usados para mejorar la detección. El proceso de sumar todos los pulsos radar del eco con el propósito de mejorar la detección se conoce con el nombre de Integración. Todas las técnicas prácticas de integración emplean algún tipo de dispositivo de almacenamiento de información. El método más común de integración radar es la pantalla de tubos de rayos catódicos combinada con las propiedades de integración del ojo y cerebro del operador radar.

La integración puede ser realizada en el receptor radar antes del segundo detector (en la etapa de IF), la que se denomina Integración de Predetección; o después del segundo detector (en la etapa de video) que se conoce con el nombre de Integración

de Postdetección. La integración de predetección requiere que la fase de la señal del eco sea preservada obteniéndose los beneficios completos del proceso de suma. En el otro caso, la información de fase se pierde en el segundo detector, no conservándose la fase de RF, no siendo tan eficiente como la integración de predetección. Se prefiere utilizar el proceso de postdetección debido a que es sencillo de implementar en la mayoría de las aplicaciones" (9).

1.2.2.5 SECCION TRANSVERSAL DE LOS BLANCOS

La sección transversal de un blanco es "El área (ficticia) que intercepta una determinada cantidad de potencia la cual, cuando se dispersa igualmente en todas las direcciones, produce un eco en el radar igual al del blanco, o en otros términos:

$$\sigma = \frac{\text{Potencia reflejada hacia la fuente/unidad de ángulo sólido}}{\text{Densidad de potencia incidente}/4\pi}$$

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{E_r}{E_i} \right|^2 \quad [\text{m}^2] \quad (1.2.2.5.1)$$

donde R = Distancia entre el radar y el blanco

E_r = Intensidad de campo reflejado al radar

E_i = Intensidad de campo reflejado en el blanco.

Esta ecuación, es equivalente a la ecuación radar de rango de la sección 1.2.1. Para la mayoría de tipos de blanco radar

tales como aviones, barcos, la tierra, la sección transversal radar no necesariamente conduce a una simple relación del área física, excepto a la relación de que cuanto mayor es el blanco, la sección transversal radar también lo es.

En la figura 1.5 se muestra la sección transversal radar de una esfera como una función de su circunferencia medida en longitudes de onda ($2\pi a/\lambda$ donde a es el radio de la esfera y λ la longitud del onda). La región donde el tamaño de la esfera es pequeño comparado con la longitud de onda ($2\pi a/\lambda \ll 1$) se denomina Región de Rayleigh. La Región de Dispersión de Rayleigh es de alto interés para los Ingenieros de radar porque las secciones transversales de las gotas de lluvia y otras partículas meteorológicas están dentro de esta región a las frecuencias usuales del radar. Ya que la sección transversal dentro de la región de Rayleigh varían como λ^{-4} , la lluvia y las nubes son esencialmente invisibles a los radares que operan a relativamente bajas frecuencias (grandes longitudes de onda). Si se desea observar, antes que eliminar, los ecos de las gotas de lluvia como en los radares meteorológicos o atmosféricos, es preferible utilizar altas frecuencias de radar.

En el otro extremo de la Región de Rayleigh se encuentra la Región Óptica donde las dimensiones de la esfera son muy grandes comparadas con la longitud de onda ($2\pi a/\lambda \gg 1$). Para valores grandes de $2\pi a/\lambda$, la sección transversal radar se aproxima a

la sección transversal óptica y es igual a πa^2 . Entre la región de Rayleigh y la región óptica, se encuentra la Región de Mie o la Región de Resonancia, donde la sección transversal es oscilatoria con la frecuencia. El comportamiento de la sección transversal radar de otros objetos reflectantes simples son semejantes al de la esfera. Ya que se trata de una esfera, no importa desde que sitio se la esté analizando, su sección transversal radar no varía con la posición. Pero, la sección transversal de otros objetos reflectantes, depende de la dirección desde la cual lo ve el radar.

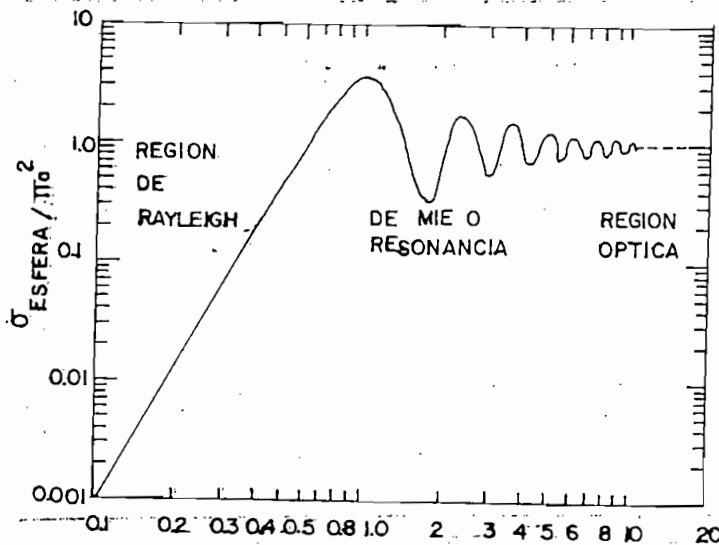


FIGURA 1.5

Sección Transversal Radar de una esfera de radio a y longitud de onda λ

Un objeto interesante de dispersión radar es el cono-esfera, un cono cuya base es una semiesfera. La figura 1.6 es un

diagrama de la sección transversal radar de un cono-esfera, con un ángulo medio de 15° , en función del diámetro en longitudes de onda.

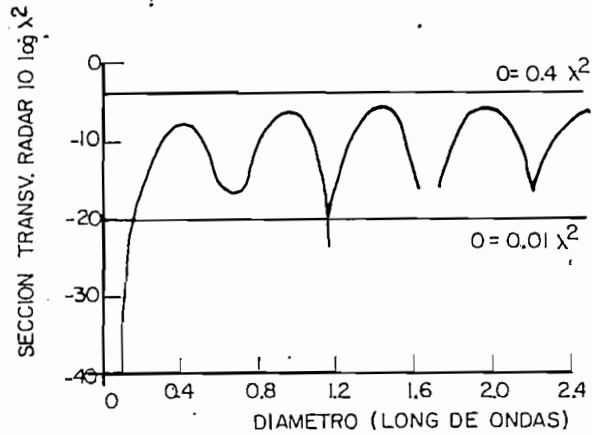


FIGURA 1.6

Sección Transversal Radar de un cono-esfera con 15° de ángulo medio en función del diámetro en longitudes de onda.

La figura 1.7 es un diagrama del cono-esfera como función de la dirección. La sección transversal del cono-esfera en las cercanías de su punta es súmamente pequeño. La dispersión de cualquier objeto ocurre en las discontinuidades. Las discontinuidades y de aquí la redispersión, de un cono-esfera van desde la punta hasta la unión del cono y la semiesfera. Existe también, una contribución de redispersión de una onda deslizante que viaja alrededor de la base de la esfera. La sección transversal radar (visto de punta) es pequeña y decrece como el cuadrado de la longitud de onda. La sección transversal es pequeña en una región

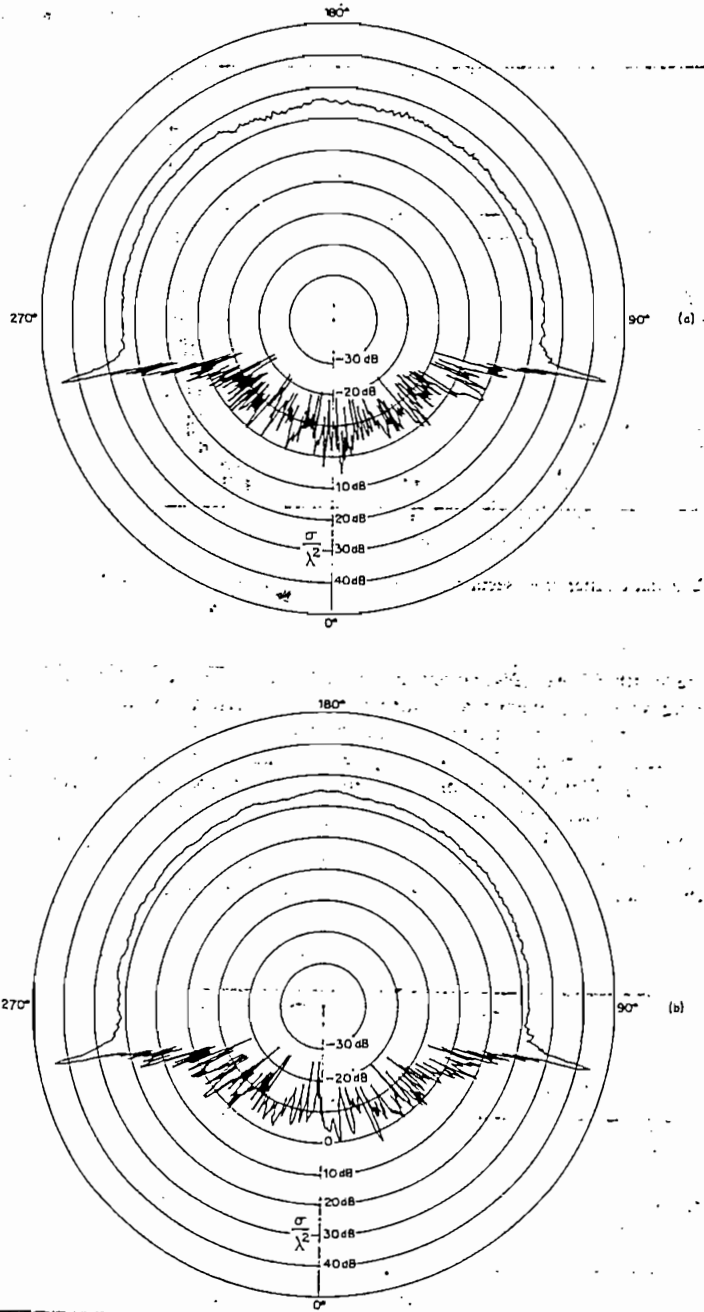


FIGURA 1.7

Sección Transversal Radar (σ/λ^2 en dB) de un cono-esfera con 12.5° de ángulo medio y el radio de la base de 10.4λ . (a) polarización horizontal (perpendicular), (b) polarización vertical (paralela).

angular relativamente grande. Se obtiene una reflexión especular grande cuando al cono-esfera se lo ve cerca de la incidencia perpendicular en la superficie del cono, por ejemplo, cuando $\theta = 90^\circ - \alpha$, donde α es el ángulo medio del cono. En la parte trasera media del cono-esfera, la sección transversal es aproximadamente la de una esfera. La sección transversal (vista de punta) de un cono-esfera, varía, pero su máximo valor es aproximadamente $0.4\Omega^2$ y su mínimo es $0.01\Omega^2$ para un amplio rango de ángulos medios dentro de las frecuencias de la región de Rayleigh. El sector anular también es relativamente insensible al ángulo medio del cono. Los objetos que proyectan áreas equivalentes tienen diferencias considerables de sus secciones transversales radar.

Un buen método para deducir la sección transversal radar es modelar los blancos. Los materiales; como compuestos de fibra de carbono; pueden reducir aun más la sección transversal radar de los blancos comparados con las producidas por materiales metálicos altamente reflectantes.

Blancos Complejos: La sección radar de blancos complejos tales como barcos, aviones, ciudades y la tierra, son funciones complejas de la dirección de visión y de la frecuencia del radar. Sus secciones transversales pueden ser calculadas con la ayuda de computadores digitales o medidas experimentalmente, siendo mas conveniente realizar las medidas experimentales haciendo uso de modelos y de frecuencias escaladas.

Un blanco complejo puede ser considerado como la unión de

un gran número de objetos independientes que dispersan su energía en todas las direcciones. La energía dispersada en la dirección del radar es la de principal interés. Las fases y amplitudes de las señales de los ecos de objetos dispersantes individuales como son medidas en el receptor radar determinan la sección transversal radar total. Las fases y amplitudes de señales individuales pueden sumarse para dar una gran sección transversal total, o la relación entre uno y otro pueden dar como resultado una cancelación total. En general, el comportamiento se encuentra entre un reforzamiento completo de la señal o una total cancelación. Si la separación entre los objetos dispersantes individuales es grande comparada con la longitud de onda (lo que usualmente es verdadero para muchas aplicaciones en radar) las fases de las señales individuales en el receptor radar pueden variar a medida que cambia la dirección de visión, lo que causa un eco centellante.

Las secciones transversales radar de blancos prácticos, son mucho más complicadas que los objetos dispersantes simples. Los blancos prácticos se componen de una gran cantidad de objetos dispersantes individuales, cada uno con diferentes propiedades dispersantes. Además, pueden ocurrir interacciones entre los distintos objetos dispersantes que afectan el resultado de la sección transversal.

En la figura 1.8 se presenta un ejemplo de la sección transversal como una función del ángulo de visión para un avión

de hélice. El avión es un B-26 un bombardero de 2 motores de la II Guerra Mundial. La longitud de onda del radar fue de 10 cm. Se obtuvieron estos datos en forma experimental, montando la aeronave en una plataforma giratoria y libre de otros objetos reflectantes vecinos y observando con un equipo radar cercano. Durante las mediciones, las hélices estuvieron girando las cuales producían una modulación de 1 a 2 KHz. La sección transversal podía variar hasta 15 dB con un cambio en la dirección de solamente $1/3^\circ$. La máxima señal del eco ocurría en las cercanías del costado del avión. cuando el área proyectada de la aeronave era la mas grande.

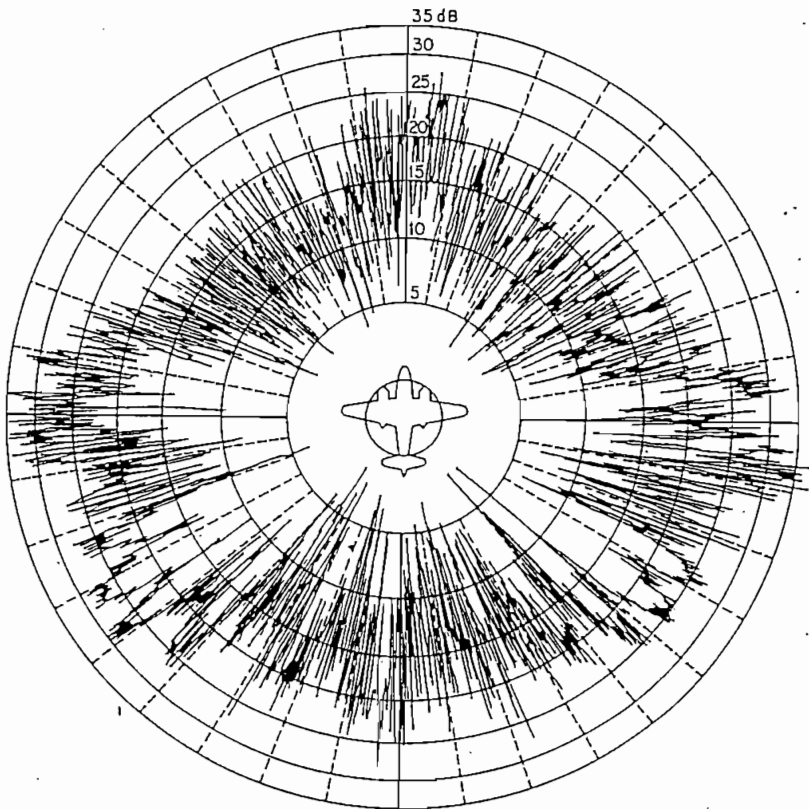


FIGURA 1.8

Sección Transversal experimental del bombardero B-26 a una longitud de onda de 10 cm. como función del ángulo de azimuth.

La sección transversal de un avión puede obtenerse también por métodos computacionales. Para esto, el blanco es descompuesto en una gran cantidad de objetos geométricos simples, la contribución de cada uno (tomando en cuenta los cambios de dirección y el efecto de sombra que provoca un objeto sobre otro) es computada y las secciones transversales componentes son combinadas para obtener el valor total. Los valores teóricos de la figura 1.8 para el B-47 fueron obtenidos por cálculo.

El método más realista para obtener la sección transversal radar de una aeronave es medir al blanco real en vuelo. Un ejemplo de dicha facilidad es el rango dinámico de la sección transversal radar del Laboratorio de Investigación Naval de los Estados Unidos. Radares en las bandas L, S, C y X iluminan la aeronave blanco en vuelo. Los datos del radar son usados para establecer el ángulo de dirección del blanco respecto al radar. Se obtiene entonces, la sección transversal pulso a pulso, pero por conveniencia en la presentación de los datos, los valores graficados son generalmente un promedio de un gran número de mediciones del ángulo de dirección.

Podemos observar que la sección transversal de una aeronave es difícil de especificar en forma concreta. Pequeñas variaciones en el ángulo de dirección o en la frecuencia, resultan en grandes fluctuaciones de la sección transversal. Sin embargo en algunos casos, se da un sólo valor de sección transversal de un

blanco determinado para calcular la ecuación radar. No existe un método standard, sobre todo conveniente, para determinar la sección transversal radar de una aeronave sólomente evaluandola. Se debe tomar el valor medio. Algunas veces este es un valor mínimo, pero entre el 99% y el 95% de las veces este valor es mayor que el mínimo. Podría también ser el valor al cual cuando se sustituye en la ecuación radar, asegure que el rango calculado concuerde con el medido experimentalmente.

1.2.2.6 FLUCTUACIONES DE LA SECCION TRANSVERSAL

La señal del eco proveniente de un blanco en movimiento casi nunca es constante. Las variaciones en la señal del eco pueden ser causadas por condiciones metereológicas, la estructura del lóbulo de radiación de la antena, inestabilidades en los equipos o variaciones en la sección transversal del blanco. La sección transversal de blancos complejos (el tipo usual de blanco radar) es muy sensible a la dirección. Por esto, como la dirección del blanco varía con respecto al radar, existen variaciones en la señal del eco.

Un método para tomar en cuenta las fluctuaciones de la sección transversal en la ecuación radar es seleccionar un pequeño límite, que es un valor de la sección transversal el cual excede alguna fracción (grande) específica de tiempo. La fracción de tiempo que las secciones transversales prácticas exceden el valor seleccionado puede ser cercana a la unidad (0.95 o 0.99

típicos). Para cualquier propósito práctico, el valor seleccionado es mínimo y el blanco puede presentar una sección transversal mas grande que el seleccionado. Estos procedimientos llevan a obtener una predicción conservativa del rango del radar, con la ventaja de ser muy simples" (10).

1.2.2.7 POTENCIA DEL TRANSMISOR

La potencia P_t en la ecuación radar (1.2.1.9) es llamada por los ingenieros de radar la potencia pico. La potencia pico del pulso como es usada en la ecuación radar no es la potencia pico instantánea de una onda sinusoidal. La potencia P_t se define como: "La potencia promedio de un ciclo en la frecuencia portadora que ocurre en el máximo de potencia del pulso" (11). (La potencia pico es usualmente igual a $\frac{1}{2}$ del máximo de la potencia instantánea.) La potencia radar media P_{prom} es también de interés en radar y se definió como: "La potencia promedio en un período de repetición de pulso" (12). Si la forma de onda transmitida es un tren de pulsos rectangulares de ancho τ y el período de repetición de pulso es $T_p = 1/f_p$, la potencia radar media se relaciona con la potencia pico como:

$$P_{prom} = \frac{P_t \tau}{T_p} = P_t \tau f_p \quad [W] \quad (1.2.2.7.1)$$

La relación P_{prom} / P_t , τ/T_p o $\tau*f_p$ es llamada el "ciclo de trabajo" (13) del radar.

Escribiendo la ecuación radar en términos de la potencia promedio en vez de la potencia pico se obtiene:

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G A_e \sigma \eta E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 F_n (BW\tau) (S/N)_1 f_p} \quad [NM^4] \quad (1.2.2.7.2)$$

El ancho de banda y el ancho de pulso se los coloca unidos ya que usualmente su producto está en el orden de la unidad en muchas de las aplicaciones de radares de pulsos.

1.2.2.8 FRECUENCIA DE REPETICION DE PULSO Y AMBIGÜEDADES EN EL RANGO :

La frecuencia de repetición de pulso (f_p , prf) está determinada principalmente por el máximo rango al cual se desean obtener los ecos. Si el f_p es muy grande, la posibilidad de obtener ecos de pulsos transmitidos incorrectos se incrementa. Los ecos multiple-time-around pueden dar como resultado medidas de rango confusas. Un método para distinguir los ecos multiple-time-around de los ecos no ambiguos es operar con una prf variable. La señal del eco de un blanco en un rango no ambiguo aparecerá en el mismo sitio en una display tipo A-Scope en cada barrido sin importar si la prf es modulada o no. Sin embargo, los ecos de blancos multiple-time-around se esparcirán sobre un rango finito como se muestra en la figura 1.9.c. La prf puede ser cambiada continuamente dentro de límites preestablecidos, o discretamente

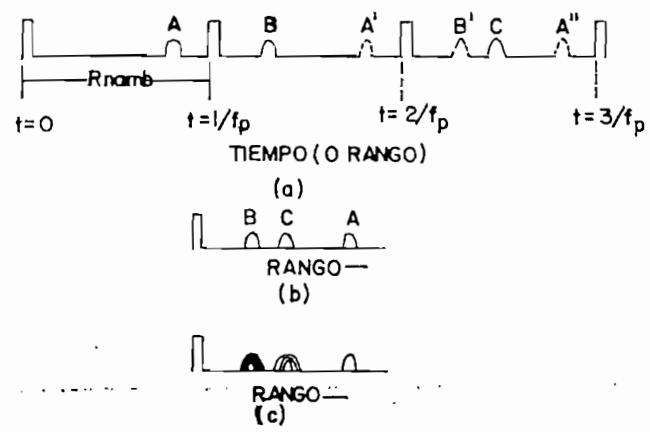


FIGURA 1.9

Ecos multiple-time-around que dan lugar a ambigüedades en el rango. (a) 3 blanco A, B y C, donde A está dentro del R_{namb} y B y C son blancos multiple-time-around; (b) presentación de los 3 blancos en un display tipo A-scope; (c) presentación de 3 blancos en un display tipo A-scope con prf variable.

entre valores predeterminados. El número de prfs de separación dependerá del grado de ecos multiple-time-around. Los blancos second-time-around necesitan solamente 2 prf separados para ser determinados.

En vez de modular la prf, se pueden emplear otros esquemas para marcar; de tal manera que se pueda identificar los ecos second-time-around; tales como cambiar la amplitud del pulso, ancho del pulso, frecuencia, fase o polarización de transmisión

de pulso a pulso. Generalmente, dichas formas, no son prácticas. Una de las limitaciones fundamentales es la sobrerepresentación de blancos cercanos; esto es, blancos terrestres cercanos fuertes (clutter) pueden ser muy grandes y enmascarar blancos multiple-time-around débiles apareciendo en el mismo lugar en las pantallas. También se requiere más tiempo para procesar los datos cuando se resuelven ambigüedades.

1.2.2.9 PARAMETROS DE LA ANTENA :

Casi todos los radares usan antenas directivas para la transmisión y la recepción. En la transmisión, la antena directiva conduce la energía radiada dentro de un haz para mejorar la energía concentrada en la dirección del blanco. La ganancia G de una antena usada para Transmisión es:

$$G(\theta, \phi) = \frac{\text{potencia radiada por unidad de ángulo sólido con azimuth } \theta \text{ y elevación } \phi}{\text{potencia aceptada por el generador de una antena}/4\pi}$$

(1.2.2.9.1)

Nótese que la ganancia de la antena es función de la dirección. Cuando se habla de ganancia de la antena en relación a la ecuación radar, usualmente significa la máxima ganancia G .

Las formas de haz de antena más comúnmente utilizadas en radar son el haz tipo lápiz (Figura 1.10.a) y el haz tipo abanico (Figura 1.10.b). El haz de lápiz es simétricamente axial. El

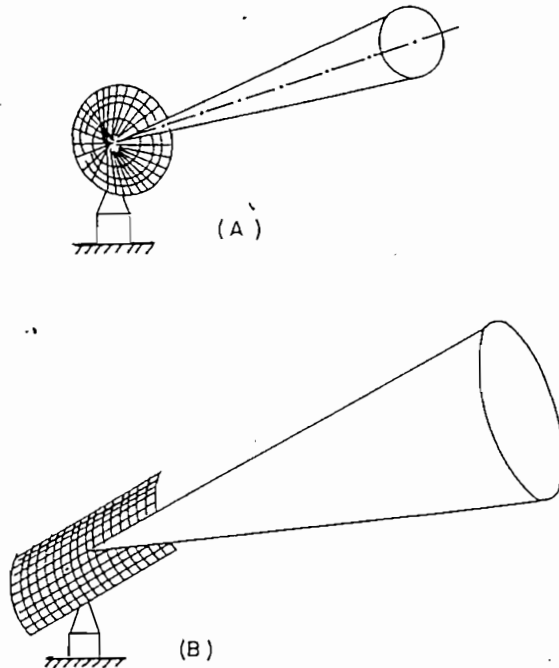


FIG. 1.10 A- DIAGRAMA DE RADIACION TIPO LAPIZ
B- DIAGRAMA DE RADIACION TIPO ABANICO

ancho del haz típico tiene unos pocos grados. El haz de abanico generalmente se usa cuando es necesario medir continuamente la posición angular del blanco en azimuth y elevación, como por ejemplo en los radares de seguimiento de blancos, para el control de proyectiles o guía de misiles. El haz de lapiz puede ser generado con una superficie reflectora metálica en forma de paraboloides de revolución con la energía electromagnética alimentada por una fuente puntual ubicada en el foco. Un método para generar el haz de abanico es usar un reflector parabólico que provea la

correcta relación entre los anchos de haz de elevación y azimuth. Muchos radares de búsqueda de largo alcance colocados en la tierra usan diagramas de radiación tipo abanico con su haz delgado en azimuth y ancho en elevación. El rango al cual una antena con haz de abanico podría rastrear es un compromiso entre la relación a la cual se desea obtener la información de la posición del blanco (rango de datos) y la habilidad de detectar blancos débiles (probabilidad de detección). Desafortunadamente las 2 son opuestas.

La cobertura de un solo haz de abanico usualmente es inadecuada para blancos a grandes alturas cerca del radar. Sin embargo, es posible modificar el diagrama de radiación de la antena para emitir mas energía en los ángulos mas altos. Una técnica para realizar esto, es emplear un haz tipo abanico con una forma proporcional a la cosecante al cuadrado del angulo de elevación. En la antena cosecante cuadrado, la ganancia como una función del ángulo de elevación es:

$$G(\Phi) = G(\Phi_0) \frac{\text{Cosec}^2 \Phi}{\text{Cosec}^2 \Phi_0} \quad \text{para } \Phi_0 < \Phi < \Phi_m \quad (1.2.2.9.2)$$

donde $G(\Phi)$ = ganancia en el ángulo de elevación Φ y Φ_0 y Φ_m son los límites angulares entre los cuales dicho haz sigue una forma Cosec^2 . Esto se aplica en radares aéreos de búsqueda observando blancos aéreos. (En el caso aéreo el ángulo Φ es el ángulo de de-

presión) De $\phi = 0$ a $\phi = \phi_0$, el diagrama de radiación de la antena es similar al de una antena normal; pero de $\phi = \phi_0$ a $\phi = \phi_m$ la ganancia de la antena varía como Cosec^2 . Idealmente, el límite más alto debe ser $\phi_m = 90^\circ$. La antena Cosec^2 puede ser generada por una sección de parábola distorsionada o por una verdadera parábola con un juego de cornetas de alimentación múltiple correctamente diseñadas. El diagrama Cosec^2 puede también ser generado por un arreglo de antenas.

La principal propiedad de la antena Cosec^2 es que la potencia P recibida del eco de un blanco de sección transversal constante a una altitud h también constante es independiente del rango R del blanco de un radar. Substituyendo la ganancia de la antena Cosec^2 (ecuación 1.2.2.9.2) en la ecuación radar simple se obtiene:

$$P_r = \frac{h G^2(\phi_0) \text{Cosec}^4 \phi \pi \sigma}{(4\pi)^3 \text{Cosec}^4 \phi_0 R^4} = \frac{K_i \text{Cosec}^4 \phi}{R^4} \quad [\text{W}] \quad (1.2.2.9.3)$$

donde K_i es una constante. La altura h del blanco se asume constante ya que $\text{Cosec} = R/h$, la potencia recibida será:

$$P_r = K_i/h^4 = K_2 \quad [\text{W}] \quad (1.2.2.9.4)$$

donde K_2 es constante. La señal del eco es de esta manera independiente del rango para un blanco con altitud constante.

En la práctica, la potencia recibida de una antena Cosec^2 no es totalmente independiente del rango por las simplificaciones en las suposiciones realizadas. La sección transversal σ varía con la dirección de la visión, la tierra no es plana, y el diagrama de radiación de cualquier antena real, puede ser hecho solamente aproximando al diagrama Cosec^2 deseado.

La máxima ganancia de una antena se relaciona con su área física A (apertura) por:

$$G = \frac{4\pi A \delta}{\lambda^2} \quad (1.2.2.9.5)$$

donde δ es la eficiencia de la antena y λ la longitud de onda de la energía radiada. La eficiencia de la antena depende de la distribución del campo en la superficie de apertura y la eficiencia del alimentador de la antena. El producto λA es la apertura eficaz A_e . Una antena reflectora típica con una forma parabólica puede producir un ancho de haz aproximadamente igual a:

$$\theta^\circ = \frac{65 \lambda}{l} \quad [^\circ] \quad (1.2.2.9.6)$$

l = dimensión de la antena en el plano del ángulo θ , con λ y l medidas en las mismas unidades. El valor de la constante es en este caso 65 y depende de la distribución de energía en la apertura (iluminación).

1.2.2.10 PERDIDAS DEL SISTEMA:

En la ecuación radar simple se omitió las pérdidas que ocurren dentro del sistema radar. Las pérdidas reducen la relación señal a ruido a la salida del receptor. Existen 2 clases dependiendo si pueden o no ser pronosticadas con antelación teniendo un cierto grado de precisión. Las pérdidas por la forma del haz de la antena, pérdidas colapsantes, pérdidas en las guías de ondas son ejemplos de pérdidas que pueden ser calculadas si se conoce la configuración del sistema. Estas pérdidas no pueden ser ignoradas en cualquier predicción de un rendimiento del radar. Otras pérdidas no sujetas realmente a cálculo las cuales son menos predecibles, entre ellas las debidas a la degradación en el campo o la fatiga y falta de motivación del operador. Las pérdidas asociadas con cada uno de los factores son pequeñas, pero en conjunto pueden ser significativas.

Pérdidas en las guías de Ondas: Además de las pérdidas que ocurren en los cables existe una pérdida adicional en la interfase que conecta la antena giratoria con la línea de transmisión, esta se conoce con el nombre de juntura de rotación. En vista de que se usa la misma línea de transmisión, en la transmisión como en la recepción, las pérdidas ha ser tomadas en cuenta en la ecuación radar son el doble de las generadas por la propia línea de transmisión. La señal también sufre atenuación si pasa por un duplexer. En forma general, si se requiere una mayor aislación con el duplexer, las pérdidas de inserción son mayores. Se entiende

por pérdidas de inserción las pérdidas introducidas cuando el componente es acoplado en la línea de transmisión. Las pérdidas debido a conexiones pobres se deben a las pérdidas de los conectores de las diferentes líneas de transmisión con el sistema.

Pérdidas por la forma del haz: Se asume que la ganancia de la antena en la ecuación radar es constante e igual a su valor máximo. Pero realmente, el tren de pulsos que regresa de un blanco a un radar de rastreo es modulado en amplitud por la forma del haz de la antena. Se requiere calcular la probabilidad de detección, para tomar en cuenta de forma apropiada la modulación del tren de pulsos causada por la forma del haz, asumiendo que se trata de un tren modulado de pulsos antes que pulsos de amplitud constante.

Cuando la antena rastrea lo suficientemente rápido de tal manera que la ganancia en transmisión no es la misma que la de recepción, se debe computar una pérdida adicional llamada "pérdida de rastreo" (14). La pérdida por rastreo puede ser importante para antenas de rastreo rápido o para radares de rango muy grande como los diseñados para explorar objetos extraterrestres.

Pérdidas Limitantes: Las limitaciones en el receptor radar pueden ser menores que la probabilidad de detección. Sin embargo, un receptor radar bien diseñado no limita la señal recibida en circunstancias normales, pantallas de tubo de rayos catódicos moduladas en intensidad como las PPI y las tipo B-Scope tienen un

rango dinámico limitado siendo limitantes. Algunos receptores, pueden emplear límites para propósitos especiales.

Pérdidas Colapsantes: Si el radar fuera a integrar muestras de ruido adicional junto con los pulsos señal ruido deseados, se obtiene una degradación llamada "Perdida Colapsante" debido al ruido introducido. Esto puede ocurrir en displays en los cuales colapsa la información de rangos, como en displays tipo C-Scope los cuales presentan ángulos de elevación vs azimuth. En algunos radares 3D (rango, azimuth y elevación) que presentan las salidas de todas las elevaciones en un display PPI (rango y azimuth), el colapso de la información de un radar 3D en un display 2D nos lleva a una pérdida. Las pérdidas colapsantes pueden ocurrir cuando la salida de un radar de alta resolución son presentadas en un dispositivo cuya resolución es peor que la inherente al radar. También existe perdida colapsante si las salidas de 2 o más receptores radar son combinadas y solamente una contiene la señal y la otra el ruido.

Equipo no Ideal: Se asumió que la potencia transmitida en la ecuación radar era la potencia de salida (sea pico o promedio). Sin embargo, los tubos transmisores no tienen todos la misma calidad, tampoco se espera que un tubo mantenga el mismo rendimiento durante su vida útil. También la potencia no es usualmente uniforme dentro de la banda de operación del dispositivo. Ya sea, por una u otra razón, la potencia transmitida puede ser distinta

de la del valor del diseño. Para permitir estas variaciones se debe introducir un factor de pérdida.

Pérdidas del Operador: Basado en resultados experimentales y empíricos, el factor de eficiencia del operador puede ser expresado como:

$$N_o = 0.7 (P_d)^2 \quad (1.2.2.10.1)$$

donde P_d es la probabilidad de detección de un simple rastreo. Se emplea en un buen operador viendo un PPI bajo buenas condiciones. Su grado de aplicabilidad en otros campos todavía no ha sido definido. Cuando el operador introduce pérdidas en el sistema, no es fácil seleccionar un valor apropiado para calcularlo. La mejor acción es corregir estas pérdidas antes que tolerarlas.

Degradación de Campo: Cuando un radar es operado en el campo, el rendimiento se deteriora aun mas que lo que se podría esperar con las pérdidas anteriores, especialmente cuando el equipo es operado y mantenido por personal inexperto. Los factores que contribuyen a la degradación en el campo son: mala sintonía, tubos defectuosos, agua en las líneas de transmisión, deterioro en la figura de ruido del receptor, mala recuperación de las valvulas TR, pérdidas en las conecciones de los cables, etc.

Para minimizar la degradación de campo, el radar debe incluir un equipo de monitoreo para la potencia de transmisión, figura de ruido del receptor, el espectro y/o la forma del pulso transmitido y el tiempo de decrecimiento de las valvulas TR. Se debe realizar tambien un buen mantenimiento periódico preventivo.

Otros Factores de Pérdidas: Un radar diseñado para discriminar entre blancos móviles y objetos estacionarios (radar MTI), puede introducir pérdidas adicionales sobre otro que no posee esta facilidad. La técnica de discriminación MTI da como resultado una completa pérdida de la sensibilidad para ciertos valores de la velocidad del blanco relativa al radar. Estas son llamadas "velocidades ciegas". Existen otras causas de pérdidas e ineficiencia en el radar. Generalmente, las pérdidas individuales anteriores son pequeñas, pero la suma total puede reducir significativamente el rendimiento de un sistema radar.

1.3. TIPOS DE SISTEMA RADAR

El radar se ha empleado en la tierra, aire, mar y en el espacio. Los radares colocados en tierra han sido utilizados principalmente para detección, localización y seguimiento de aeronaves o blancos en el espacio. Los radares en los barcos son utilizados como ayudas a la navegación y como dispositivos de seguridad para localizar boyas, orillas terrestres, islas, icebergs y otros barcos al igual que para observar aviones. Los radares aé-

reos pueden ser usados para detectar otros aviones, barcos o vehículos terrestres, o pueden ser usados para realizar mapas terrestres, para evitar tormentas, terrenos y navegación. En el espacio, el radar ha asistido en la guía de aparatos espaciales y sensor en forma remota la tierra y el oceano.

El principal usuario y contribuyente al desarrollo del radar ha sido el sector militar, pero su desarrollo civil se ha visto implementado en la navegación aérea y marítima. Un sistema radar puede clasificarse ya sea por su aplicación o por su principio de funcionamiento:

1.3.1 APLICACIONES DEL SISTEMA RADAR:

Las principales aplicaciones de un sistema radar son:

ATC (Control de tráfico aéreo): Este puede subdividirse en radares de vigilancia y radares de aproximación.

Navegación Aeronáutica: Estos sistemas ayudan al piloto de una aeronave a realizar una navegación propia segura permitiéndole evitar la tierra y hacer un seguimiento de ella, dentro de esta se encuentran los radares meteorológicos que permiten determinar las regiones de precipitación y los radares que realizan mapas terrestres.

Seguridad en los Barcos: Permiten evitar tormentas, otros barcos, la costa, icebergs, islas, etc.

Navegación Espacial: Ayudan al seguimiento y rastreo de vehículos espaciales tales como cohetes, satélites, etc.

Sensores Remotos: Todos los radares son sensores remotos, los radares son empleados para sensar objetos geofísicos o el medio ambiente. Las sondas ionosféricas o sondas espaciales son un ejemplo claro de la aplicación del radar como sensor remoto.

Cumplimiento de las Leyes: La policia utiliza los radares para medir la velocidad que tiene un automovil, tambien se emplea como un medio de detección de intrusos.

Aplicaciones Militares: Todas las aplicaciones civiles tienen su origen en la aplicaciones militares, por lo tanto sus aplicaciones son variadas.

1.3.2. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO: Existen dos tipos de sistemas radar de acuerdo a su funcionamiento, estos son:

Radar Primario: Se basa en la reflexión de una onda electromagnética desde un blanco hasta el sistema de tal manera de calcular su rango, azimuth o elevación conocido el tiempo que transcurre la onda en ir y regresar al radar.

Radar Secundario: Se utiliza un sistema transmisor receptor tanto en la aeronave (transponder) como en la base. el Radar Secundario colocado en base, pregunta al transponder sobre su distancia posición y azimuth y este entrega la información para ser procesada por el sistema.

Tanto el radar primario como el secundario necesitan entregar la información despues de ser procesada, la manera más común de hacerlo es usando un display que permite visualizar los resultados del proceso. La figura 1.10 presenta algunas aplicaciones de los Sistemas de Radar.

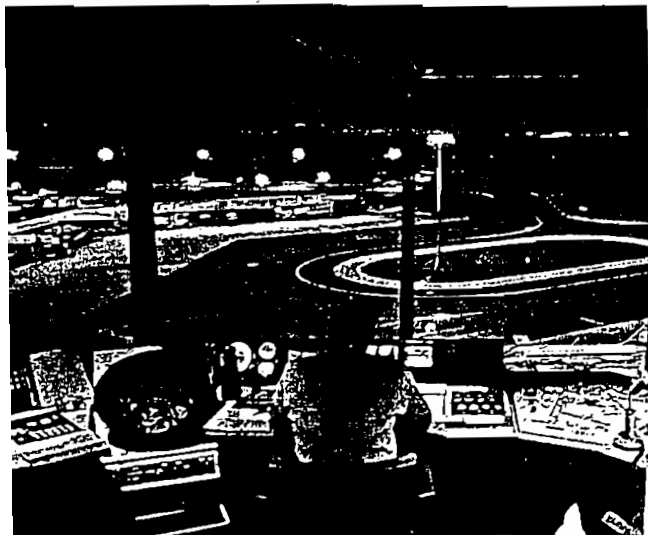
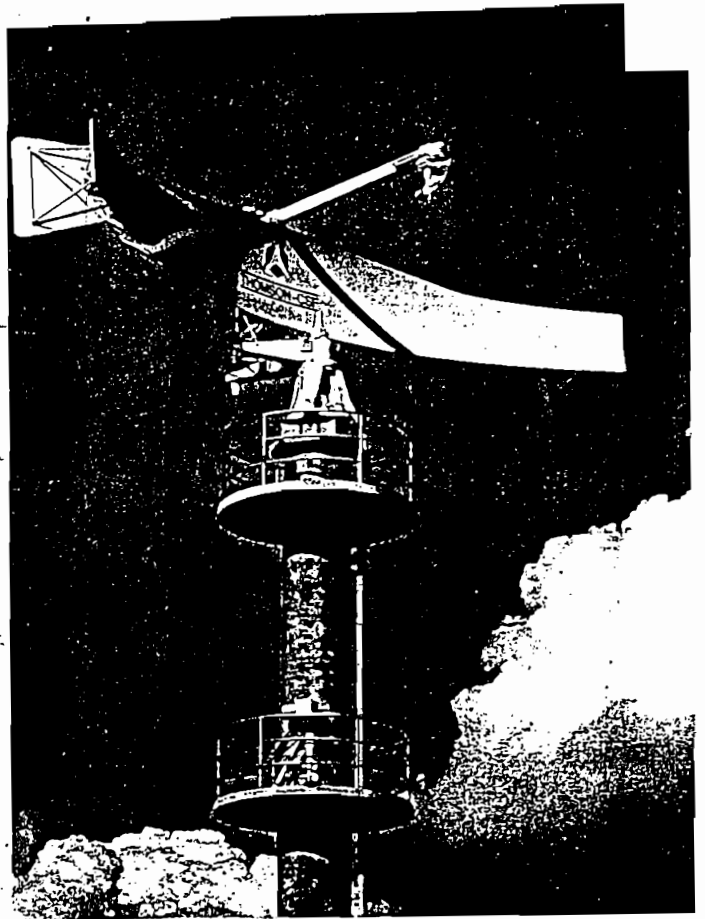
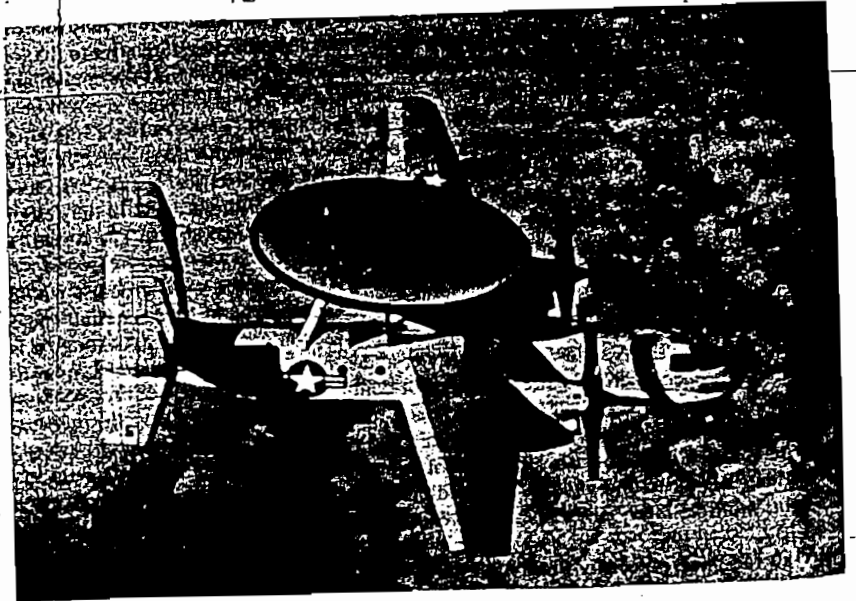


FIGURA 1.11

Aplicaciones de los Sistemas de Radar

CAPITULO No 2**ELEMENTOS DE UN SISTEMA RADAR DE PULSOS**

Generalmente un sistema de aproximación radar está constituido por 4 partes fundamentales: El Radar Primario; el cual haciendo uso de la propiedad que poseen las ondas electromagnéticas de reflejarse en objetos metálicos y midiendo el tiempo que se demora esta en ir y regresar de un objeto reflectante, se puede determinar su distancia y su posición respecto a un sitio conocido. El Radar Secundario que es un sistema que trabaja con la ayuda de un Transmisor Receptor colocado en un avión al que se lo conoce como Transpondedor, el Radar Secundario pregunta al Transpondedor sobre la información de rango, azimuth y altura, pudiendo en forma adicional proveer otro tipo de información; el Transpondedor entrega la información codificada al Radar Secundario y este se encarga de decodificarla y enviarla al computador para ser procesada y dirigida a las pantallas de radar las cuales proveen la presentación visual de todo el tráfico aéreo presente a cada momento en el rango de cobertura del radar. Aunque no como parte constitutiva del proceso de detección de aeronaves, el sistema de comunicaciones en un sistema radar es de vital importancia para el control de tránsito aéreo. En la figura 2.1 se presenta un diagrama de bloques de un sistema radar de pulsos:

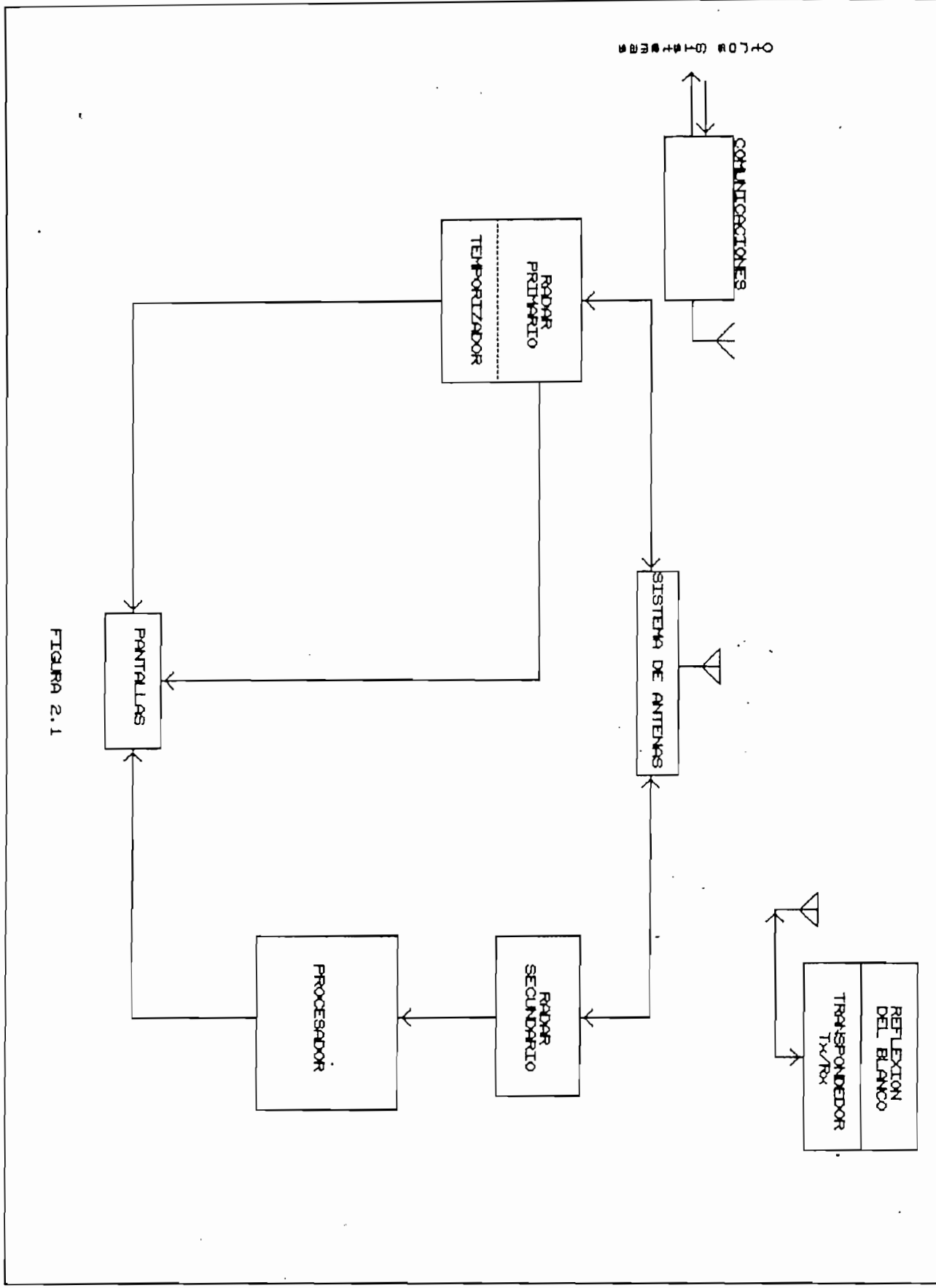


FIGURA 2.1

dependiendo de los requerimientos específicos del cliente y de las facilidades que preste el fabricante, la configuración presentada anteriormente variará.

2.1 EL RADAR PRIMARIO

En forma general, un Radar Primario de pulsos puede ser representado por el diagrama de bloques de la figura 2.2. En este diagrama se presentan las formas de onda en cada una de las etapas.

El Sistema de Temporización Maestro: Produce pulsos regulares de sincronización que determinan el número de pulsos transmitidos por segundo y los instantes en los cuales son producidos. También provee pulsos similares que controlan el inicio del generador de la base de tiempos en las pantallas para de esta manera sincronizar la base de tiempos con el disparo del Transmisor. El número de pulsos transmitidos por segundo es la frecuencia de repetición de pulsos o prf. La forma de onda producida por el sistema de temporización maestro es una onda de video. Generalmente se lo encuentra incluido en el Transmisor.

El Transmisor: Produce pulsos de alta energía de radiofrecuencia y determina la duración del pulso. Los valores de un radar típico están en el orden de 1000 pulsos por segundo (pps)

con una duración de pulso (P.D.) de $1\mu s$ (II).

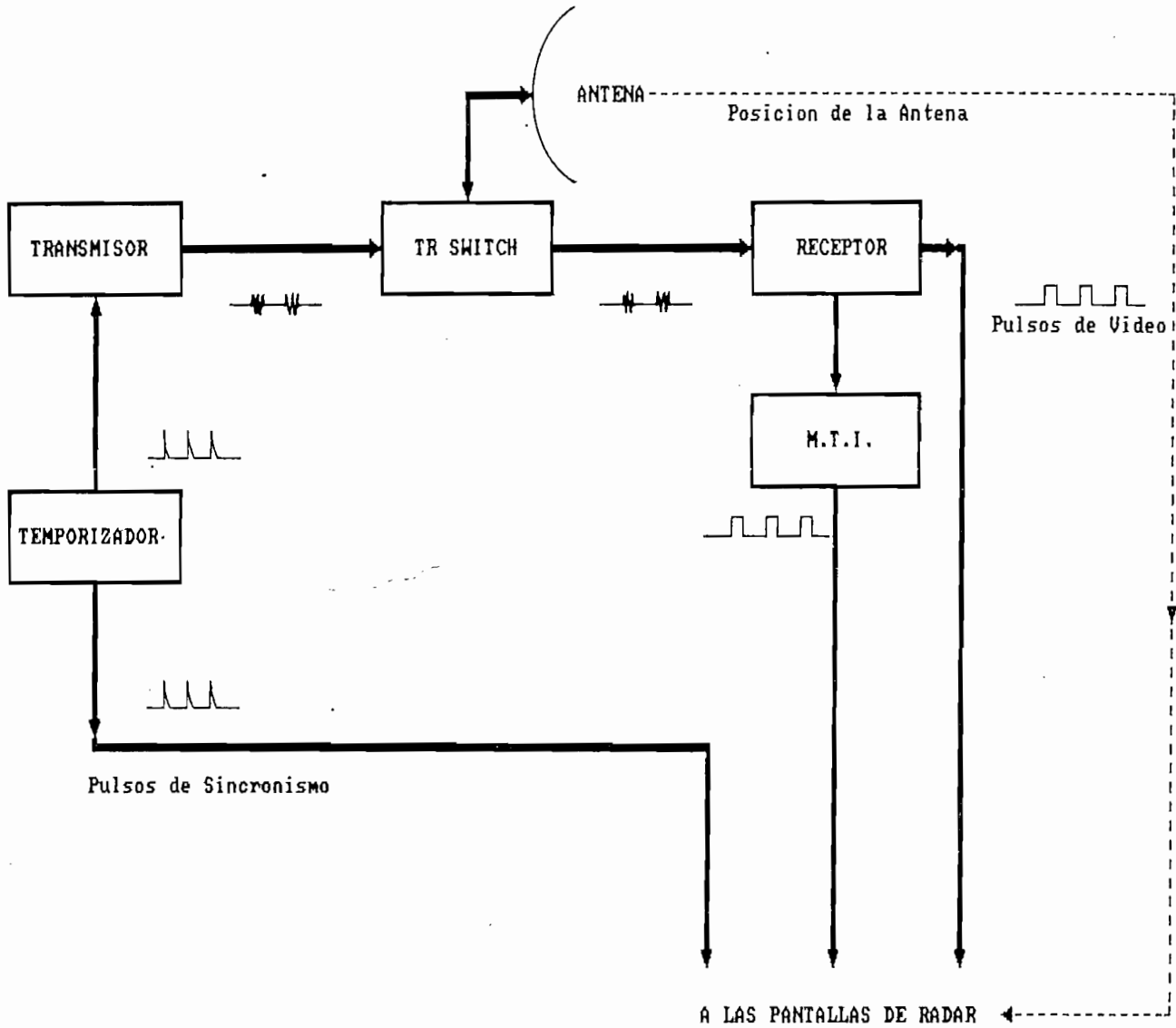


FIGURA 2.2.

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RADAR PRIMARIO

El Transmisor contiene un oscilador que produce la forma de onda de radiofrecuencia y un modulador que pone o retira la r.f. para formar los pulsos. Algunas veces, la modulación es a bajo nivel, en cuyo caso, la onda modulada requiere amplificación después de la transmisión; cuando la modulación es de alto nivel,

no se necesita amplificaciones posteriores. El modulador junto con el Transmisor determinan la duración del pulso. Los pulsos transmitidos consisten de una portadora de rf, que modula en amplitud a los pulsos de video, siendo necesaria la portadora para llevar los pulsos a través del espacio. Las frecuencias de las portadoras de radar van desde aproximadamente los 400 MHz a los 40 GHz (III).

Antena: La función de la antena es la de dirigir las ondas de radio al espacio y recuperar los ecos que regresan del espacio. La radiación es usualmente transmitida en forma de un haz, para que de esta manera se pueda medir la dirección del blanco. El haz puede ser rastreado por el movimiento de la antena o por medios electrónicos. Generalmente se usa una sola antena para la transmisión y recepción.

TR (transmit - receive) switch: El TR switch es un dispositivo electrónico que desconecta el Receptor de la antena cuando se dispara el Transmisor, previniendo daños al Receptor. También conecta la antena solamente al Receptor cuando no se dispara el Transmisor impidiendo que los ecos sean absorbidos por el Transmisor.

Receptor: El Receptor amplifica los ecos débiles provenientes de los blancos y demodula los pulsos resultantes de rf para producir pulsos de video que son aplicados a los tubos de

rayos catódicos de las pantallas de radar.

Enlace de Posición de la Antena: Este enlace entre la antena y los displays permite obtener la información de la posición de la antena en pantallas tipo rhi o ppi. Se puede usar algunas veces en displays ubicados en posiciones remotas tales como los Selsyn (IV).

Video Procesado M.T.I. (Moving Target Indicator): El Indicador de blancos móviles o M.T.I. permite discriminar entre los blancos fijos y los objetos móviles. El M.T.I. procesa la información de los ecos recibidos en el Receptor y permite el paso solamente de los ecos que varían en azimuth y rango que son los de interés para la detección. Los ecos fijos tales como montañas o ciudades en los alrededores, son eliminados.

2.1.1 EL TRANSMISOR

Analizando la ecuación radar clásica (capítulo 1), se determina que la potencia transmitida depende de la cuarta potencia del rango de detección. Si se desea duplicar el rango de detección de un radar, se debe incrementar la potencia transmitida en 16 veces la potencia inicial. El escoger un adecuado Transmisor, además de cumplir con las especificaciones de potencia requerida, depende entre otras cosas del tipo de aplicación, método de operación del sistema radar, el sitio en el cual trabajará el radar

tal como en una estación terrestre, vehículos terrestres, barcos, aviones o vehículos espaciales. Otras consideraciones incluyen el tamaño y peso, protección contra alto voltaje y rayos X, requerimientos de modulación y metodos de enfriamiento. El Transmisor es la parte mas importante de un sistema radar ya que por su tamaño, costo, precisión y mantenimiento afecta directamente al tamaño, costo, precisión y mantenimiento de todo el sistema radar.

El propósito de un Transmisor de pulsos es el de generar pulsos de corta duración de alta potencia de RF, igualmente espaciados. Dichos pulsos deben ser de forma bien definida para obtener precisión en la medición de distancia y buena discriminación de los blancos.

En forma simplificada, el Transmisor se lo puede representar como se muestra en la figura 2.3.

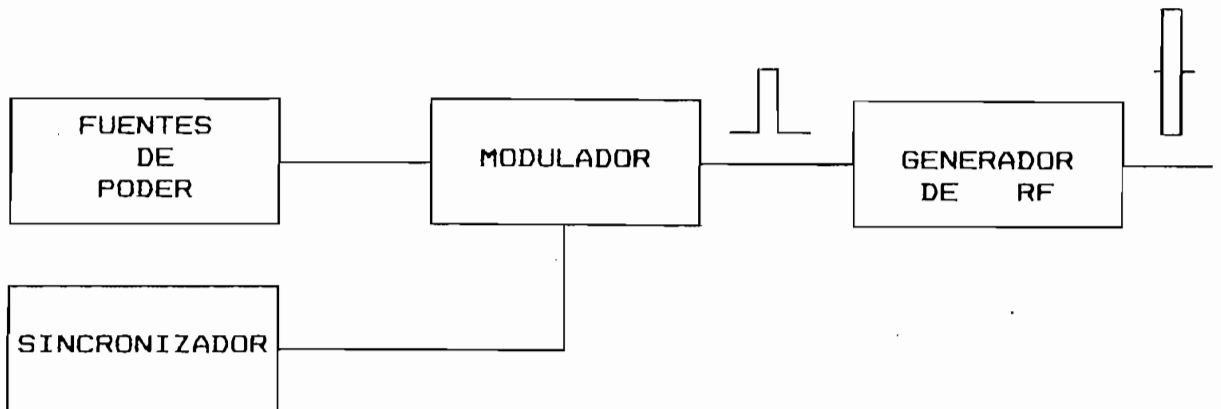


FIGURA 2.3.
DIAGRAMA DE BLOQUES DEL TRANSMISOR DEL RADAR PRIMARIO

2.1.1.1 SINCRONIZADOR:

Es el componente del radar que genera todos los triggers y pulsos de sincronización requeridos por el radar. En otras palabras, produce: el PRF, pulsos de sincronismo para disparar: el Transmisor, el barrido del display o cualquier otro componente sincronizado como en el Radar Secundario. Debe ser capaz de producir PRF escalonado (Staggered) si el MTI forma parte del sistema y variar el PRI como una ECCM (V). Por las razones citadas anteriormente, el Sistema de Sincronismo debe ser muy preciso. Una muestra típica de los pulsos producidos por esta unidad se indica en la figura 2.4.



FIGURA 2.4.
PULSOS PRODUCIDOS POR EL SINCRONIZADOR

El pulso No 1 es el comienzo del PRI. El pulso No 2 es el pretrigger del Secundario, el tiempo entre los pulsos 1 y 2 depende del sistema en particular. El pulso No 3 es el pretrigger de las pantallas, el tiempo entre los pulsos 2 y 3 puede variar de 2 a 60 μ s. El pulso No 4 es el pulso de disparo del Transmisor del Radar Primario; después del pulso No 4 debe dejarse el tiempo suficiente para poder mostrar en pantalla el alcance máximo de

radar, y luego un espacio de tiempo que se lo conoce como tiempo muerto y que corresponde al Flyback de la pantalla, tiempo de recuperación de las bobinas del display, etc. Los pulsos Nos. 5, 6, 7 y 8 son pulsos utilizados para determinar el comienzo del próximo PRI escalonado. Cuando se usa circuitos MTI en un radar, y a fin de eliminar las velocidades ciegas, es necesario que el circuito de Sincronismo genere PRI escalonados (VI).

2.1.1.2 MODULADOR:

El modulador es el encargado de controlar el oscilador de potencia, o la etapa final de potencia, conectándolo o desconectándolo (ON-OFF). Esto permite que el oscilador del Transmisor o la etapa final produzcan pulsos de RF de alta potencia que se aplican a la antena.

Dependiendo de la potencia de salida, el PRF y la duración de pulso del radar, los moduladores pueden adoptar distintas formas; pero básicamente, todos ellos trabajan en el principio de una válvula, o actualmente, un circuito de estado sólido usado como switch.

2.1.1.3 FUENTES DE ALIMENTACION:

Para poder manejar los distintos elementos del Transmisor, se requiere de diferentes fuentes de alimentación. Estas

incluyen: Fuentes de alta tensión, baja tensión, polarización y fuentes de EHT de varios Kilovoltios para poder operar al modulador y la etapa final de amplificación.

2.1.1.4 GENERADOR DE RF:

Es la fuente de energía de Radiofrecuencia. Produce frecuencias de portadora que son mucho mas altas que las usualmente ocupadas para comunicaciones. Dependiendo del tipo de Transmisor utilizado, el generador de RF puede estar constituido por un tubo Klystron; un tubo de onda viajera (TWT) o un magnetrón (VII). Actualmente se ha reemplazado las válvulas electrónicas con etapas de amplificación de RF realizadas con circuitos de estado sólido.

2.1.1.5 TIPOS DE TRANSMISORES:

Existen dos tipos de transmisores usados en las instalaciones de radar.

2.1.1.5.1 TRANSMISORES MOPA:

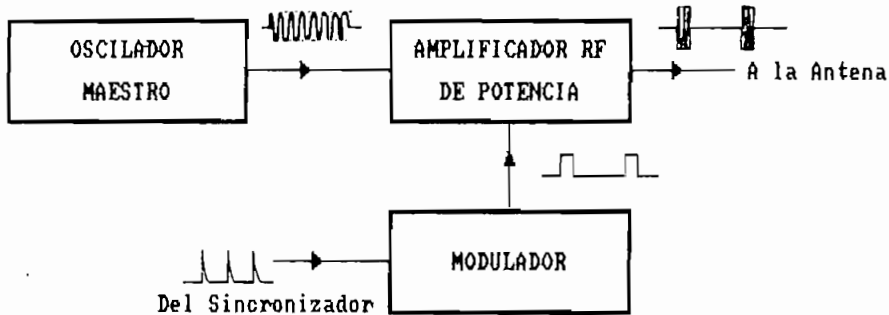
En este tipo de Transmisor, el generador de RF es un oscilador de baja potencia (oscilador maestro). Su salida es amplificada por una serie de amplificadores de potencia y, en algunas de las etapas, es modulada en pulsos por el modulador. La potencia pico a la salida es determinada por la etapa final de amplificación de potencia.

El diagrama de bloques de un Transmisor MOPA simple se muestra en la figura 2.5.a. El amplificador de RF de potencia es usualmente una cadena de amplificadores y el modulador opera en un amplificador conveniente dentro de la cadena. En muchos casos, el amplificador final de potencia es modulado y esto requiere un modulador de alta potencia. Algunas veces, la RF se obtiene de un oscilador maestro seguido de varias etapas de multiplicadores de frecuencia, usualmente de bajo nivel y, la modulación se lleva a cabo en una etapa apropiada de multiplicación de frecuencia. La figura 2.5.b. ilustra este tipo de arreglo. En la figura 2.5.a., el tipo de oscilador maestro depende de la frecuencia de transmisión. Para radares UHF, podría ser una valvula osciladora de discos paralelos coaxiales. Para radares de microondas y en la banda L, podría ser un klystron de doble cavidad, un reflex Klystron o también, un diodo Gunn.

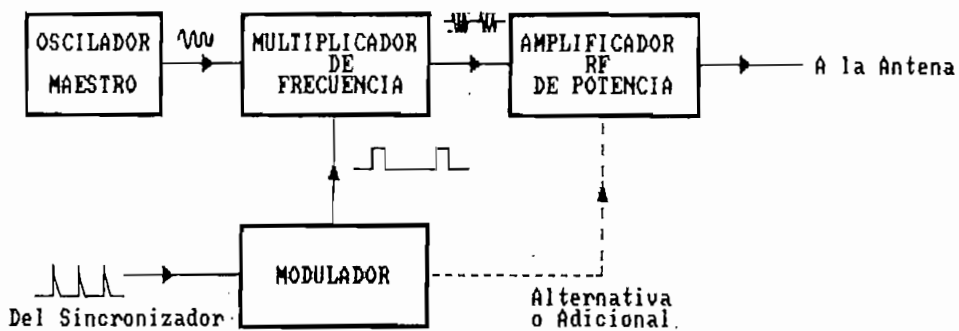
Para el sistema de la figura 2.5.b., el oscilador maestro puede ser un oscilador a transistores (ej. Oscilador Collpits o un cristal) o un circuito oscilador de valvulas. Los multiplicadores de frecuencia pueden ser transistores o valvulas duplicadoras o triplicadoras, haciendo uso de valvulas convencionales a bajas frecuencias y valvulas planares cuando se utiliza UHF.

Cuando se requiere multiplicación en la región de las microondas, se utilizan varactores. Los amplificadores de potencia de RF pueden ser amplificadores coaxiales usando valvulas de

discos paralelos en UHF o, Klystrons multicavidad en las longitudes de onda centimétricas.



a. DIAGRAMA DE BLOQUES BASICO



b. TRANSMISOR USANDO MULTIPLICACION DE FRECUENCIA

FIGURA 2.5: DIAGRAMAS DE BLOQUES DEL TRANSMISOR TIPO MOPA

El tipo de modulador usado depende del nivel de potencia al cual se produce la modulación. Si la modulación es a bajo nivel, puede usarse un circuito generador de pulsos tal como un oscilador de relajación. Si se usa modulación de alto nivel, es posible amplificar la forma de onda de un amplificador de relajación en un amplificador de potencia de pulsos y usar este para

modular la forma de onda de RF, pero este método es realizable sólomente en radares de mediana y baja potencia. Para radares de alta potencia el modulador casi siempre consiste de un modulador P.F.N. (Pulse Forming Network) (VIII).

2.1.1.5.2: OSCILADORES DE ALTA POTENCIA:

En este tipo, el oscilador de RF produce directamente la potencia de salida y es modulada por un modulador de alta potencia. La potencia pico de salida es determinada por el modulador.

El oscilador de potencia es invariablemente un magnetrón y los transmisores osciladores de alta potencia son casi siempre denominados transmisores tipo magnetrón. El modulador switchea el voltaje anodo-catodo entre encendido y apagado para producir los pulsos de RF. En la figura 2.6, se muestran dos diagramas de bloques, que solo difieren en sus arreglos de modulación. Los moduladores son del mismo tipo de los mencionados en los transmisores MOPA. La potencia de salida es derivada del modulador, el cual debe ser capaz de producir la potencia requerida. Debido a que los magnetrones son muy inconvenientes en UHF, casi todos los radares de UHF son del tipo MOPA.

2.1.1.5.3 DIFERENCIAS ENTRE LOS DOS TIPOS DE TRANSMISORES: Los transmisores MOPA y los osciladores de alta potencia tienen ventajas y desventajas entre sí; las cuales detallamos a continuación:

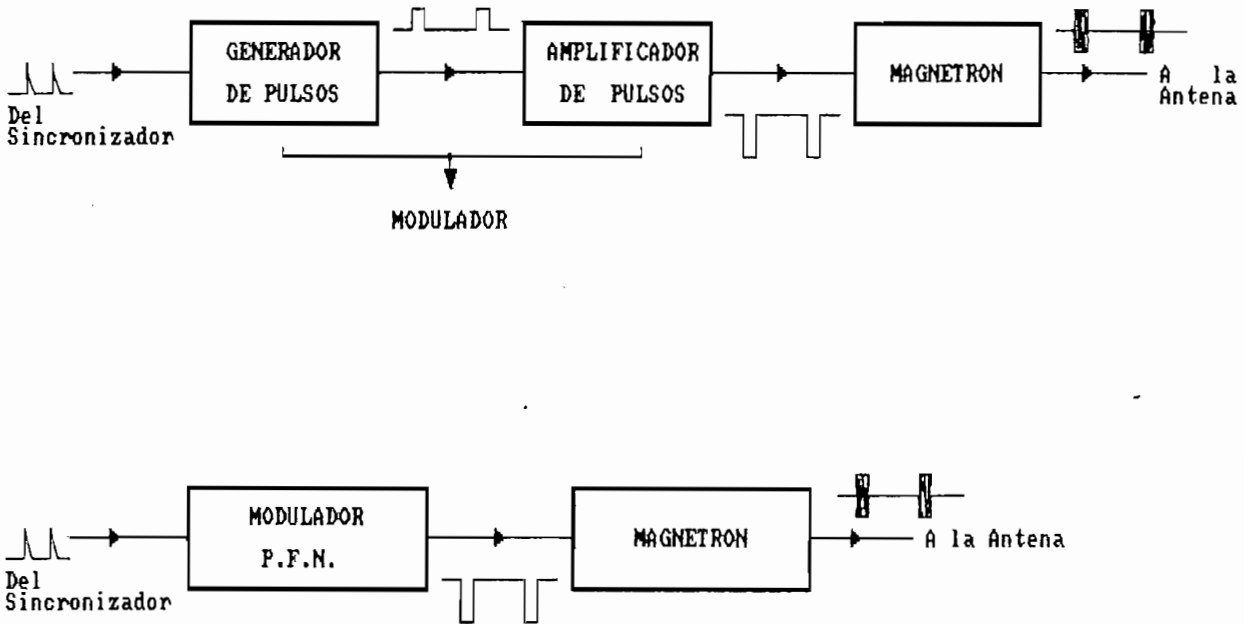


FIGURA 2.6 TRANSMISORES OSCILADORES DE ALTA POTENCIA

a) Precisión y estabilidad de frecuencia: El sistema MOPA tiene una mejor precisión y estabilidad de la frecuencia portadora. Los transmisores radar no necesitan ser muy exactos en su frecuencia transmitida, así, un radar en la banda S puede operar sin problemas a 2.9 GHz o 3.1 GHz, suponiendo que la sintonía ha sido ajustada convenientemente. Se debe tener precaución para evitar interferencias de transmisores cercanos separando sus frecuencias transmitidas. Es muy importante mantener la estabilidad en la frecuencia, ya que si asumimos que el oscilador local del Receptor es de frecuencia fija, cualquier variación en la frecuencia

transmitida modificará la frecuencia intermedia del Receptor, lo que resultaría en una pérdida de los ecos recibidos.

b) Coherencia de fase: La relación de fase de pulso a pulso es constante en los transmisores MOPA, mientras que un magnetrón se dispara con fase aleatoria para pulsos sucesivos. Esto es de suma importancia cuando se trabaja con radares MTI.

c) Complejidad: Las cadenas de amplificadores de potencia en transmisores MOPA introducen problemas de temporización del trigger, acoplamiento, aislación de etapas para prevenir realimentaciones no deseadas, mantenimiento preventivo para mantener constante la potencia de salida y la confiabilidad del sistema.

d) Potencia de salida: Los transmisores MOPA pueden producir potencias medias mas altas que los transmisores osciladores de alta potencia. La máxima potencia promedio transmitida se relaciona con la disipación de calor permisible; los amplificadores de potencia como los triodos, TWT y Klystron multicavidad pueden disipar mas energía calórica que los magnetrones. Por lo que los radares MOPA pueden utilizar duraciones de pulso mayores que los radares de magnetrón; obteniéndose más energía por pulso para una potencia pico dada y un ancho de banda mas delgado, dando como resultado un mayor rango teórico máximo. En los dos tipos de transmisores la potencia pico está limitada por el voltaje de ruptura, por ejemplo arco entre los electrodos de las válvulas

y/o en las guías de ondas. Los radares MOPA muy rara vez se utilizan en la banda X y en frecuencias mas altas, ya que el rendimiento de los magnetrones es mejor que el de los Klystrons multicavidad en esta gama de frecuencias.

En forma general, los transmisores MOPA son preferidos cuando se tiene altos ciclos de trabajo, aún cuando se empleen duraciones de pulso grandes; cuando se usan grupos de pulsos se prefieren transmisores de magnetrones pues su ciclo de trabajo es pequeño. De todos modos esta no es una decisión única pues se deberían tomar en cuenta otros factores para escoger de manera exacta el tipo de Transmisor a utilizar.

2.1.2 EL RECEPTOR

El Receptor en un radar de pulsos, debería cumplir 4 funciones básicas:

- a. Amplificar los ecos provenientes del blanco a un nivel utilizable en las pantallas de radar.
- b. Convertir la RF de los pulsos del eco en pulsos de video para las pantallas.
- c. Preservar la forma del pulso para obtener precisión en la medición del rango y su discriminación.
- d. Filtrar las señales recibidas para eliminar cualquier señal no deseada.

El primer requerimiento se lo obtiene con un Receptor de alta ganancia y bajo ruido. El segundo tiene que ver con la demodulación y la amplificación del video. El tercer requerimiento significa que es necesario un ancho de banda grande y el cuarto involucra técnicas especiales de filtrado.

Para obtener la alta ganancia requerida, casi siempre se usa un Receptor superheterodino y la mayoría de las ampli-ficaciones tienen lugar a una frecuencia intermedia fija.

Ya que la señal de los ecos a la entrada del Receptor puede ser del orden de los microvoltios y el nivel de voltaje requerido en los displays es mucho mayor, la ganancia de voltaje tendría que ser tan grande como 120 dB o más. En la figura 2.7 se presenta el diagrama de bloques típico de un Receptor, con las formas de onda en cada una de sus etapas.

2.1.2.1 TR SWITCH:

Es el dispositivo encargado de separar las señales transmitidas de las recibidas protegiendo al Receptor de señales muy fuertes provenientes de Transmisor el momento que este envía los pulsos de RF de alta potencia al espacio.

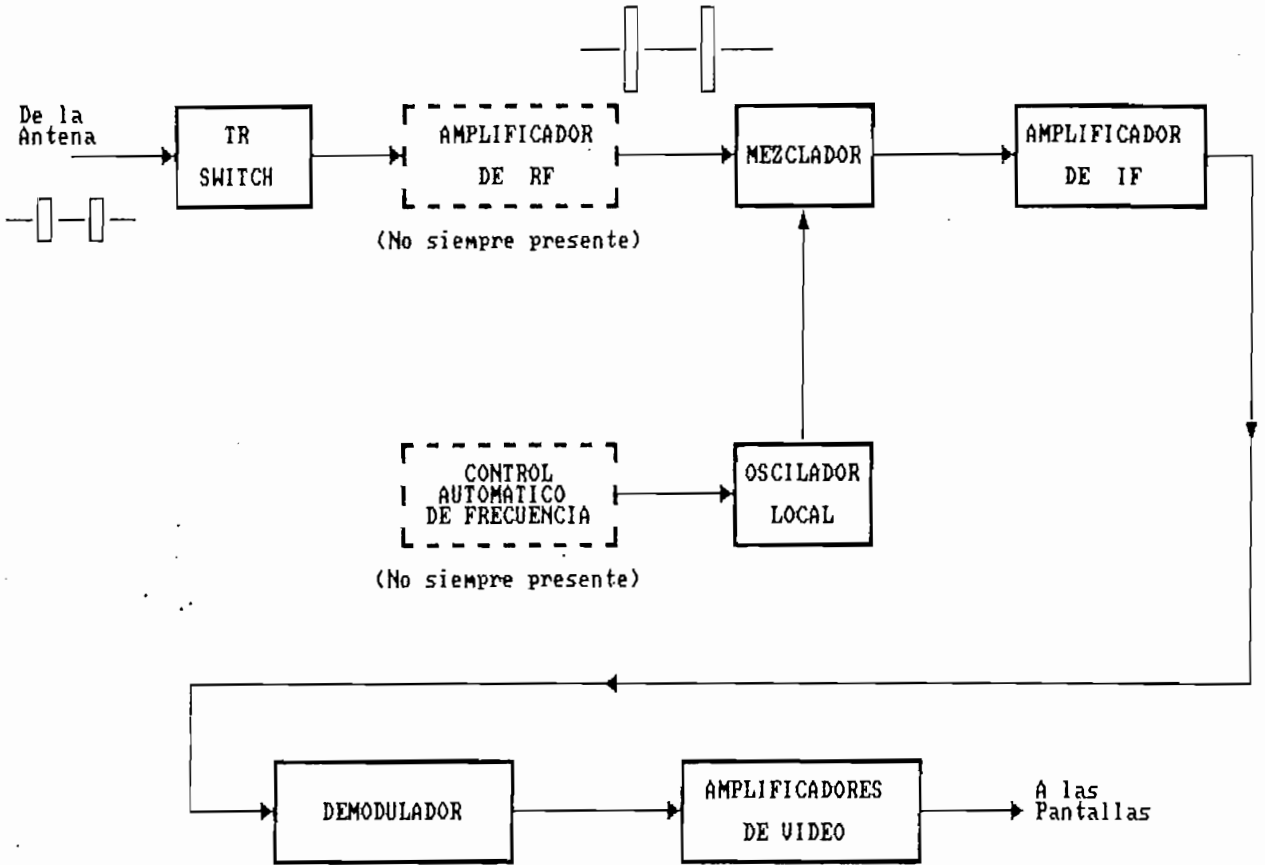


FIGURA 2.7 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN RECEPTOR RADAR

2.1.2.2 AMPLIFICADORES DE RF:

En un Receptor radar, el amplificador de RF trabaja con señales muy débiles, las mismas que deben ser diferenciadas del ruido y amplificadas. Es por esto, que es necesario que los amplificadores de RF deben ser de mínimo ruido y poseer una alta

ganancia. El tipo de amplificador de RF utilizado dependerá principalmente de la frecuencia. En UHF se puede utilizar triodos planares que tienen bajo factor de ruido ya que no generan ruido de partición (IX) cuando operan en clase A. También podemos mantener un nivel de ruido bajo usando valores de resistencia de carga pequeños, que minimizan el ruido térmico. La ganancia del amplificador usando un solo triodo planar es pequeña pero podría de alguna manera ser incrementada usando un circuito de amplificación en cascada. Los amplificadores paramétricos pueden ser usados en las frecuencias de UHF.

Para la amplificación de RF en las microondas se utilizan principalmente dos dispositivos, el amplificador paramétrico y el tubo de ondas viajeras (TWT). En la banda X, el obtener amplificadores de bajo ruido es difícil, pero ya que los radares de banda X son de muy corto rango, no es necesario tener un amplificador de RF pues las señales recibidas son fuertes.

2.1.2.3 OSCILADOR LOCAL Y MEZCLADOR:

Un cambiador de frecuencias consiste de 2 etapas, el oscilador local y el mezclador, este se encarga de convertir los pulsos de RF de la señal en pulsos de IF. La frecuencia del oscilador local difiere de la frecuencia de la señal por la frecuencia intermedia, que típicamente se encuentra entre 10 y 90 MHz y el oscilador local puede ser un reflex klystron, un oscilador a

cristal con una cadena de multiplicadores de frecuencia para UHF o microondas, un oscilador a triodos para UHF o un dispositivo de efecto Gunn para microondas. Los dispositivos mas comunes para mezcla son los diodos de punto de contacto o actualmente los diodos Schottky cuya principal ventaja es su baja capacitancia.

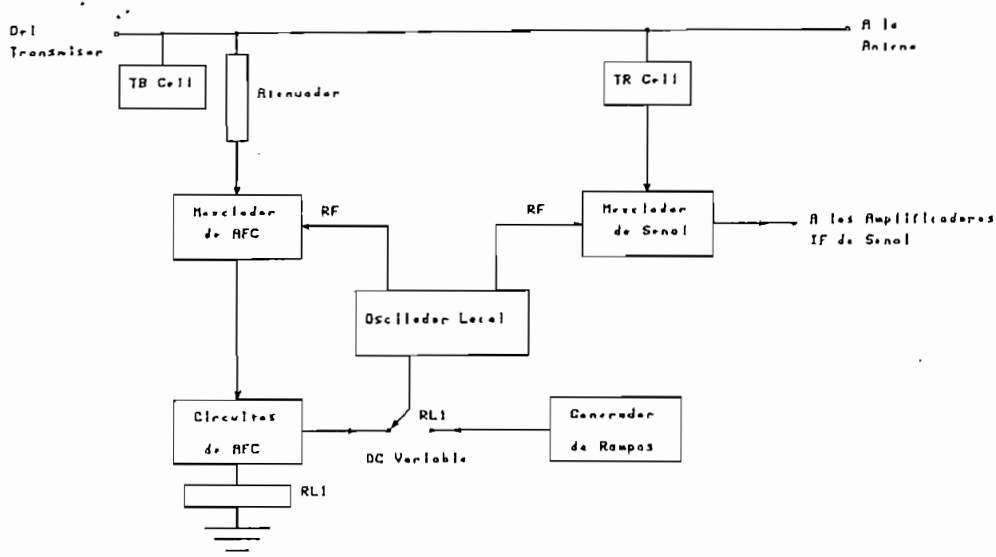
2.1.2.4 CONTROL AUTOMATICO DE FRECUENCIA (AFC):

Los amplificadores de IF están sintonizados a una frecuencia fija, ya que la frecuencia intermedia debe ser mantenida en su valor correcto aún si el Transmisor se desvía en frecuencia. La causa mas común de desplazamiento de frecuencia en los transmisores osciladores de alta potencia se debe a los cambios de temperatura en el magnetrón mientras se calienta. El oscilador local debe variar en función de la frecuencia transmitida a fin de conservar una diferencia de frecuencia constante, que es la IF. El AFC permite al oscilador local seguir las variaciones en la frecuencia transmitida.

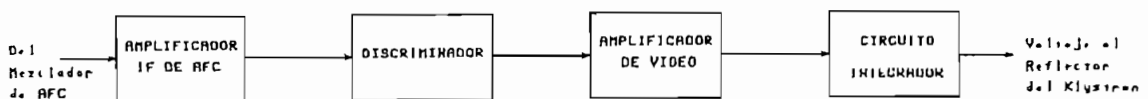
En los transmisores MOPA, la estabilidad de frecuencia es muy superior a los transmisores que usan magnetrones, por lo cual el AFC en la mayoría de veces es innecesario.

La figura 2.8 presenta un diagrama de bloques de un sistema AFC. Se obtiene una pequeña muestra de la señal transmitida; usualmente de un acoplador direccional y un atenuador, la cual es alimentada a un diodo mezclador de cristal, conocido con el

nombre de mezclador de AFC. Este es alimentado por el mismo oscilador local que opera con las señales recibidas de los ecos en el mezclador de señales. La salida del mezclador de AFC consiste de pulsos de IF que tienen la correcta frecuencia portadora si la operación es correcta, pero tienen una frecuencia portadora incorrecta si la frecuencia transmitida varía. Estos pulsos pasan a través de los circuitos de AFC y finalmente producen un voltaje DC negativo que se aplica al reflector del Klystron.



a. DIAGRAMA DE BLOQUES



b. CIRCUITOS AFC

Los circuitos de AFC despues del mezclador de AFC, amplifican los pulsos de IF y se aplican a un discriminador; si la frecuencia es correcta, no hay respuesta en el discriminador y el voltaje reflector del klystron permanece invariable; si la frecuencia es incorrecta, el discriminador entrega a la salida pulsos de video positivos o negativos dependiendo si la frecuencia es muy alta o muy baja respectivamente. Despues de la amplificación, estos pulsos de video son aplicados a un circuito integrador que produce voltajes DC positivos o negativos que son proporcionales al error en frecuencia. Este voltaje estacionario modifica el voltaje negativo de reflector, en cuya forma se altera la frecuencia del klystron hasta reducir el error a cero. Algunas veces un circuito de barrido, que puede ser un simple generador de base de tiempos, es incorporado al final de la cadena de etapas. Su propósito es entregar el voltaje del klystron dentro del rango del discriminador, si la frecuencia transmitida entrega una frecuencia intermedia que está fuera de la respuesta del discriminador. Una vez que el discriminador opera, en el Transmisor, se mantiene la frecuencia del oscilador local invariable.

2.1.2.5 AMPLIFICADORES DE FRECUENCIA INTERMEDIA:

La salida del mezclador de señal consiste de pulsos de IF que son alimentados por medio de una linea coaxial a las etapas del amplificador de IF. Las técnicas tanto para radares de microondas como en UHF son similares para señales que han sido

trasladadas a la frecuencia intermedia. La salida del mezclador es todavía muy pequeña en amplitud, aún si el radar tiene un amplificador de RF, su ganancia será baja. Razón por la cual, el ruido sigue siendo un problema a la entrada de las etapas de IF debiéndose tomar precauciones para conservar el factor de ruido bajo. En muchos radares, los displays se encuentran a alguna distancia de la antena siendo llevadas usualmente las señales a través de cables coaxiales en forma de pulsos de IF. Por lo tanto, se requiere cierta amplificación antes que sea posible la transmisión; para lo cual es común colocar 2 o 3 etapas de amplificación de IF cerca de la antena conocidas con el nombre de Cabeza de RF o Amplificador Previo y el resto de etapas de IF está localizada cerca de los displays. Usualmente, la cabeza de RF contiene en la transmisión: el modulador y el magnetrón o el amplificador final de potencia para radares MOPA; el sistema de TR; en la recepción: el amplificador de RF, el cambiador de fase y las primeras etapas de amplificación de IF.

Los amplificadores de IF proveen la ganancia de voltaje mas elevada en el Receptor, incrementando los niveles de voltaje desde fracciones de milivoltios a decenas de voltios.

2.1.2.6 DEMODULADOR:

La salida del amplificador final de IF al demodulador consiste de pulsos de IF con amplitud de unos pocos voltios. La

señal a la salida del demodulador el que generalmente es un simple diodo detector tiene 3 componentes:

- a. La forma de onda de video requerida. El valor medio de esta forma de onda debe ser puesto a cero antes de aplicarlo a la próxima etapa para no afectar ninguna polarización.
- b. Una componente DC de valor igual al valor medio. Esta es removida por un capacitor de bloqueo.
- c. Rizado de IF. Causado por el proceso de demodulación. Se lo remueve con un filtro LC.

2.1.2.7 AMPLIFICADORES DE VIDEO:

Los pulsos de video obtenidos del demodulador son amplificados en el amplificador de video. El rango de las frecuencias contenidas en la señal de video va desde la frecuencia fundamental, que es el PRF del radar con unos cientos de Hz, hasta la frecuencia mas alta determinada por el ancho de banda del Receptor (varios MHz) (Figura 2.9). Para poder cubrir toda esta gama de frecuencias es necesario utilizar un amplificador desintonizado.

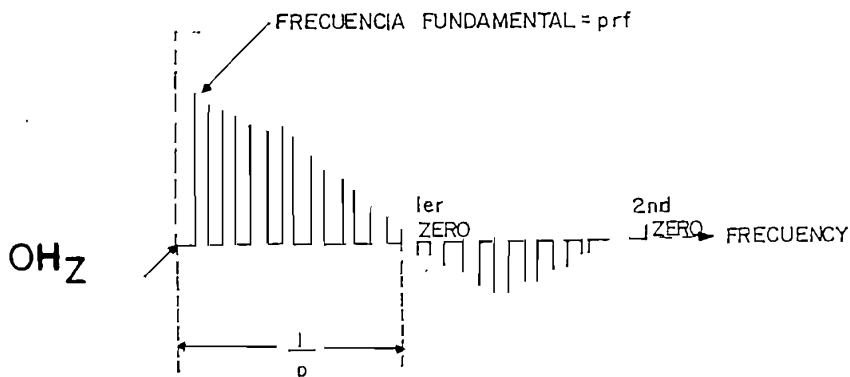


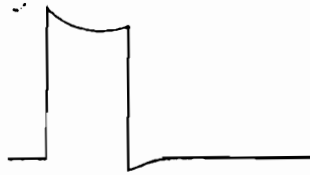
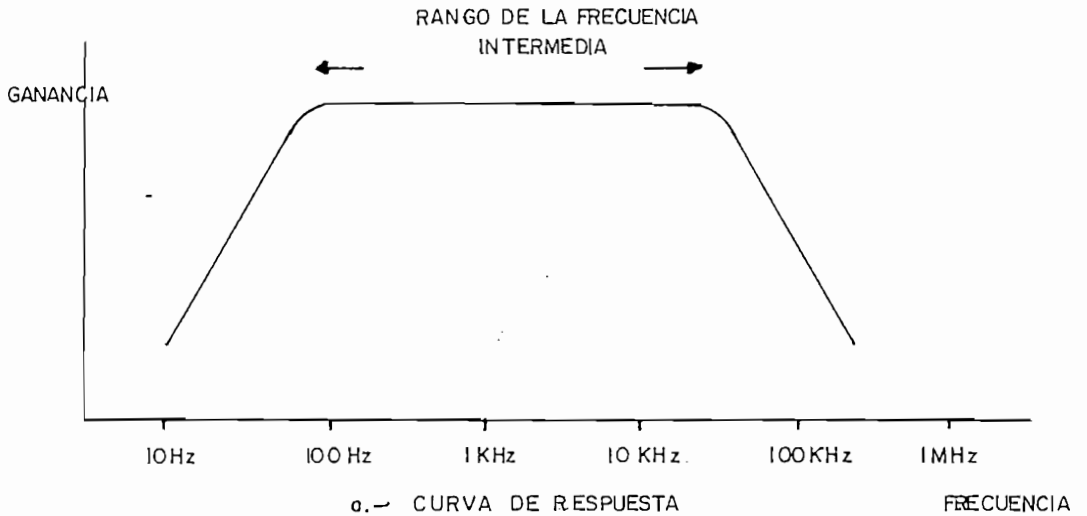
FIG 2.9

ESPECTRO DE FRECUENCIA DE UN PULSO DE VIDEO

La ganancia de un amplificador desintonizado permanece constante en un gran rango de frecuencias (el margen de frecuencias medias), pero decae a bajas y altas frecuencias. La Figura 2.10.a presenta una curva de ganancia vs frecuencia. La ganancia decae a bajas frecuencias ya que la reactancia del capacitor de acoplamiento se incrementa y reduce la amplitud de la señal aplicada a la base del transistor del amplificador. Mientras que a altas frecuencias la ganancia decae debido a la presencia de capacidades parásitas, constituidas por capacidades interelectrónicas en el caso de tubos o capacidades de juntura en el caso de transistores y, por la presencia de capacidades en las conexiones que puentean la carga presente en el colector. Los efectos mencionados anteriormente se presentan en la Figura 2.10. b y 2.10.c. El método más común y usualmente el único de asegurar la respuesta en baja frecuencia, es utilizar capacitores de acoplamiento de un valor suficientemente alto. Los métodos usuales para obtener una buena respuesta en alta frecuencia son:

- a. Reducir la ganancia de las etapas, ya sea usando una carga de bajo valor en el colector o usando realimentación negativa.
- b. Usando un inductor de acoplamiento tipo peaking.

Ya que la reducción de la ganancia se debe a la capacitancia en las juntas o en el cableado, es necesario utilizar transistores de alta frecuencia con baja capacitancia colector-emisor y tener cuidado en la disposición de los elementos el momento de realizar el conexionado del amplificador.



b.- EFECTO DE UNA POBRE RESPUESTA EN BAJA FRECUENCIA



c.- EFECTO DE UNA POBRE RESPUESTA EN ALTA FRECUENCIA

FIG 2.10

2.1.3 EL SISTEMA DE ANTENAS

El propósito de un sistema de antenas en un radar es el de interactuar como un transductor entre la propagación de las ondas en el espacio libre y la propagación de las mismas en la línea de transmisión. Seleccionando las señales transmitidas al blanco de las señales recibidas del eco. La figura 2.11 presenta un diagrama de bloques básico de un sistema de antenas radar.

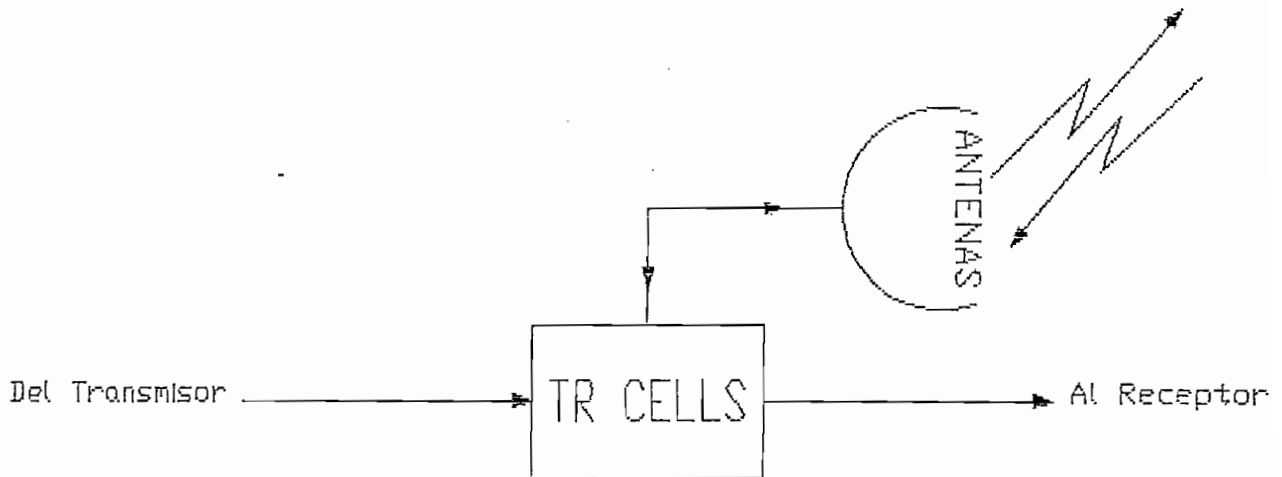


FIGURA 2.11 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SISTEMA DE ANTENAS PARA RADAR

Un sistema de antenas para radar está constituido por 2 partes fundamentales:

- a. El Reflector o Arreglo de Antenas.
- b. El Selector de Señales o TR Cells (Transmit-Receive).

El tipo de pantalla comunmente utilizada en los sistemas radar es el de PPI (Plan Position Indicator); en esta pantalla, el barrido se mueve circularmente controlado por la antena. Por lo tanto, el sistema de antenas debe ser capaz de enviar la información de su posición a la pantalla. Esta información también es requerida por el Radar Secundario como un sistema de sincronización.

2.1.3.1 EL SELECTOR DE SEÑALES:

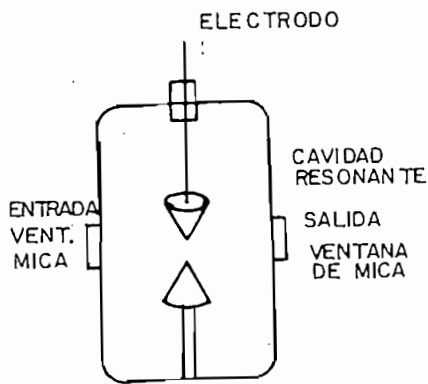
Se lo conoce con el nombre de TR Switching y permite conectar el Transmisor a la antena durante la emisión de los pulsos previniendo que la energía transmitida ingrese al reflector. También dirige los ecos provenientes del blanco hacia el Receptor evitando que esa energía sea absorbida por el Transmisor.

La mayoría de los sistemas usan junto a las TR Cells una determinada configuración de guía de onda. La TR Cell es una cavidad llena de gas que se ioniza rápidamente cuando se aplica alto voltaje proveniente del pulso transmitido produciendo prácticamente un cortocircuito en la guía. El pequeño voltaje proveniente del eco no es suficiente para ionizar a la TR cell, trabajando en estas condiciones como una cavidad resonante que permite el paso de la señal. Frecuentemente, el sistema contiene una TR cell que protege al Receptor durante la transmisión y una TB cell (Transmit blocking) o ATR cell (anti TR) que previene que los ecos se dirijan al Transmisor; siendo iguales a las TR Cells en construcción y operación.

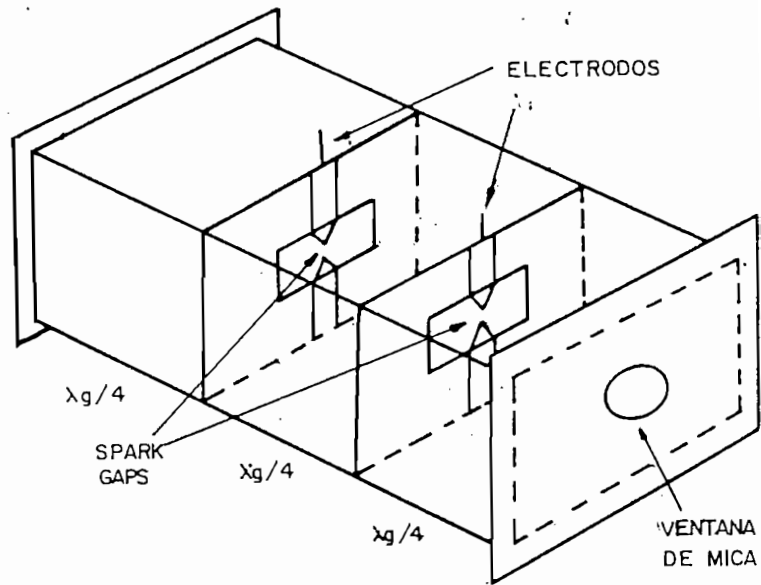
2.1.3.1.1. Constitución de las TR Cell: Una TR Cell contiene 2 electrodos muy juntos, dentro de una cavidad resonante con vapor a baja presión. Cuando se dispara el Transmisor, se produce una intensidad de campo entre los electrodos que ioniza rápidamente

el gas cortocircuitando la línea. Es necesaria una rápida ionización pues hasta que se forme la descarga entre los electrodos, el Receptor queda desprotegido; un tiempo típico de ionización es de unos 10 ns. Cuando el pulso transmitido termina, los iones de la celda se recombinan, con un tiempo típico de recombinación (ionización o recuperación) de 1 a 3 μ s. El tiempo de recuperación incrementa el rango mínimo del radar, ya que es necesario completar la deionización para que los ecos recibidos pasen al Receptor, afectando especialmente a radares de corto alcance, como es el caso de radares de aterrizaje y aproximación.

La figura 2.12.a presenta la construcción de una TR Cell simple. Para mejorar el tiempo de ionización, es común colocar un electrodo de excitación con un voltaje negativo de alrededor de -1 Kv que forma una nube electrónica en la punta del electrodo, que no es suficiente para producir la descarga en ausencia del pulso transmitido. La figura 2.12.b muestra una TR Cell multicavidad con secciones de guía de onda que tiene 2 iris resonantes. El conjunto forma 3 cavidades resonantes acopladas; las ventanas de mica, impiden que la cavidad sea rellenada con gases a baja presión. El doble Spark Gap incrementa la protección al Receptor produciendo un ancho de banda mas amplio que el de una sola cavidad. La cavidad resonante de las TR Cells también actúa como filtro de señales no deseadas provenientes de Transmisores cercanos trabajando en otras frecuencias.



a.- TR CELL SIMPLE



b.- TR CELL MULTICAVIDAD

FIG. 212 CONSTRUCCION DE TR CELLS

Con radares de potencias pico elevadas, es usual colocar 2 TR Cells en cascada para incrementar la protección del Receptor. La primera se coloca cerca de la antena y se la denomina pre TR Cell, la otra está a $\lambda_g/4$ de la pre TR Cell, trabajan de manera similar a una TR Cell multicavidad. Es posible también utilizar diodos PIN, o diodos varactores en bajas frecuencias como pre TR Cells, conduciendo el momento o antes que el Transmisor es disparado.

La TB Cell es construida como una TR Cell pero sin el electrodo excitador, ya que su posición en el sistema no protege

en forma directa al Receptor. En el anexo X se presentan algunas formas de colocar en el Sistema las TR Cells.

Además de los elementos de conmutación ya citados, existe otros medios de aislación como es el caso de los circuladores, los anillos híbridos, acopladores direccionales, etc. En el caso de los circuladores estos pueden ser en forma de guías de onda y de ferrita; los primeros son utilizados para la transferencia de energía de alta potencia, como en el caso del acoplamiento del Transmisor a la antena; los de ferrita son utilizados en acoplamiento interetapas.

2.1.3.2 ANTENAS DE RADAR:

La mayoría de las antenas de instalaciones radar terrestres, producen un haz muy directivo, pues se desea obtener datos precisos de la dirección y altura de los blancos. Para producir un haz delgado, el sistema de antena deberá radiar desde una apertura que sea grande comparada con la longitud de onda del radar. Los métodos más usuales de obtener dicho haz son:

- a) Un Reflector. Es muy común en radares de microondas o UHF.
- b) Arreglo de Antenas. El más conocido es la guía de onda ranurada que actúa como un arreglo broadside de dipolos.

2.1.3.2.1 Diagramas de Cobertura Vertical: Si se desea obtener rangos medios y grandes de cobertura es necesario producir un haz

de un ángulo de elevación pequeño, pues el ángulo de elevación de un blanco que vuela a una altura constante hacia el radar decrece si el rango se incrementa y la curvatura de la tierra reduce aún mas el ángulo requerido. Si utilizamos un haz de ángulo de elevación pequeño, algo de la energía radiada chocará contra la superficie terrestre dando lugar a que la energía reflejada se combine con la energía radiada directamente produciendo lóbulos en el diagrama de radiación vertical como se muestra en la figura 2.13. En este diagrama, se asume que la superficie terrestre es un conductor perfecto.

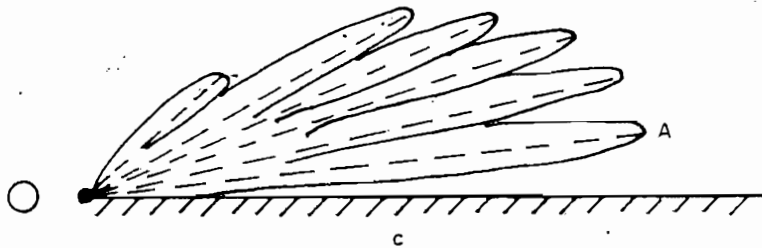
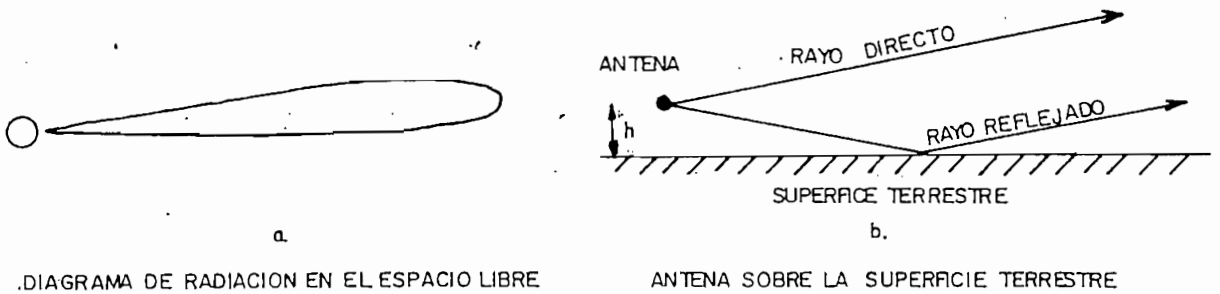


FIG 2.13

DIAGRAMA DE RADIACION VERTICAL DE UNA ANTENA SOBRE LA SUPERFICIE TERRESTRE

El ángulo de elevación del lóbulo más bajo OA, depende de la altura de la antena sobre la superficie terrestre y de la longitud de onda empleada, así por ejemplo, si el ángulo de

elevación es de 1° , la antena estará a 14.3λ sobre la superficie terrestre. Ya que en la mayoría de radares, la altura de la antena está a muchas longitudes de onda sobre la superficie terrestre, el ángulo de elevación del primer lóbulo es menor que 1° . La separación que existe entre el primer lóbulo de radiación y la superficie terrestre determina que la detección de blancos a baja altura sea imposible hasta que estos se encuentren muy cercanos al sistema; dicha separación entonces, es otro de los factores que determina el máximo rango teórico del radar. En la figura 2.14 se presenta un diagrama de cobertura vertical práctico.

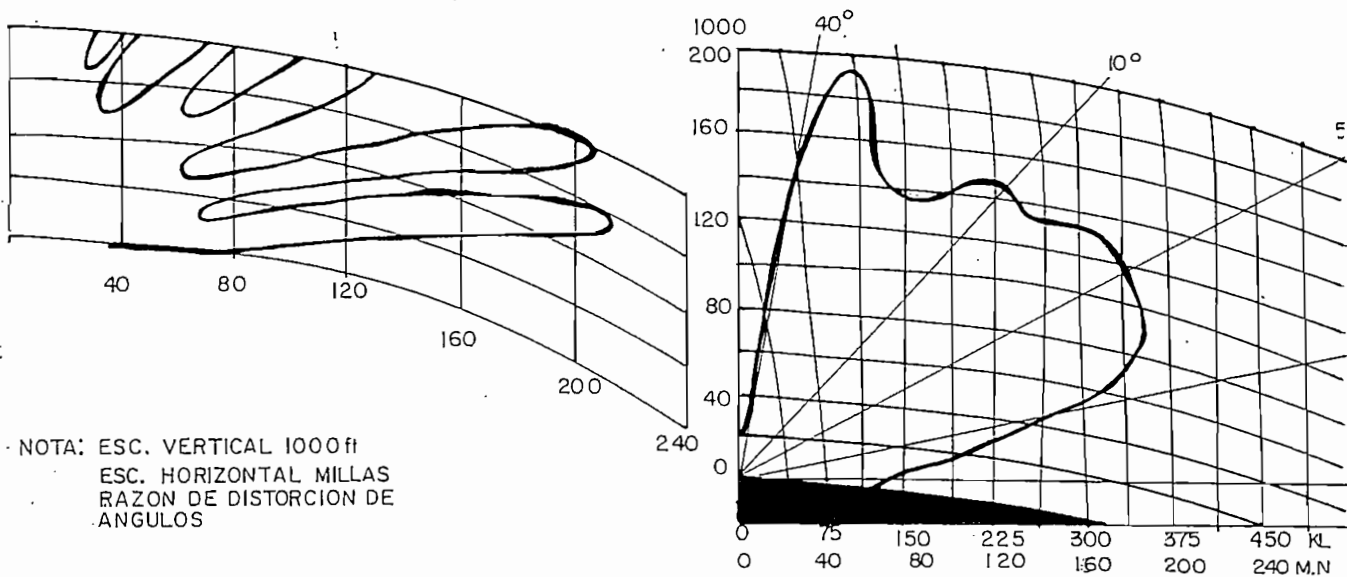
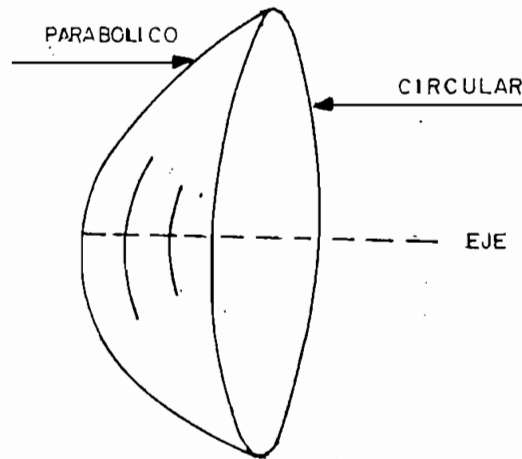


FIG 2.14

2.1.3.2.2. Reflectores: El método más común de producir un haz directivo consiste en usar un reflector de forma parabólica. Es

necesario que las dimensiones del reflector utilizado sean grandes comparadas con la longitud de onda empleada; pudiendo su apertura ser de forma circular, rectangular o elíptica. La forma más simple de reflector es una paraboloides alrededor de su eje, esta tiene una apertura circular como se puede ver en la figura 2.15.



$$\text{ANCHO DE HAZ} = \frac{60 \lambda}{D}$$

FIG 2.15 PARABOLOIDE O DISCO PARABOLICO

El haz producido por un reflector, tiene una sección transversal cuya forma depende de la forma de la apertura. De

manera aproximada, la forma de la sección transversal de un haz es la de la apertura del reflector pero girada 90° . La figura 2.16 presenta las formas de reflectores más comunes. El toro parabólico presentado en la figura es de forma parabólica en un plano y circular en el otro, se caracteriza porque solamente una parte de la apertura es iluminada a la vez, mientras el reflector se mueve en un arco. La forma del haz depende del área que el reflector está iluminando y el haz rastrea mientras el punto de alimentación se mueve de un lado al otro, permitiendo el rastreo en un ángulo limitado sin necesidad de mover el reflector.

2.1.3.2.2.1 REFLECTOR COSECANTE CUADRADO: Si con propósitos de rastreo usamos un reflector cuyo diagrama de radiación es simétrico, un blanco, volando a una altura constante, sufre un incremento de su ángulo de elevación y el eco del blanco es más brillante a medida que este se aproxima hacia el radar. Esto se debe a 2 razones; en primer lugar, la intensidad del eco recibido es mayor para ecos cercanos que para lejanos y, la potencia radiada es mayor en ángulos grandes de elevación (Figura 2.17.a). Para radares de rango medio a largo, los ángulos de elevación para blancos a distancias aún moderadas, son muy pequeños, y el primer lóbulo máximo ocurre no es aproximado. El resultado es que el display tipo PPI puede ser brillante en el centro, a rangos cortos, opaciéndose a medida que el rango se incrementa. Este problema puede corregirse usando un diagrama de radiación cosecante cuadrado, en el cual, la cantidad de radiación transmitida es mayor

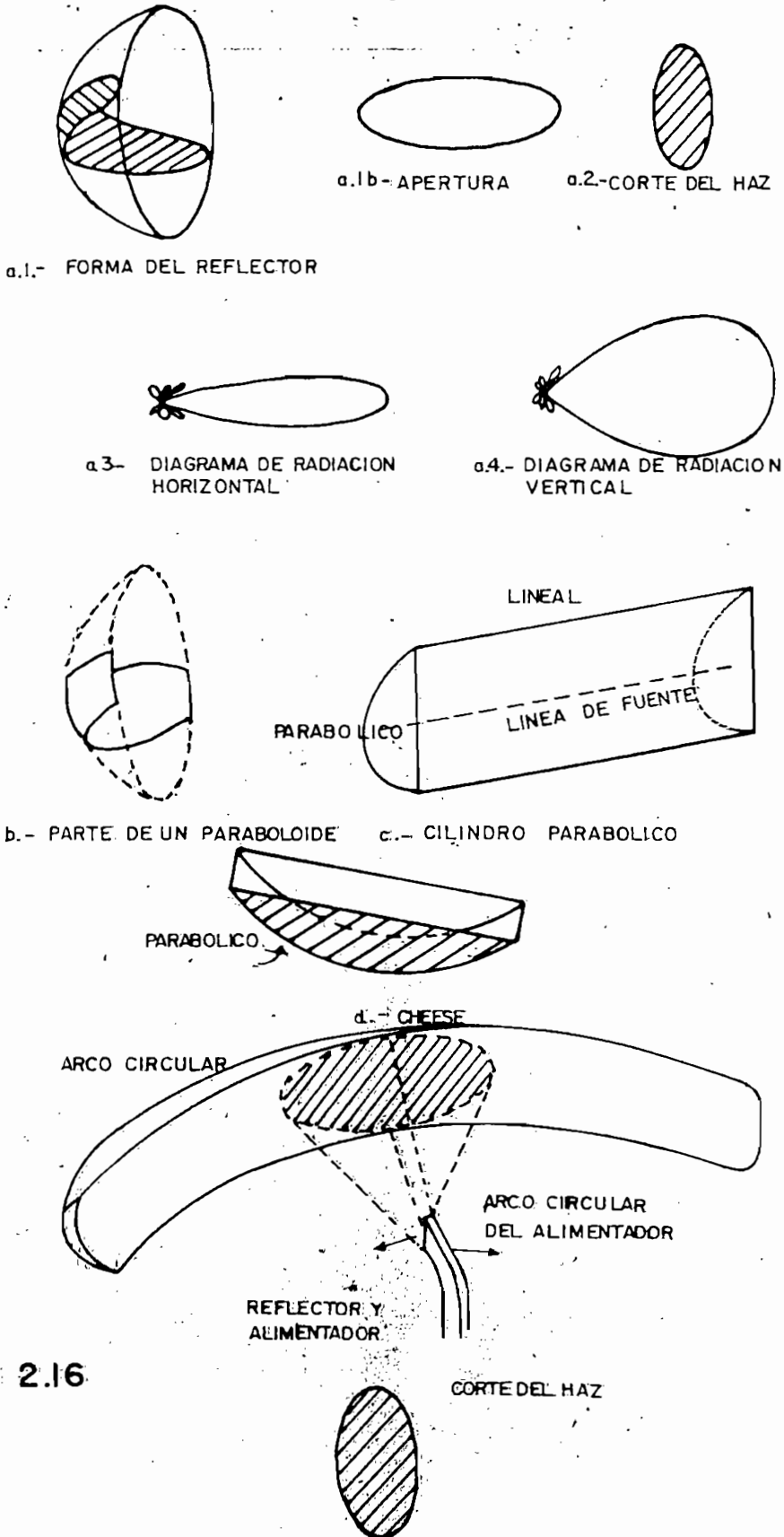
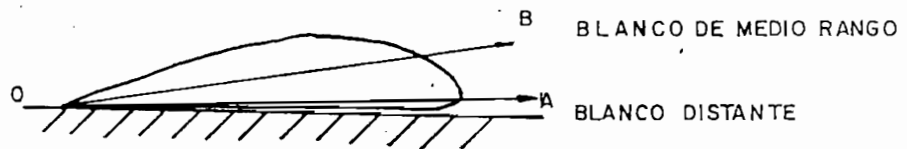
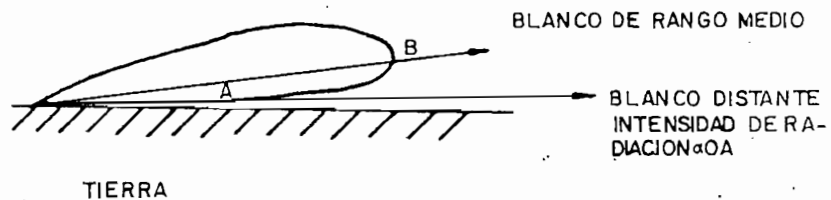


FIG 2.16

en los ángulos de elevación bajos que en los altos (figura 2.17.b). En este tipo de reflector, la potencia radiada es proporcional al cuadrado de la cosecante del ángulo de elevación.



a.- DIAGRAMA DE RADIACION DE $(\text{COSEC.})^2$



b.- DIAGRAMA NORMAL

Este diagrama de radiación puede obtenerse de 2 maneras:

a) El reflector es más curvado en la parte inferior que en la superior de tal manera que el haz resultante ilumina en su mayoría hacia la superficie terrestre. (Figura 2.18.a).

b) Se produce haces superpuestos que combinados producen el haz requerido (Figura 2.18.b). Los haces superpuestos pueden producirse con una cadena de bocinas colocadas una sobre otra o con un arreglo de antenas en fase. Si en el momento de la Recepción, cada bocina alimenta a un Receptor y sus salidas son comparadas unas a otras, se puede obtener de estos datos, la altura del

blanco sin necesidad de mover el reflector en sentido vertical.

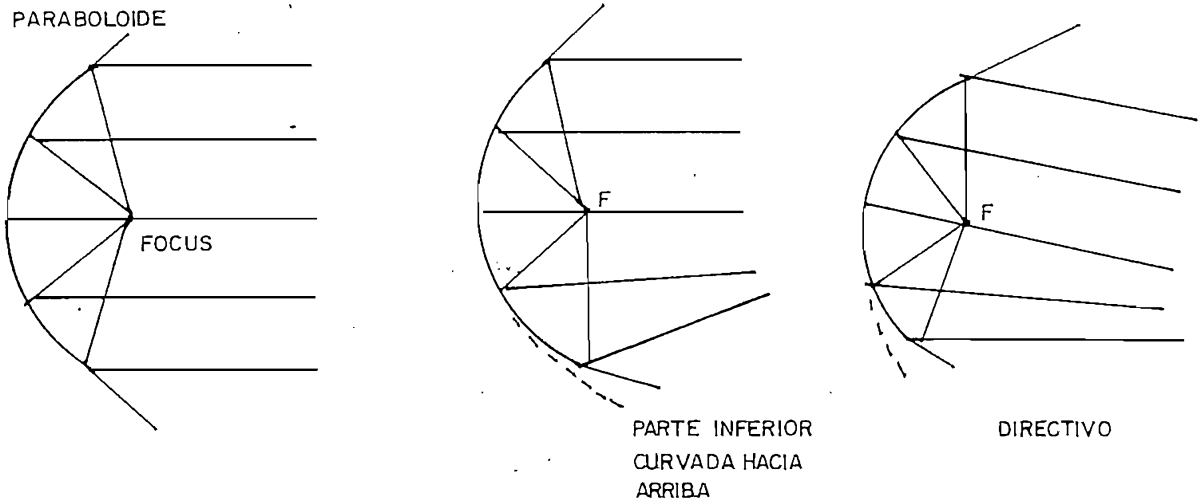
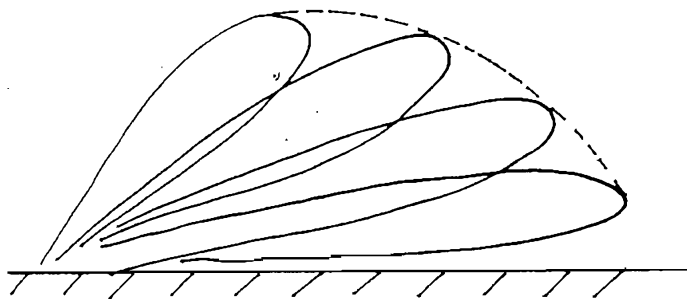


FIG. 2.18 a. a.- MODIFICACION DE LA FORMA DEL REFLECTOR



b.- HACES SOBRELAPADOS

PRODUCCION DE UN DIAGRAMA DE $(\text{COSEC})^2$

FIG. 2.18 b.

2.1.3.2.3. Arreglos de Antenas: Para formar una apertura sin la necesidad de usar un reflector se utilizan dos métodos:

a) Guías de Ondas Ranuradas: Que producen diagramas de radiación largos y muy delgados. En la figura 2.19 se presenta una guía de onda ranurada en resonancia que produce un haz en el plano vertical muy delgado y en el horizontal muy ancho.

b) Arreglos en fase: La apertura es formada por varias bocinas o guías de onda en circuito abierto. (Figura 2.20).

2.1.3.2.4 Formas de Rastréo: Actualmente existen dos métodos que se utilizan para el rastréo de aeronaves, estas son:

2.1.3.2.4.1 Rastréo Mecánico: Es el más utilizado, en este tipo de rastréo, el reflector y su alimentación son movidos, en el caso de radares de vigilancia, el movimiento es circular en el plano horizontal y en el caso de radares altimétricos, el sistema se mueve en el plano vertical con un ángulo de giro predeterminado. Es posible girar la bocina sin mover el reflector, como en el caso del toro parabólico y cuando los reflectores utilizados son de grandes dimensiones. Para realizar el movimiento mecánico de los reflectores es necesario utilizar un sistema de transmisión con un motor eléctrico. Se utiliza un sistema de cepillos que permite el acoplamiento de la guía de onda con la antena móvil. Este sistema de cepillos se lo denomina brush units.

2.1.3.2.4.2 Rastreamiento Electrónico: Es un desarrollo reciente y se basa en el rastreamiento del haz de la antena sin mover el

reflector ni el alimentador. Esto se lo realiza variando la fase de la energía radiada por los elementos de la antenna.

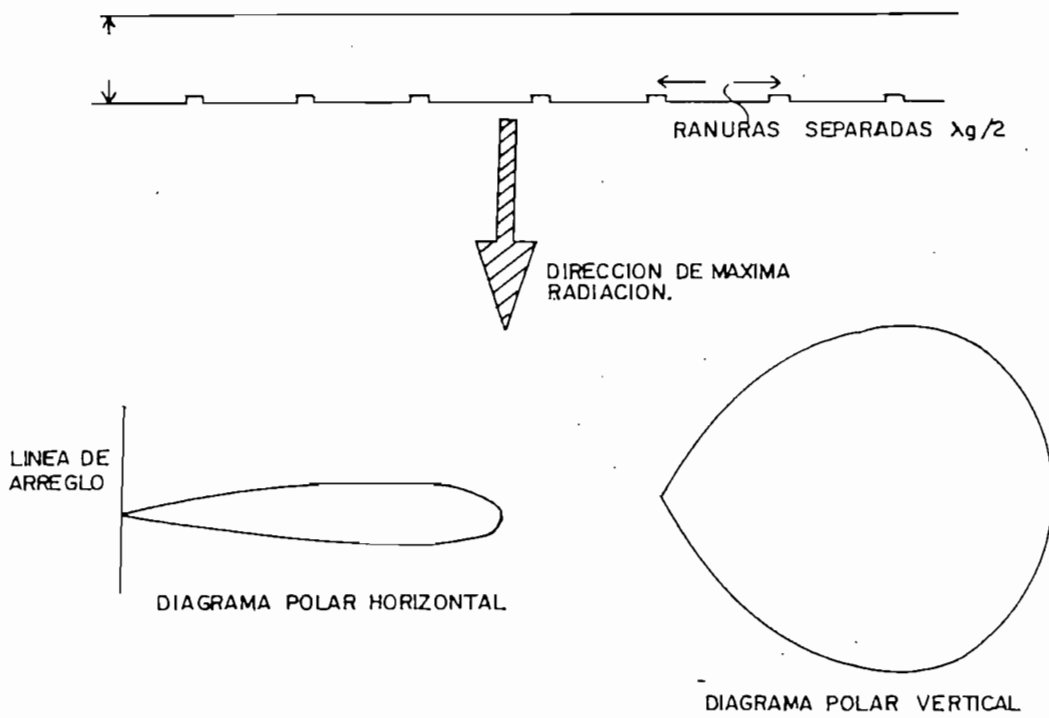


FIG 2.19

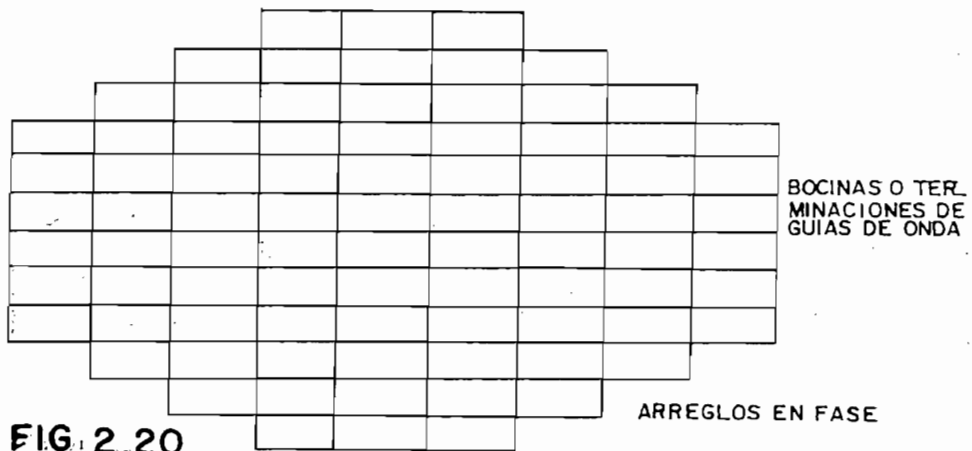


FIG 2.20

Consideremos 2 elementos de la antena; por ejemplo dipolos o ranuras; alimentados en fase (Figura 2.21.a). La dirección de máxima radiación serán en dirección perpendicular a la línea que une los 2 elementos de la antena. Si la fase del elemento A domina a la del elemento B, la máxima radiación ocurrirá en una dirección tal que la longitud del camino extra AC compense a la fase dominante (Figura 2.21.b); estando ahora la radiación de B y C en fase. Si la fase de la energía alimentada a un elemento se varía continuamente en relación a otro, el haz variará su dirección continuamente, pudiendo ser desviado hacia ambos lados en una dirección perpendicular al arreglo aplicando diferencias de fases positivas y negativas.

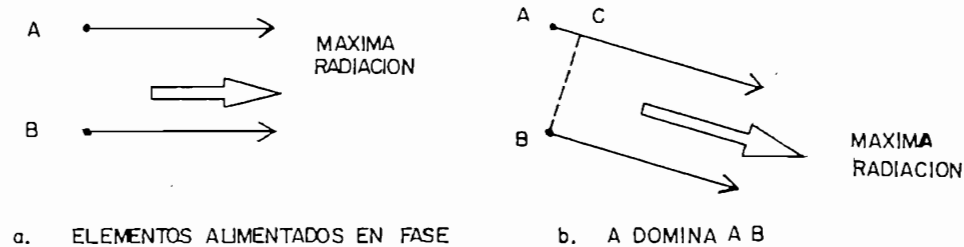


FIG. 2.21 PRINCIPIO DE DIRECCIONAMIENTO DEL HAZ

Si se desea producir un haz delgado, es necesario utilizar un gran número de elementos de antena, entonces, el rastreo electrónico requiere que exista el mismo desplazamiento de fase entre elementos sucesivos de la antena, el cual es variado constantemente. La figura 2.22.a muestra como 4 elementos de una antena, con la misma diferencia de fase entre elementos sucesivos

producen un haz en determinada dirección. Para rastrear el haz variable, se requieren defasadores entre los elementos. La figura 2.22.b presenta 2 métodos de conexión de estos defasadores. En el arreglo en serie, cada defasador produce el mismo desfaseamiento variable; en el arreglo en paralelo, los defasadores producen sucesivamente, dos, tres, etc veces en desfaseamiento básico variable.

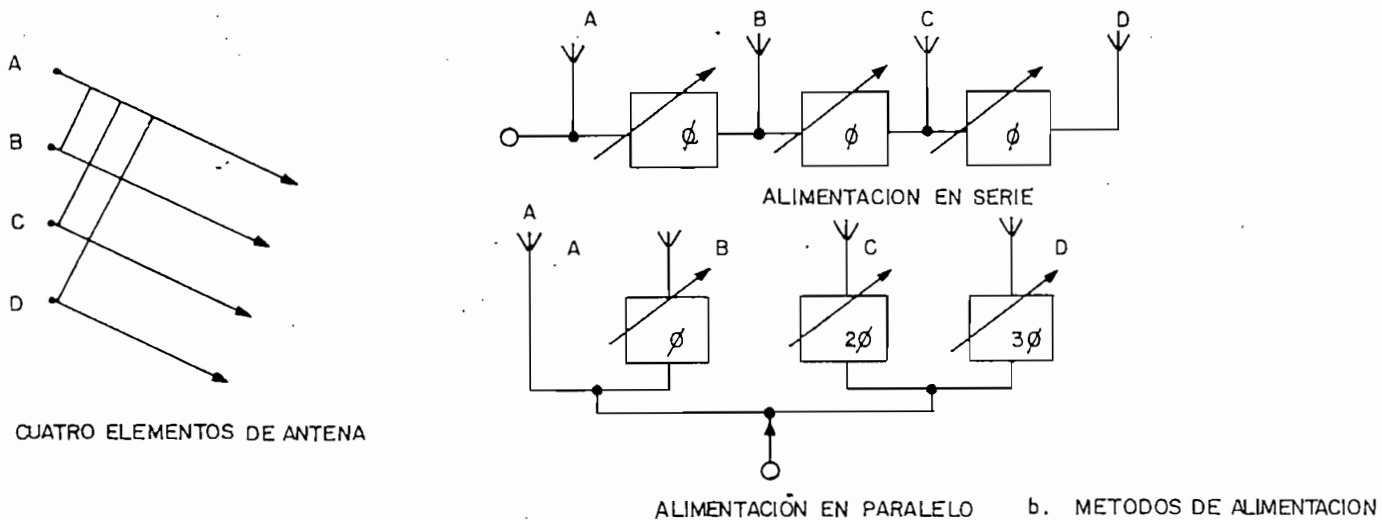


FIG. 2.22 TIPOS DE ALIMENTACION

Existen muchos métodos para desplazar la fase de la energía aplicada a los elementos de la antena, los más conocidos son: Pared de guía de onda variable, se utiliza un arreglo de guía de onda ranurada cuya dimensión b de la guía de onda es variada con lo cual, la fase del arreglo cambia; defasadores de ferrita, de semiconductores y rastreadores de frecuencia, estos últimos dependen del hecho de que si la frecuencia de transmisión es alterada, la longitud de onda de la guía también varía alterando

la fase. Estos métodos no involucran movimiento mecánico de la antena. Si se utiliza un arreglo en fase, la antena estará formada por uná áerea con bocinas de microondas, guías de onda en circuito abierto, guías ranuradas o aún dipolos. Un desfasador puede ser provisto para cada elemento. los cuales pueden ser cientos y, controlando el defasamiento se puede llevar a cabo el rastreo en azimuth y elevación. Se puede reducir el número de defasadores, controlando el defasamiento de los elementos en filas y columnas. La apertura del arreglo en fase puede también ser dividido en varias áreas, cada una de las cuales produce su propio haz controlado. El rastreamiento puede también ser llevado a cabo por rotación mecánica en azimuth y desplazamiento de fase en elevación.

Los radares 3D o volumétricos permiten determinar información de rango, azimuth y elevación en forma simultánea haciendo uso de los dos tipos de rastreamiento. Para determinar el rango se usa pulsos; para el azimuth, se gira mecánicamente el reflector o en forma electrónica, dentro de un límite predeterminado, por desplazamiento de fase y se requiere producir lóbulos superpuestos con el objeto de determinar la altura o realizar un rastreamiento electrónico de altura.

2.1.3.2.4.3 Diferencias de los tipos de rastreo: las características del rastreamiento electrónico comparadas con el rastreamiento mecánico se detallan a continuación:

a) Ventajas del Rastreamiento Electrónico: Se obtienen velocidades de exploración elevadas, sin embargo de la necesidad de golpear al blanco con un gran número de pulsos.

Es posible controlar la fase y la amplitud de la energía aplicada a cada elemento de la antena, haciendo uso de un control por computador; el cual permite: el seguimiento de muchos blancos de manera simultánea, rastreamiento en azimuth elevación a diferentes velocidades, rastreo de ciertas áreas más rápidamente que otras, producción de haces superpuestos para obtención de alturas, variar el ancho del haz en cada rastreo o en diferentes rastreos, etc.

Es posible realizar rastreos con arreglos UHF cuando el rastreo mecánico es muy difícil.

b) Desventajas del Rastreamiento Electrónico: El rastreo electrónico cubre un azimuth de 120° grados como máximo. Con ángulos grandes en la dirección perpendicular, existe un deterioro de la forma y el ancho del haz, decayendo la ganancia de la antena.

La circuitería de los sistemas de Transmisión es muy compleja, la que envuelve defasadores, uniones de guías de ondas y circuitos de control. El sistema es aún muy caro.

2.1.4. EL VIDEO PROCESADO M.T.I.

Si en la ecuación general del radar determinada anteriormente, se asume que los términos k , G , η son constantes y que la sección transversal σ al evaluar el rendimiento puede ser considerado constante, pues σ en estas condiciones proviene del reflejo de una esfera metálica. Entonces la ecuación puede ser escrita como:

$$S_r = \frac{K}{R^4} \quad [W] \quad (2.1)$$

Donde $R = R_{max}$, es el máximo rango; $S_r = MDS$, es la mínima señal que es capaz de detectar el radar. Graficando S_r en dB como función del logaritmo de R ($\log R$) se obtiene:

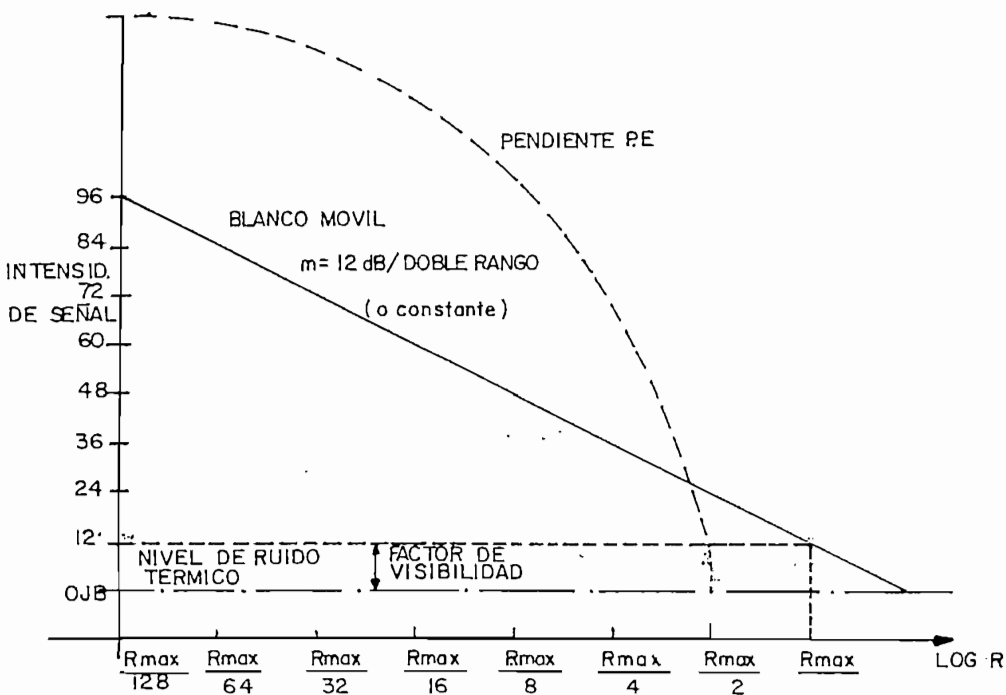


FIG 2.23

Anteriormente también definimos MDS como una señal igual al ruido a la salida del Receptor, sin embargo, para el control de tráfico aéreo, este valor nos proporciona una probabilidad de detección menor al 40% con una probabilidad de falsa alarma que excede 10^{-4} , siendo las recomendaciones de la DACI para un radar, de una $P_d \geq 80\%$ con una $P_{fa} \leq 10^{-7}$. Lo que nos indica que la señal mínima detectable debe ser muy superior a MDS definida en el capítulo 1. Por lo tanto, MDS se lo define como:

$$\text{MDS} = \text{VNKTb} \quad [\text{dB}] \quad (2.2)$$

donde el nuevo factor introducido es el factor V o factor de visibilidad, normalmente se lo toma entre 5 y 13 dB.

Hasta el momento sólo hemos considerado un eco móvil de área de reflexión constante. A continuación se hará una comparación entre un blanco fijo y uno móvil. Considerándose que el blanco fijo tiene un área de reflexión muy grande comparada con el blanco móvil y que dicha área ocupa completamente un haz muy delgado simétrico, con toda la potencia transmitida contenida en el lóbulo principal, entonces, el eco permanente será iluminado con la potencia total transmitida sin importar el rango, con lo cual, la intensidad de la señal recibida variará con el inverso del cuadrado del rango o doblete del rango.

De lo anterior se deduce que: en primer lugar, el eco

permanente presenta un área mucho mayor que el eco móvil, y que la intensidad de la señal recibida decrece 6 dB/octava , al contrario de los 12 dB/octava del eco móvil. Al tomar en cuenta los efectos de la curvatura de la tierra y la forma de haz (Figura 2.24) y suponiendo que existe un número similar de ecos permanentes separados en forma equidistante sobrepuestos en el diagrama de cobertura vertical; se observará que la ley de 6 dB/octava será correcta para estos ecos permanentes en un rango muy cercano donde el haz está lleno. Sin embargo, a medida que el rango se incrementa, los ecos permanentes dejan de llenar completamente el haz.

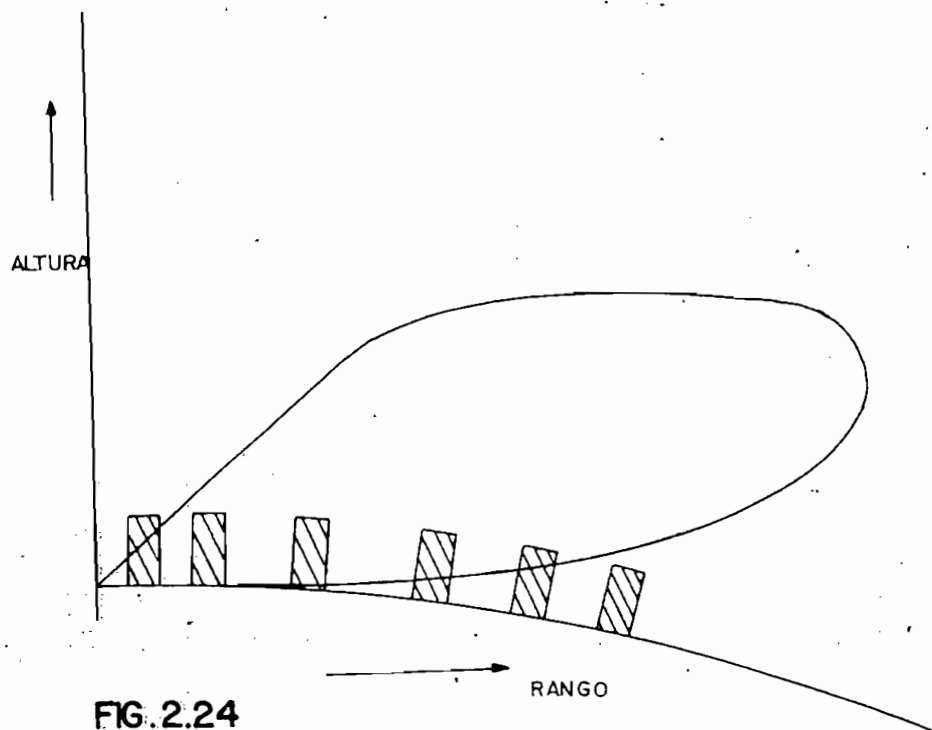


FIG. 2.24

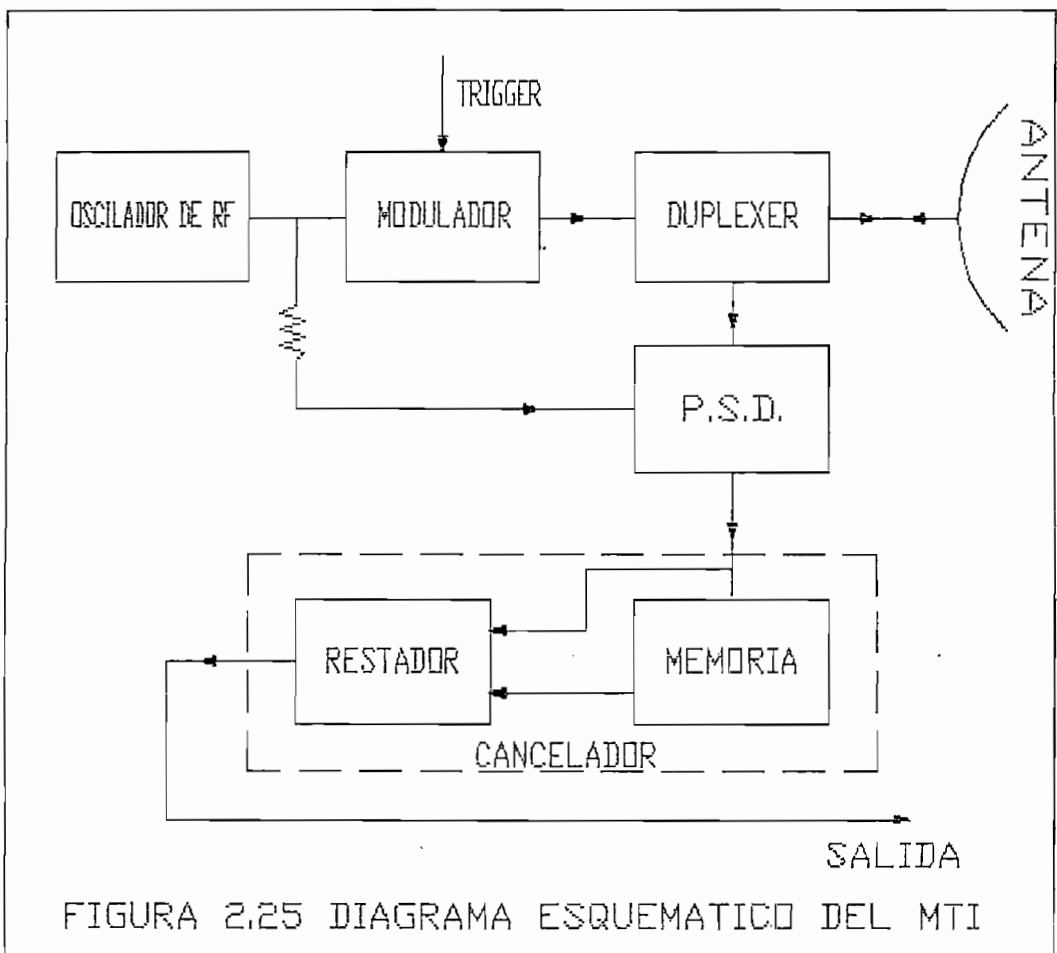
Existe adicionalmente un movimiento fuera de la punta del haz con la correspondiente disminución de la señal recibida. Un incremento más lejano del rango encontrará ecos permanentes fuera de la cobertura vertical y eventualmente desaparecerán del horizonte del radar. Esto determina que mientras la pendiente es inicialmente 6 dB/octava en rango muy cortos, cambia rápidamente a aproximadamente 9 dB/octava y, con el incremento del rango, la pendiente vuelve a decrecer progresivamente. Es obvio que la pendiente presente es totalmente aleatoria y depende de la cobertura vertical del radar en particular y del diagrama de radiación prevaleciente en el sitio.

Si se superimpone la curva de los ecos permanentes en el gráfico de la figura 2.23, se ve que para un radar dado y un sitio dado, existe una región donde la intensidad de los ecos móviles es considerablemente menor que la de los ecos fijos y en forma adicional, decae en una relación menor. Es dentro de esta región que se requiere la operación del MTI y específicamente hay un requerimiento para la visibilidad de Sub-Clutter. La visibilidad del sub-clutter se define como la habilidad que tiene el sistema para ver ecos móviles bajo la presencia de ecos fijos, en el mismo rango, cuando la intensidad de la señal recibida de un eco fijo excede la de un eco móvil.

Para resolver el problema de la eliminación de ecos fijos manteniendo en pantalla los ecos móviles, se mide el

desplazamiento de fase producido entre un pulso y el siguiente que es el resultado de la variación de la longitud del trayecto entre el blanco y el radar.

En la figura 2.25 se presenta un diagrama esquemático de un sistema MTI. En este sistema, se usa un oscilador de RF para proveer una entrada de referencia al mezclador y, después de la entrada al pulso transmitido. La señal recibida es mezclada entonces con la entrada de referencia al mezclador.



Si, por esta razón, el circuito mezclador se hace sensitivo a cambios en la fase relativa entre la referencia y la señal, la señal del pulso de salida de este será constante de un periodo entre pulsos al siguiente, en el caso de una señal de un eco permanente, y fluctúa en amplitud si es un eco móvil. Es por esta razón que a la etapa de mezcla se la conoce con el nombre de "Detector Sensitivo de Fase" (Phase Sensitive Device).

Para determinar la magnitud de cambio de fase entre pulsos producida por los blancos móviles a velocidades operacionales, se puede derivar una fórmula utilizando los términos involucrados:

Se ha demostrado que el desplazamiento de frecuencia Doppler es:

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \quad [\text{Hz}] \quad (2.3)$$

donde f_D es el desplazamiento de frecuencia Doppler, v es la velocidad radial del blanco con respecto al radar y λ es la longitud de onda del sistema; ya que la frecuencia es la relación del cambio de fase con respecto al tiempo, la ecuación anterior puede ser escrita como:

$$d\phi = \frac{2v}{\lambda} dt = \frac{2v}{\lambda} IPP \quad [\text{radianes}] \quad (2.4)$$

donde dt es el tiempo transcurrido entre 2 pulsos consecutivos o el período entre pulsos y $d\phi$ es la variación de fase entre pulsos.

Si el desplazamiento de fase es de más de un ciclo, el detector determinará sólo la parte fraccionaria del defasamiento. Cuando el desplazamiento es un ciclo o múltiplo de él, la salida del PSD será de amplitud constante y el eco móvil aparecerá como un eco permanente, en estas condiciones, se dice que el avión está volando con velocidad ciega. Por lo tanto, una velocidad ciega ocurrirá siempre y cuando el blanco se mueva un número entero de medias longitudes de onda dentro de cada IPP. Una de las formas de evitar la velocidad ciega es usar PRFs escalonados.

Para completar la acción del MTI, es necesario que la salida del PSD sea seguida por algún sistema de cancelación. El cancelador puede ser un sistema que compare la salida de un pulso del detector de fase con el mismo pulso en el siguiente IPP. Si son de la misma amplitud, entonces la salida del cancelador será cero. Si son de diferentes amplitudes, la salida será fluctuante debido a un eco móvil. La figura 2.26 presenta un diagrama de bloques de un video MTI que usa como dispositivo de transmisión un magnetrón, siendo este dispositivo el más usado. Una muestra del pulso transmitido es subconvertida; método por el cual, el pulso es mezclado con la frecuencia del oscilador local al sistema de IF.

Esto da como resultado un pulso usado para mantener la fase del oscilador de IF; a este pulso se lo denomina "lock pulse" o pulso de seguridad (En la práctica, el lock pulse puede ser derivado de la salida de un mezclador de AFC). El oscilador de IF es arreglado para que trabaje durante la última parte de la duración del lock pulse y continúa oscilando mientras la cobertura del MTI es requerida durante el IPP. La oscilación así producida es de esta manera coherente en fase con el pulso de salida de RF, por esta razón, el circuito es conocido como COHO (COHerent Oscillator).

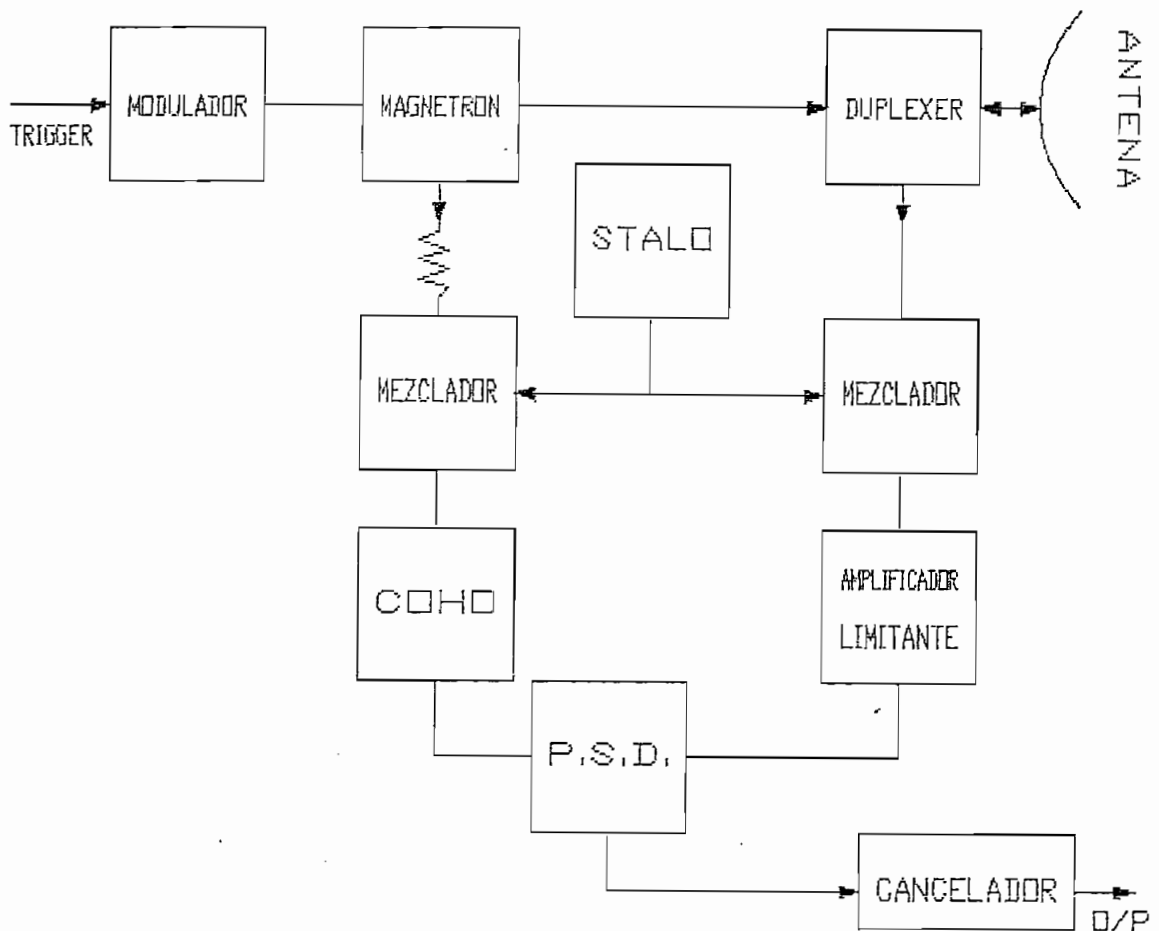


FIGURA 2.26 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MTI

Las señales recibidas también son subconvertidas usando la señal del mezclador y el oscilador local común.

Es necesario que el oscilador local tenga una extrema estabilidad, para que se mantenga la correcta relación de fase entre las señales de IF y la referencia del COHO; debido a esto, al oscilador local también se lo denomina STALO (STable Local Oscillator).

La amplificación en IF de las señales anteriores son aplicadas a la entrada del PSD. Es necesario limitar todas las señales de IF a un nivel conveniente sobre el ruido para asegurar que la salida del PSD sea proporcional únicamente a la fase, pues, todos los circuitos prácticos de PSD son sensibles a la amplitud. El amplificador de señales de IF deberá incluir esta acción limitante.

La salida del PSD será un pulso de amplitud y polaridad determinada por la fase del ángulo entre la referencia del COHO y las señales de entrada; ya que para blancos fijos el ángulo de fase no cambia de un período interpulso al siguiente, dicho blanco dará la misma salida en sucesivos IPPs, al contrario, un blanco móvil dará un resultado diferente de amplitud y/o fase en cada IPP sucesivo.

Después del PSD, el sistema de cancelación permite obtener un cero a la salida del mismo cuando se lo alimenta con pulsos de amplitud y polaridad constante al sistema de PRF, pero se obtiene una salida distinta de cero cuando se alimenta con pulsos de amplitud y/o polaridad fluctuante.

En la figura 2.27.a se presenta un sistema básico de cancelación donde se puede ver que la entrada es alimentada a 2 canales denominados canal retardado y no retardado respectivamente.

En el canal retardado está un dispositivo capaz de guardar un IPP completo de los datos de video del PSD, este dispositivo puede ser una línea retardada (XII) en el caso de sistemas analógicos o un registro de desplazamiento para MTIs digitales.

Las salidas de los dos canales son alimentadas como entradas a un substractor. La salida del cancelador es entonces la diferencia entre la salida presente del PSD y la de un período interpulso anterior. Las figuras 2.27.b y 2.27.c muestran la acción de cancelación del dispositivo para blancos fijos y móviles.

En forma adicional, es necesario que la salida bipolar de cualquier cancelador sea convertida a una señal unipolar antes de la siguiente transmisión, pudiendo utilizar un circuito de rectificación completa en el caso de sistemas analógicos y la lógica de conversión de signo cuando se usa sistemas digitales.

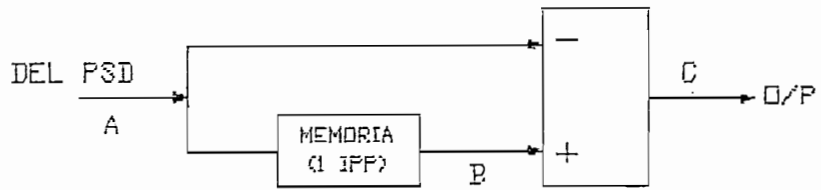


FIGURA 2.27.a. CANCELADOR BASICO

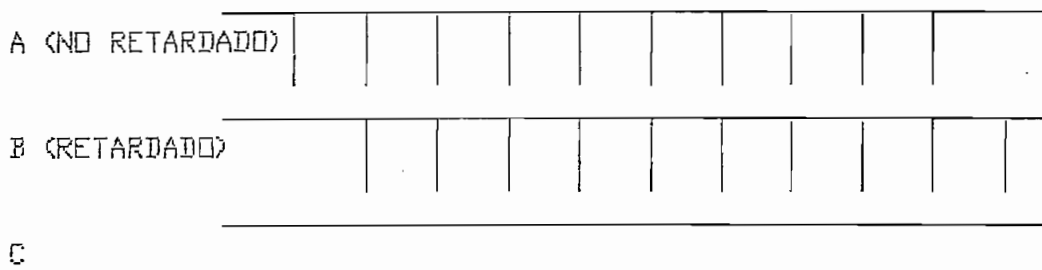


FIGURA 2.27.b ECOS FIJOS

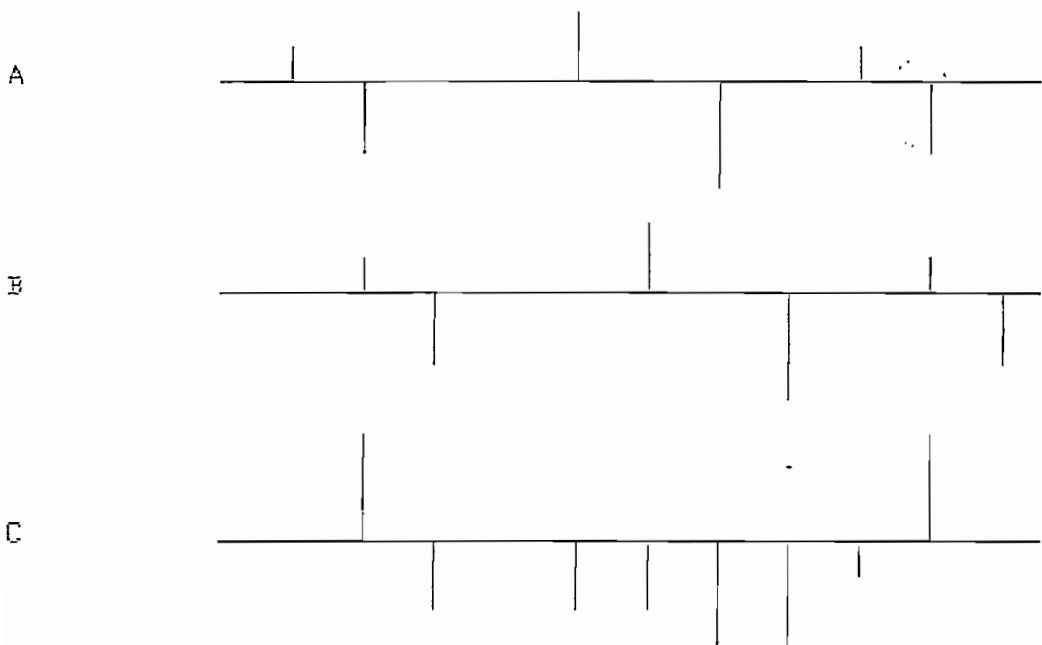


FIGURA 2.27.c ECOS MOVILES

2.2 EL RADAR SECUNDARIO

También conocido como ATCRBS (Air Traffic Control Radar Beacon System) o IFF/SSR (Identification Friend or Foe/Secondary Surveillance Radar) consiste de una estación terrestre que interroga a la aeronave equipada con un transpondedor, provyendo un enlace bidireccional de datos a frecuencias separadas de interrogación (Transmisión) y respuesta (Recepción). La figura 2.28 presenta el esquema de un sistema de Radar Secundario.

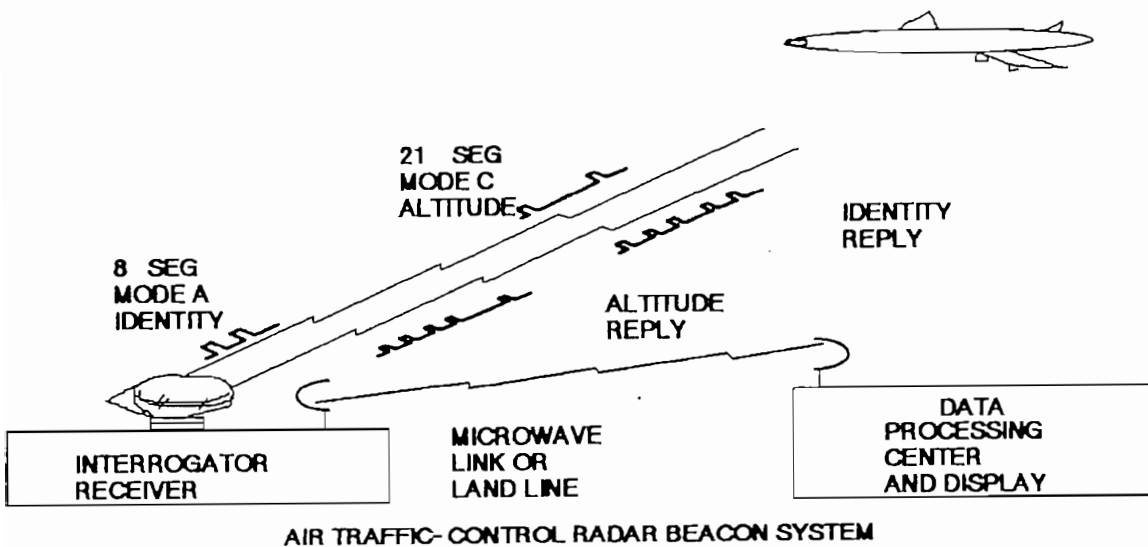


FIGURA 2.28
SISTEMA DE RADAR SECUNDARIO PARA CONTROL DE TRAFICO AEREO

El sistema de Radar Secundario ofrece algunas ventajas sobre el Sistema de Radar Primario; puesto que existe una cooperación directa de la aeronave en la obtención de resultados, los

pulsos de la respuesta son mucho mas fuertes que las señales de los ecos recibidas por el primario requiriendose menor potencia y obteniéndose rangos mayores; la separación de frecuencias en el camino de interrogación y respuesta elimina las distorsiones causadas por reflexiones múltiples de la superficie terrestre así como las causadas por condiciones meteorológicas; existe una completa dependencia de la sección transversal radar; la codificación de la interrogación y respuesta permiten entre otras la identificación de la aeronave y el reporte automático de alturas. Su principal limitante proviene de la necesidad de que las aeronaves dispongan de un transpondedor para poder ser detectados y rastreados.

El SSR interroga en forma direccional a una aeronave usando pares de pulsos codificados (P_1 y P_2) a 1030 ± 0.2 MHz cuyo espaciamiento especifica el modo de interrogación y determina que tipo de respuesta se desea, sea esta de altitud o identificación de la aeronave. Es necesario hacer uso de un pulso adicional (P_3) a un intervalo de 1.95 ± 0.15 μ s despues del pulso P_1 con el propósito de suprimir los lóbulos laterales de la antena ya que estos podrían ocasionar falsas respuestas del Transpondedor de la aeronave. La OACI ha definido 6 modos estandar de interrogación (Figura 2.29); los modos 1, 2 y 3 son utilizados por aeronaves militares, mientras que los modos A, B, C y D los usan aeronaves civiles, los modos 3 y A son idénticos y usualmente es referido como 3/A, el modo D aún no tiene aplicación.

La respuesta a una interrogación válida se la efectúa a $1090 \pm 3\text{MHz}$ y consiste de un tren de hasta 16 pulsos espaciados a múltiplos de $1.45 \mu\text{s}$ (Figura 2.29). F_1 y F_2 son los pulsos enmarcadores (framing) de la información y siempre están presentes, tienen un ancho de $0.45 \mu\text{s}$ y están espaciados $20.3 \pm 0.1 \mu\text{s}$, estos son utilizados por el procesador de señal en el interrogador para detectar una respuesta válida y dar inicio al proceso de decodificación de la información. La combinación de los grupos A, B, C y D representan el código de identificación o altura de la aeronave, pudiendo tener cada uno de ellos hasta 3 pulsos (subíndices 1, 2 y 4).

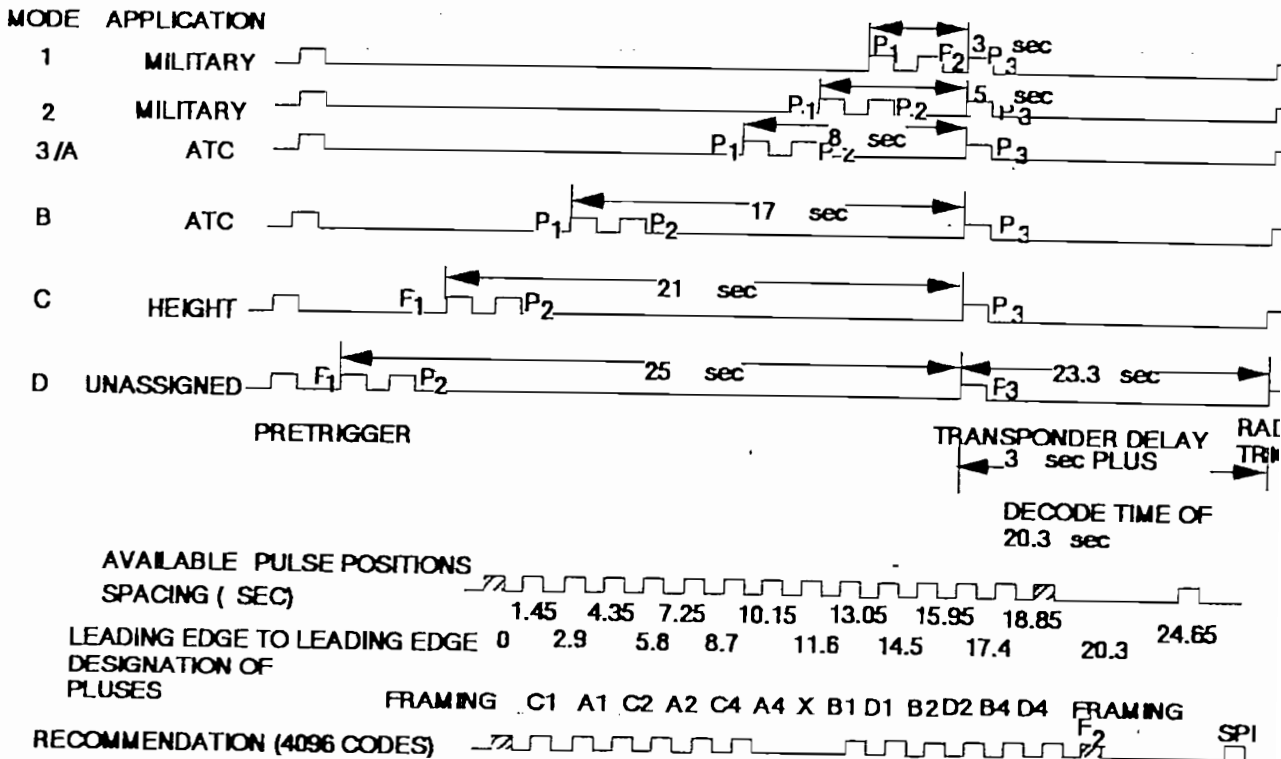


FIGURA 2.29
Diagramas de tiempos para los modos de Interrogación y Códigos de Respuesta.

Para efectos de identificación, cada grupo es combinado para formar un número de 4 dígitos (de 0000 a 7777) lo que nos da la posibilidad de obtener 4096 códigos de identificación distintos con 12 posiciones de los pulsos de datos; 11 posiciones de pulsos de datos proveen información de altura (modo C) en incrementos de 100 pies con referencia a 29.92 pg de mercurio que es la atmósfera estandar usada por la OACI. Existen códigos especiales que permiten al piloto declarar a una aeronave en emergencia (7700 MAYDAY), con falla de comunicaciones (7600 RFT) o cuando han sido pirateados (7500 HJK). Si un mismo código ha sido usado por mas de una aeronave al mismo tiempo, se utiliza la señal SPI (Special Position Identification) que es un pulso de un ancho de 0.45 μ s colocado a 4.35 μ s despues del pulso F_2 y que permite la identificación de la aeronave que activó dicha señal a pedido del controlador. El interrogador tiene la capacidad de preguntar una cosa diferente cada PRF en forma alternada, a esta posibilidad se la denomina Modos de Entrelazamiento.

Las posiciones de rastreo de la antena y el tiempo transcurrido entre la interrogación y la respuesta nos permiten determinar el rango y azimuth de la aeronave.

2.2.1 EL TRANSMISOR RECEPTOR DE POTENCIA (P.T.R.)

Comunmente conocido como Interrogador/Receptor consiste de 2 partes fundamentales: la unidad de Interrogación/Recepción

(IR) y su codificador sincronizado asociado o generador de pares de pulsos. La unidad de IR tiene una potencia de salida baja (entre 0.5 y 2.5 Kw rms). Para que no exista desfase entre los ecos del Radar Primario y las respuestas decodificadas es necesario predispararlas con respecto al pulso del Radar Primario; el pretrigger (predisparo), sincronizado para compensar retardos en la generación del modo de disparo del par de pulsos, el retardo del transpondedor y el tiempo de decodificación terrestre son acoplados al IR cuando los pulsos P_1 , P_2 y P_3 son generados de acuerdo con el modo de interrogación y la relación de entrelazamiento seleccionados. Dichos pulsos son modulados en la sección de transmisión de la unidad de IR. Las señales moduladas son enviadas al sistema de antenas via un interruptor de RF que se encarga de enrutar los pulsos de interrogación (P_1 y P_3 , y el pulso de control (P_2). Los valores de pretrigger son normalmente de 60 μ s. El codificador sincronizado ajustará el retardo entre el pretrigger y el pulso P_1 para poner en posición al pulso P_3 con relación al trigger del Radar Primario, también coloca las relaciones de entrelazamiento realizando una cuenta regresiva de los trigger del radar del Transmisor y además provee el trigger para enrutar convenientemente el pulso P_2 al switch de RF y los modos de disparo a ser usados en equipos auxiliares. Las señales de control que activan la selección de los modos de interrogación son colocadas desde la consola de control.

Un codificador digital (encoder) provee los pulsos

espaciados del modo básico los cuales son amplificados y formados a un ancho de $0.8 \mu\text{s}$ para usarlos en el Transmisor. El modulador entrega el pulso de direccionamiento (pulse driver) a los amplificadores del Transmisor. El Transmisor de la unidad de IR (Figura 2.30) es controlado por un oscilador a cristal que consiste de varias etapas de multiplicación de frecuencias (Excitador) que convierten un cristal de baja frecuencia a la frecuencia del Transmisor. La salida del excitador es aplicada a una cadena de amplificadores que elevan la señal de RF a la potencia de salida requerida, luego de lo cual pasa a través de un duplexer al switch de RF para ser acoplada al sistema de antenas. Los amplificadores pueden ser hechos con válvulas de triodos planares.

Las respuestas recibidas en la antena son acopladas al preselector que protege al Receptor de los pulsos del Transmisor, puede ser de stripline o filtros de cavidad de 4 secciones. La salida del preselector es mezclada con la señal del oscilador local en el preamplificador mezclador donde se genera y amplifica la señal de 60 MHz de la IF. El amplificador de IF es seguido de un detector de video y un amplificador driver de video.

El control de ganancia de tiempo (GTC) controla la ganancia del amplificador de IF en función del rango, aumentando en rangos lejanos y disminuyendo en las cercanías de la estación, se lo puede utilizar como una alternativa al sistema de SLS en el sistema de antenas. En el amplificador de IF también se

encuentran las compuertas de rango del video que son controladas por el modo de interrogación y cortan la señal de entrada bajo el rango mínimo y sobre el rango máximo de la operación deseada.

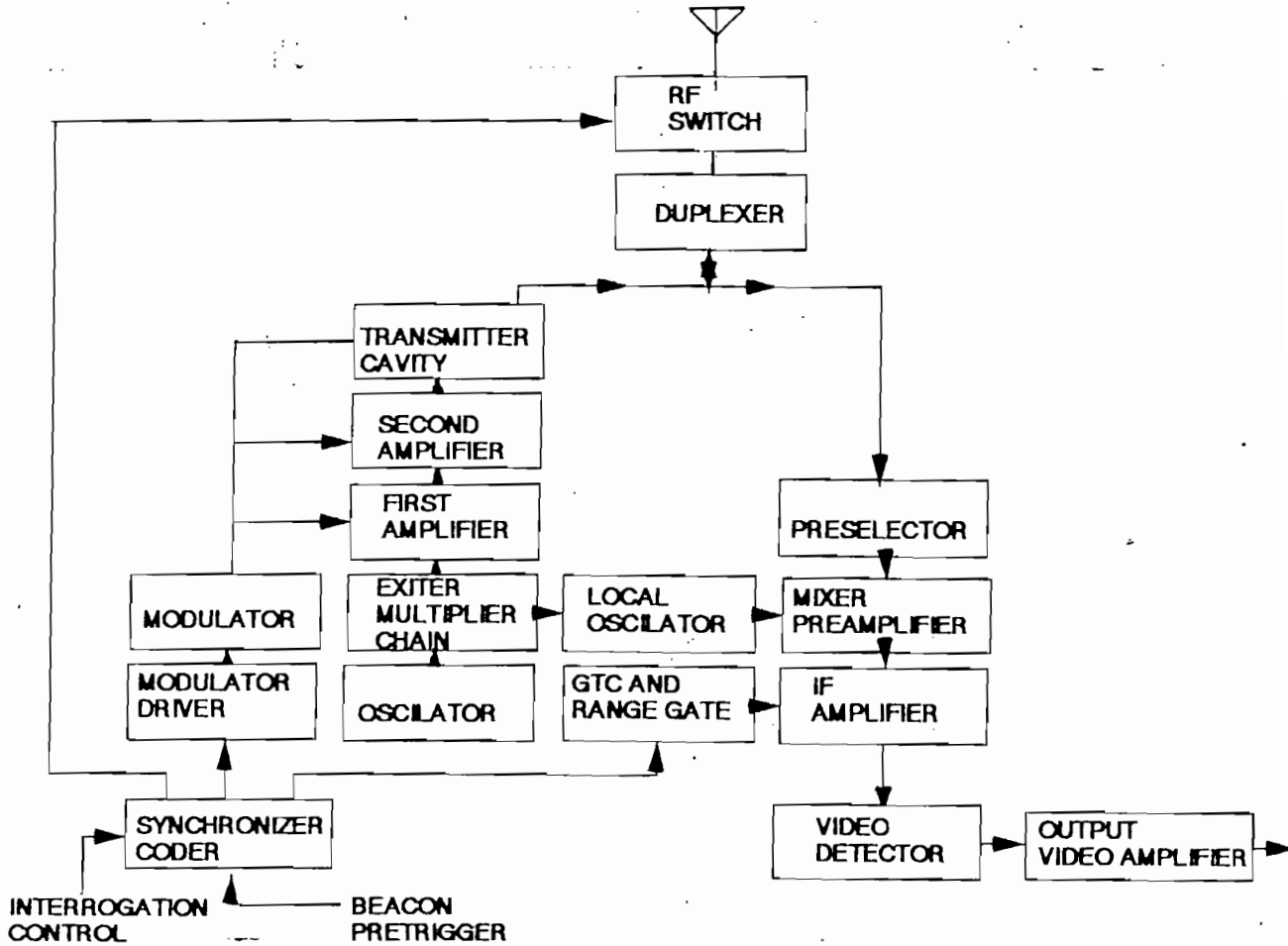


FIGURA 2.30
Diagrama de bloques del Interrogador-Receptor

2.2.2 EL PLOT EXTRACTOR

Luego que los pulsos de video de la respuesta han sido recuperados, es necesario decodificar esta información y eliminar

el ruido presente para un posterior procesamiento y presentación. Al video no decodificado y con ruido se lo denomina video duro (raw video). Este video puede ser acoplado directamente al decodificador o enviado a un sitio remoto via microonda o línea física. Es posible procesar la información del Radar Secundario y luego combinarla con la del Radar Primario o procesar los dos tipos de información para una posterior presentación y procesamiento.

2.2.2.1 DECODIFICACION:

Se puede separar las formas de decodificación en 3 categorías:

2.2.2.1.1 Decodificación Pasiva: La base de esta categoría de decodificación es la yuxtaposición de una pequeña raya (slash) sobre el eco del Radar Primario presentado en el display. Una segunda línea fuera de la primera indica que una aeronave ha sido seleccionada en los switches modo/codigo.

2.2.2.1.2 Decodificación Activa: En esta categoría se puede presentar indicación numérica de altitud e identificación de una aeronave. La indicación numérica debe ser inicializada por el operador del display haciendo uso de lápices ópticos o bolas giratorias, esta puede ser presentada en un contador digital junto al display o en la proximidad de la aeronave seleccionada. Es

necesario ajustar periódicamente el marcador para mantener las posiciones relativas de los ecos y los datos numéricos correspondientes mientras se mueve el eco a través de la pantalla.

2.2.2.1.3 Detección Automática: Los números y símbolos son presentados en forma automática junto al eco del Radar Primario de tal manera que la combinación se mueve en conjunto a través de la pantalla sin ningún ajuste manual por parte del operador. Los numéricos presentados son del mismo tipo de los de decodificación activa. La figura 2.31 presenta los distintos tipos de decodificación.

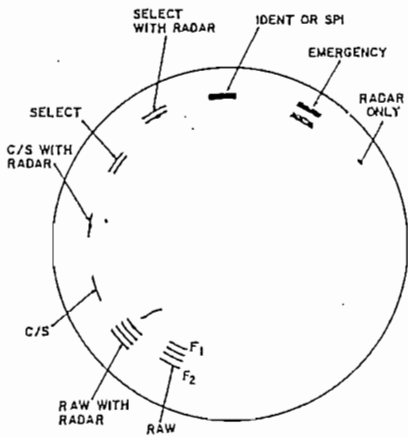
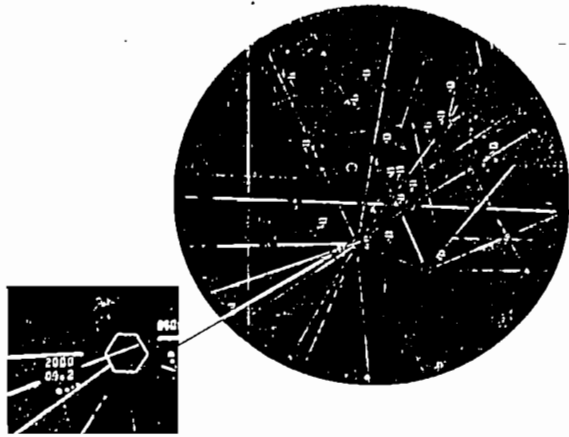
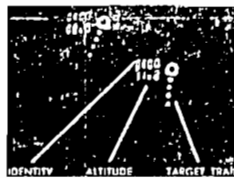


Fig. 13 PPI video display of beacon and/or radar targets.



(a)



(b)

FG.2.31

2.2.2.2 DETERMINACION DE LA POSICION DE UN BLANCO: Para determinar el rango del Radar Secundario, se divide al haz a lo largo de su longitud en celdas de rango discretas entre 0 y el máximo rango (Figura 2.32), el tamaño de las celdas ($1/8$ NM, $1/4$ NM o $1/2$ NM) determina la resolución del sistema. El rango del blanco es una función del tiempo transcurrido entre el inicio de la señal de interrogación y el inicio del primer pulso de la trama válida recibida del blanco.

Debido a la forma cónica del haz, se cubrirá un ancho mayor de rango en sus extremos que al inicio, lo que daría como resultado errores en la medición del azimuth a medida que el avión se aleja de la estación, el dato de azimuth preciso se lo determina por las técnicas de ventanas deslizantes y de división del haz a través de interrogaciones sucesivas, lográndose obtener una precisión de 0.088° . Cada haz de interrogación es igualmente desplazado angularmente alrededor del radar por la rotación de la antena de tal manera que dicho haz sobrelapa ampliamente el área examinada por sus predecesores como se presenta en la Figura 2.33.

El azimuth verdadero del blanco (azimuth central) es la mitad entre el punto al cual el blanco responde primero (azimuth de inicio) y el punto al cual el blanco cesa de responder (azimuth de parada). El proceso de extracción requiere la detección de un número mínimo de hits o respuestas recibidas del blanco

antes de que este blanco pueda ser declarado presente.

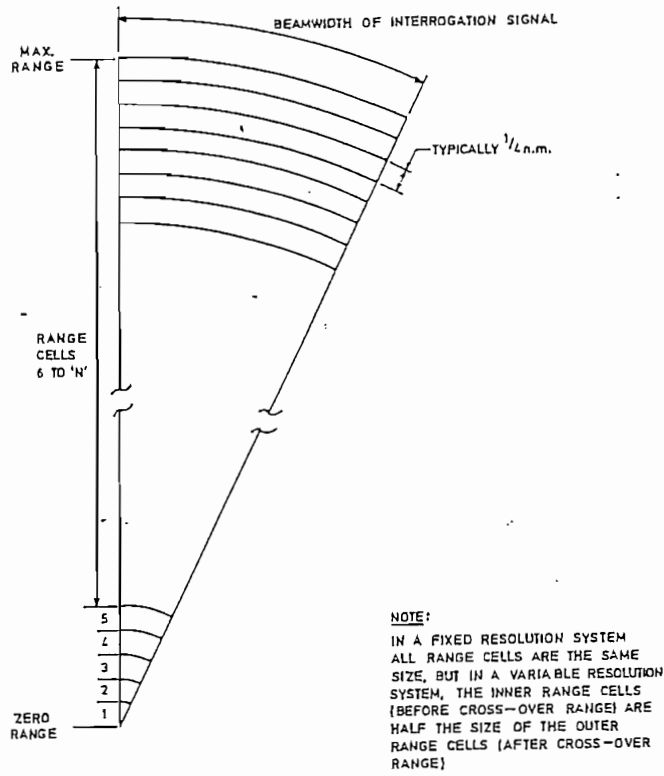
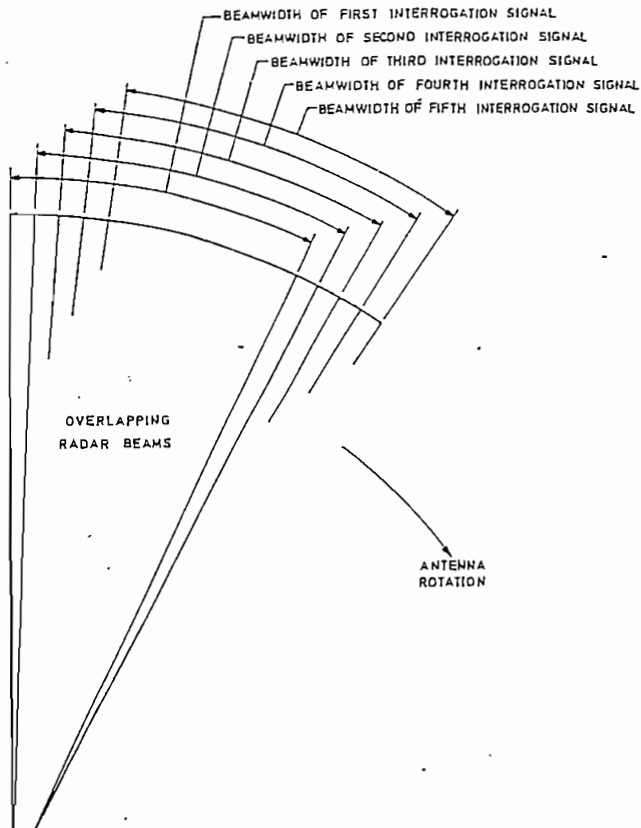


FIG. 2.32 RANGE CELLS IN RELATION TO RADAR BEAM FIG.1



La técnica de las ventanas deslizantes para validación de un blanco, es básicamente un sistema de muestreo de intervalos de azimuth; es necesario grabar la historia de las respuestas recibidas (hits) limitando el número de hits por ancho de haz de la antena, el número de hits/ancho de haz es el tamaño de la ventana deslizante. La ventana se desplaza a medida que la antena rota, guardando en la ventana deslizante la historia de los hits/pérdidas de las respuestas del blanco. La ventana deslizante en un inicio contiene solamente ceros incrementándose hasta el número total de hits (si el tamaño de la ventana deslizante es menor) luego de lo cual disminuye hasta cero. Se define tres umbrales que permiten realizar el cálculo del centro del azimuth: Umbral de inicio del blanco (T_L), este permite establecer la presencia de blancos válidos luego de un número mínimo de hits del blanco, T_L es ligeramente superior que la media del número teórico de hits/ancho de haz, cuando T_L ha sido superado, se guarda el azimuth de inicio del blanco; el Umbral final del blanco (T_T) nos permite determinar el azimuth de parada y la extensión del azimuth que es el valor a partir del cual se determina el centro del azimuth; luego que el Umbral de validación del blanco (T_V) ha sido excedido, los códigos entregados por el blanco son validados. La figura 2.34 ilustra el proceso de la ventana deslizante con sus umbrales.

Para calcular el azimuth verdadero o centro del azimuth es necesario introducir un error de offset al valor medio de la

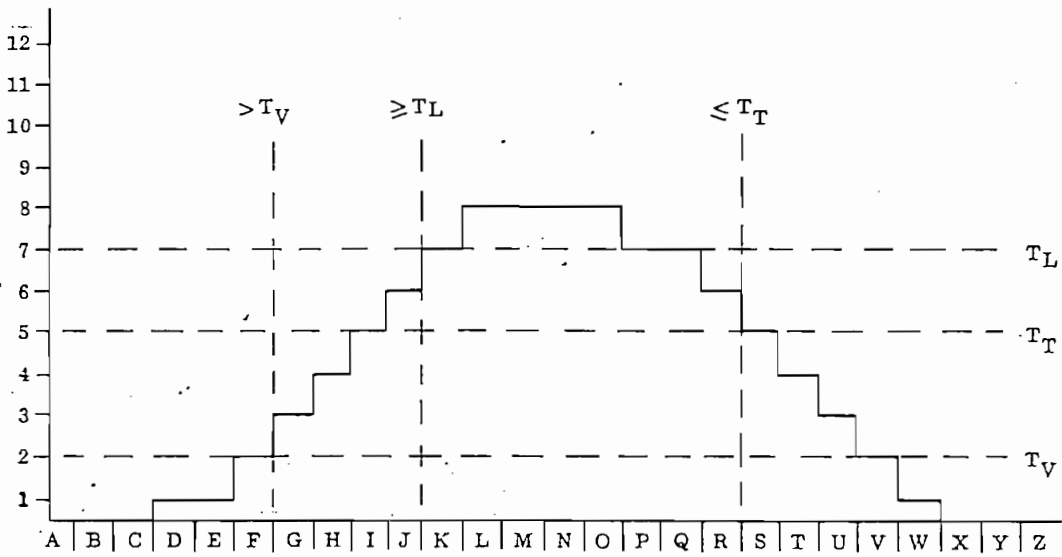


FIG 2.34

extensión del azimuth y sumarlo con el azimuth de inicio, esto se debe a que T_L y T_T no definen el primero y el último hit respectivamente. El error de offset se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$\theta_{\text{off}} = \frac{A}{2E} (W + T_L - T_T) \quad [^\circ] \quad (2.6)$$

donde A es el número de pulsos transmitidos por un digitalizador de azimuth (acp)/rotación de la antena. Normalmente 4096 pulsos/rotación de la antena.

E es el número de interrogaciones extraídas por rotación de la antena.

W el tamaño de la antena deslizante.

T_L umbral del inicio del blanco y

T_T umbral final del blanco.

Además del problema de reflexiones en la superficie terrestre las cuales pueden ser eliminadas con supresiones sucesivas, existen otras interferencias que ocasionan la pérdida de las respuestas y que deben ser resueltas en esta parte del sistema, las dos principales son: el FRUIT (False Repetition Un Interrogation Target) que ocurre cuando el transpondedor opera dentro del rango de dos o más interrogadores; la respuesta llegará sincronizada con la estación que origina la interrogación mientras que existirá una desincronización con los otros interrogadores. El GARBLE cuando uno o más Transpondedores responden a la interrogación de un PTR, resulta imposible distinguir cual pulso pertenece a una de las aeronaves.

2.2.3 EL SISTEMA DE ANTENAS

Las interrogaciones provenientes de una estación terrestre usualmente emanan de un sistema de antenas que rota con la

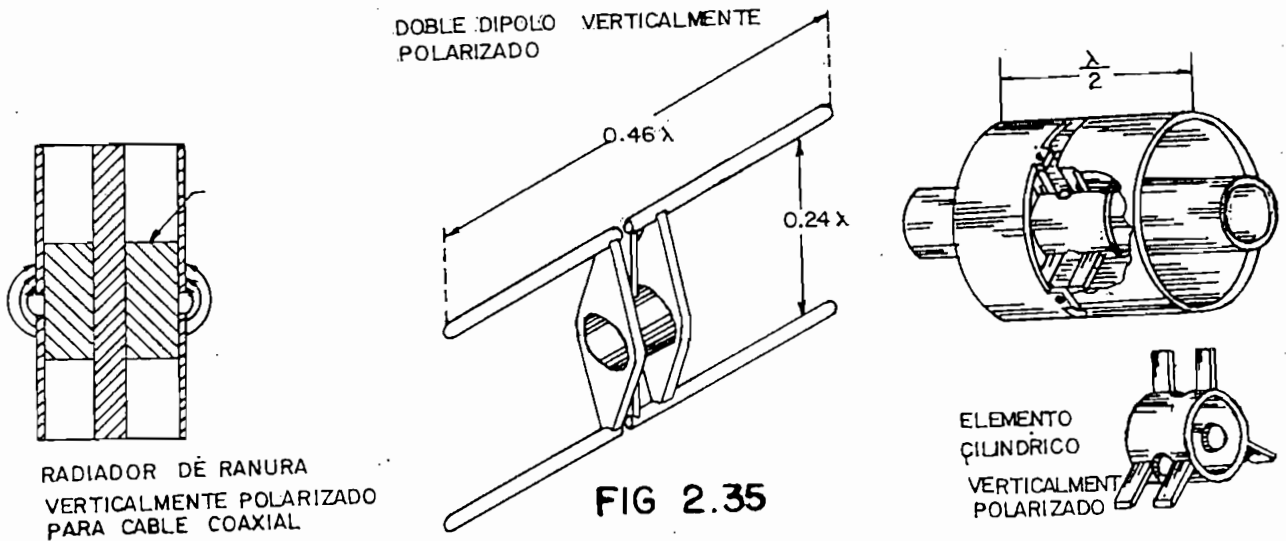
antena del Radar Primario. Esto permite que exista una sincronización entre los videos presentados en la pantalla. Al igual que en el sistema de antenas del Radar Primario, es necesario un interfase entre la línea de transmisión y la antena rotatoria el cual en la mayoría de los casos se trata de un conjunto de juntas rotativas. El sistema de antenas es similar al del Radar Primario con la diferencia que en lugar de las TR cells se puede usar un sistema de duplexores.

Para maximizar la respuesta de una cantidad dada de energía, es deseable que la antena del transpondedor tenga una ganancia nominal la cual puede sólo ser obtenida estrechando el diagrama de radiación en el plano vertical.

En el caso de antenas en las estaciones terrestres, esta ganancia en el plano vertical se la obtiene con un arreglo lineal de elementos alimentados de tal manera que sus contribuciones se combinen en fase en el plano horizontal. La figura 2.35 presenta los principales tipos de radiadores.

La OACI en el anexo 10 a las Telecomunicaciones Aeronáuticas recomienda que el tipo de polarización predominante en las transmisiones de interrogación, control y respuesta sea vertical limitando el ancho del haz de la antena ($\approx 3^\circ$), de lóbulos laterales pequeños con una diferencia entre el lóbulo principal de por lo menos 24 dB y hacer uso de un sistema de supresión de las

respuestas espureas producidas por dichos lóbulos (XIII).



Los 2 métodos para supresión de lóbulos laterales son:

a) Se genera un diagrama de radiación omnidireccional de baja potencia proveniente de un dipolo vertical colocado a igual altura que el centro de radiación de la antena direccional, el dipolo radía un pulso de control (P_2) usado para la supresión de los lóbulos laterales (Figura 2.36). El diseño de la antena debe ser tal que se tenga el mismo diagrama de radiación vertical que la antena direccional para que se mantenga el acoplamiento de lóbulo vertical en todos los ángulos de elevación.

b) Este método utiliza un arreglo de dipolos conocido como antena suma diferencia, la cual es eléctricamente dividida en dos

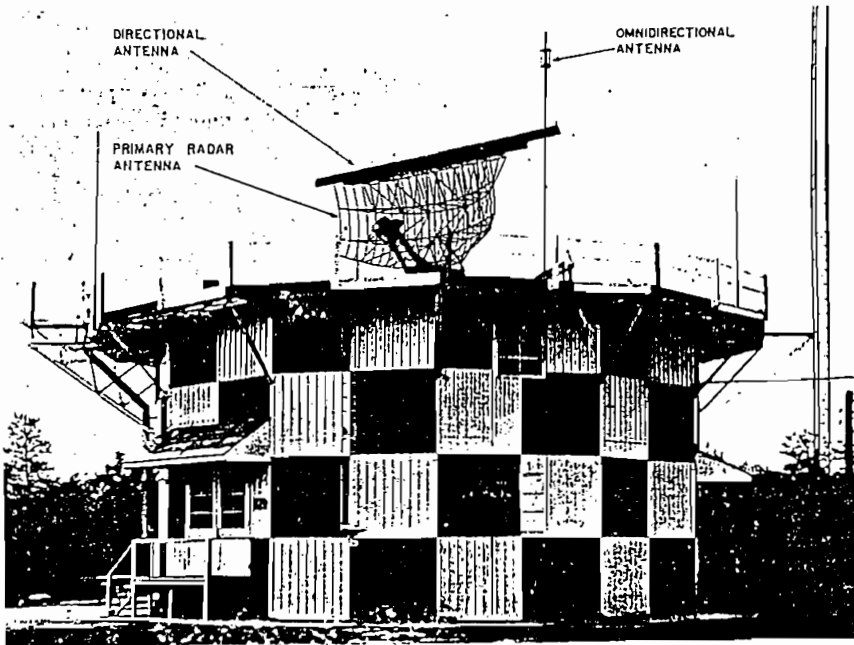


FIG 2.36

mitades que permiten a la antena radiar en fase o en antifase. Es necesario utilizar un switch de RF que controla la forma de radiación y que es accionado por un pulso de control anterior al pulso P_2 o el pulso es radiado en el diagrama de diferencia. Cuando el pulso P_2 es transmitido, el switch de RF se activa permitiendo que las 2 mitades de la antena radien en antifase (diferencia) produciendo un diagrama de radiación tipo cardiode (Figura 2.37); mientras no se transmite el pulso P_2 , las antenas radia en fase (suma) produciendo un diagrama de radiación altamente directivo.

Los dos métodos dan como resultado que el diagrama de radiación omnidireccional sea mayor que cualquiera de los lóbulos laterales pero menor que el lóbulo directivo. En el transpondedor se comparan las intensidades de los pulsos P_1 y P_2 con el siguiente criterio:

Si $P_1 > 9$ dB sobre P_2 , el transpondedor responde.

Si 0 dB $\leq P_1 \leq 9$ dB sobre P_2 , el transpondedor puede o no responder.

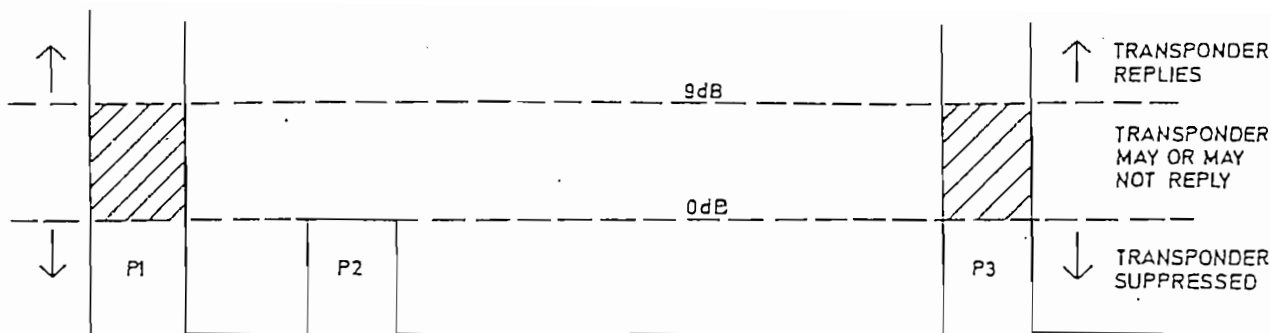
Si $P_1 < P_2$ el transpondedor no responde.

Esto asegura que el transpondedor sólo responderá durante el tiempo que se encuentra dentro del lóbulo principal. (Figura 2.37).

2.3 PROCESAMIENTO Y PRESENTACION DE RESULTADOS

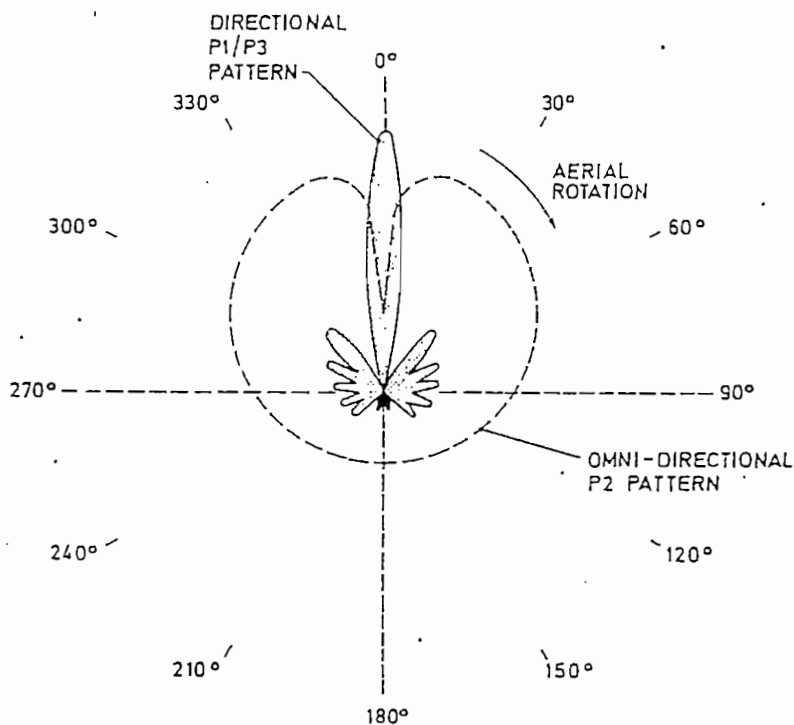
El siguiente paso que permite la detección de una aeronave consiste en procesar la información recibida así como la información adicional que debe ser presentada en la etapa final de dicho proceso, esta etapa consiste de un sistema de consolas cada una con su pantalla correspondiente la cual permite al controlador manejar el espacio aéreo bajo su responsabilidad.

El diagrama de bloques de la figura 2.38 presenta una de las formas de procesar y presentar resultados en un sistema de radar.



NOTE: FOR CLARITY THE FOLLOWING REQUIREMENT FOR TRANSPONDER REPLY IS NOT SHOWN THAT THE AMPLITUDE OF PULSE P3 IS IN EXCESS OF A LEVEL 1dB BELOW THE AMPLITUDE OF PULSE P1

MAIN CRITERIA OF TRANSPONDER PULSE AMPLITUDE DISCRIMINATION FOR SIDE LOBE SUPPRESSION



AERIAL RADIATION PATTERN IN AZIMUTH

2.3.1 EL COMPUTADOR COMO PROCESADOR DE DATOS RADAR

Los radares modernos incorporan computadoras de propósito general que casi siempre trabajan en tiempo real con una extensa capacidad computacional que le permite procesar sus datos y controlar el radar dependiendo del tipo de sistema utilizado. Del tipo de computador utilizado dependerá el rendimiento final del sistema.

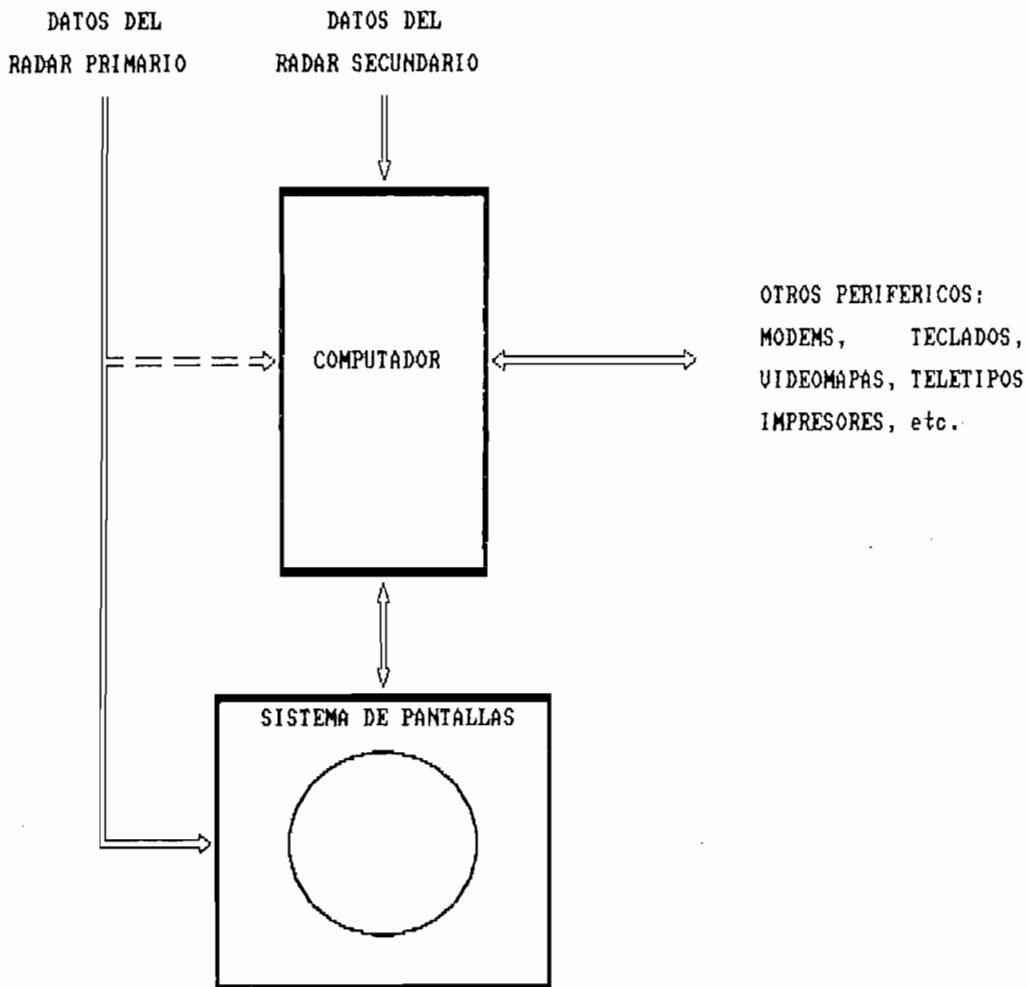


FIGURA 2 38 PROCESAMIENTO Y PRESENTACION DE RESULTADOS.

Además de controlar y procesar la información requerida, el computador debe ser capaz de responder a determinados requerimientos del usuario.

En un radar multifuncional de arreglo de fase, el procesador de datos debe ser capaz de manejar múltiples tareas al mismo tiempo, dando la más alta prioridad a la detección de blancos y procesando los otros datos en forma escalonada. Esto puede ser realizado programando la distribución de los recursos del radar (tiempo, energía, etc.) de acuerdo a prioridades. El computador determina todas las condiciones de cada respuesta del radar (posición angular del haz, tiempo de transmisión, frecuencia, forma de onda, periodo del pulso, detección de umbrales y asignamiento de la posición). Las señales recibidas del radar son procesadas de acuerdo a la posición de la respuesta asignada por el procesador de datos. Los procesos básicos de la mayoría de los radares multifuncionales del arreglo de fase son: búsqueda de nuevos blancos, inicialización de seguimientos luego de nuevas detecciones, mantenimiento del seguimiento en blancos de interés y soporte para demanda de datos por parte del usuario del radar. En general, los datos de búsqueda son procesados en forma diferente que los datos de seguimiento ya que en el modo de búsqueda el sistema está tratando de establecer la presencia de un blanco, mientras que en modo de seguimiento el sistema está tratando de establecer el comportamiento del blanco.

Los programas de los computadores pueden tener tres elementos principales; subprogramas de tareas, programas de ejecución y base de datos comun.

Los subprogramas de tareas proveen la codificación para realizar funciones asignadas al computador; generalmente se dividen en 3 categorías: control, soporte y comunicaciones. Los programas de control permiten desarrollar las funciones de programación del radar, manejo de búsqueda, procesamiento de seguimiento y supervisión de los archivos de rastreo. Los programas de soporte incluyen la evaluación de la carga del radar, inicialización de software y hardware, grabación, pruebas y rutinas generales. Los programas de comunicación permiten realizar el interfase con los displays y con los usuarios del sistema.

El programa de ejecución maneja la distribución de los recursos del computador, incluyendo equipos de entrada/salida, memoria y tiempo de procesamiento para cumplir una tarea. Programa y despacha subprogramas de tareas.

La base de datos común es una colección de archivos o tablas guardadas en la memoria del computador y disponible a mas de un subprograma o usuario. Los datos en las tablas incluyen instrucciones completas, reglas locales, constantes y manejo de datos.

Los conceptos actuales tienden a la integración de otros elementos del sistema de tráfico aéreo para procesamiento y control. Las áreas a incluirse en un programa de automatización normal son:

Control táctico: Que incluye : procesamiento de datos radar, procesamiento de datos de vuelo y swicheo de voz Aire/Tierra/Aire.

Control Estratégico: Control de flujo, planificación de vuelo y control de aproximación.

Servicios: AFTN, procesamiento meteorológico, AIS, supervisión técnica automatizada y distribución de información automatizada.

Adiestramiento: Simulación radar y simulación de Torre.

Para resolver este problema, se requiere de una estructura arquitectónica con un esquema de configuración muy amplia que permite futuras expansiones. Este tipo de arquitectura puede consistir de: Inteligencia distribuida, Local Area Networks (LAN) y Packet Switching Networks (PSN).

El concepto de inteligencia distribuida satisface los requerimientos para el rendimiento de un sistema avanzado con un delicado sistema falla seguridad/falla, usando computadoras de multiproceso con una alta configurabilidad y capacidad de

procesamiento remoto y/o local.

El LAN provee fácil expansión en términos de nodos de procesamiento y estaciones de trabajo a nivel de central y servicios (TMA, TWR, APP, Meteorología, Supervisión, etc).

El PSN permite la distribución e integración de gran cantidad de información a nivel nacional, especialmente para servicios en tiempo no real tales como FDP o AIS.

Las interconexiones entre subsistemas se llevan a cabo via líneas dedicadas a datos en tiempo real (principalmente datos de radar y comunicaciones de voz) y PSN ISO-OSI para cualquier otro dato. La PSN International Standard Organization-Open System Interface es un sistema de transmisión de datos que está siendo instalado actualmente en muchos países. La ISO-OSI standard provee un número diferente de niveles de conexiones entre sistemas, ordenando desde las conexiones físicas (cables eléctricos) a la transferencia directa entre computadores.

El escoger un computador conveniente para una determinada aplicación radar involucra el encontrar muchos requerimientos simultáneamente. Ya que la mayoría de radares operan continuamente, los computadores deben ser capaces de procesar todos los datos tan rápido como son obtenidos. La velocidad varía con las condiciones ambientales y el número de blancos simultáneos en el

volumen de rastreo del radar.

2.3.2 EL SISTEMA DE PANTALLAS

El sistema de pantallas presenta visualmente y de una manera adecuada para la interpretación y acción la información contenida en las señales del eco radar. La pantalla o Display puede presentar dos tipos de información; la señal sin procesar o video duro la señal procesada o video sintético.

2.3.2.1. TIPOS DE TUBOS DE RAYOS CATODICOS: El tipo de Display utilizado es el tubo de rayos catódicos (TRC), los tubos pueden ser de 2 tipos; los de deflexión modulada en el cual el blanco es presentado con una deflexión del haz de electrones como en los displays tipo A. En el otro tipo, el tubo de intensidad modulada, el blanco es presentado intensificando el haz electrónico lo que provoca que se produzca una mancha luminosa en la cara del tubo, tal es el caso de los displays tipo PPI. La deflexión del haz electrónico o la mancha luminosa causadas por la presencia de un blanco se denomina blip.

2.3.2.2 FORMAS DE DEFLEXION: El enfoque y la deflexión del haz electrónico pueden ser realizados electrostáticamente, electromagnéticamente o una combinación de las dos. La deflexión electrostática un campo eléctrico aplicado a 2 electrodos de deflexión o placas introducidas en el cuello del tubo que deflejan

el haz electrónico según el voltaje aplicado a las placas. La deflexión electromagnética utiliza bobinas magnéticas o yugos de deflexión colocados alrededor del cuello del TRC. Las formas de deflexión citadas se indican en la figura 2.39.

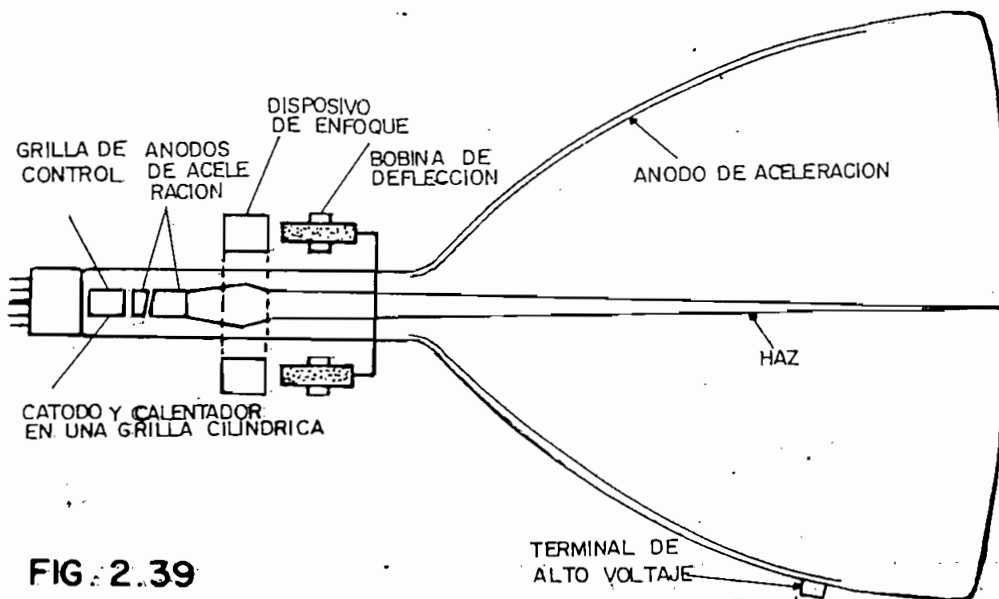
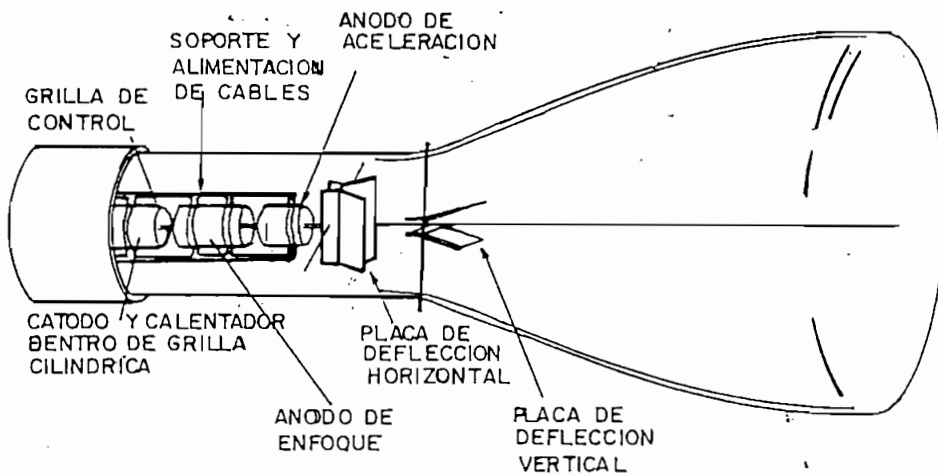
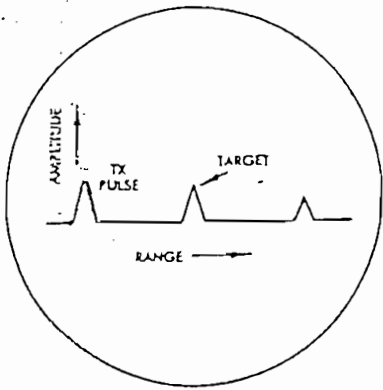


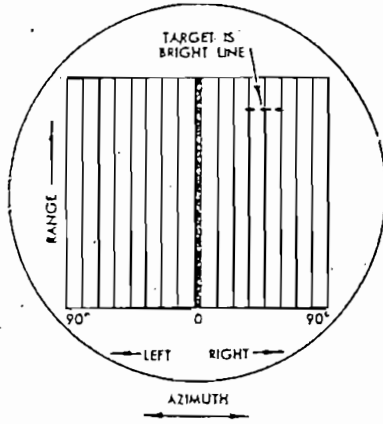
FIG. 2.39

2.3:2.3 TIPOS DE DISPLAYS: La forma de presentación del blanco en el tubo de rayos catódicos determina el tipo de Display. Los

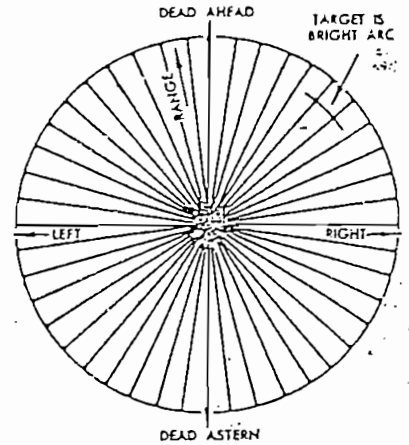
principales tipos de Display se presentan en la figura 2.40.



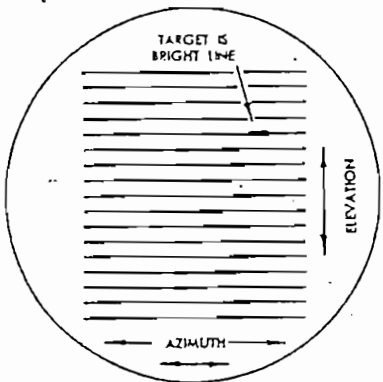
TYPE A SCAN



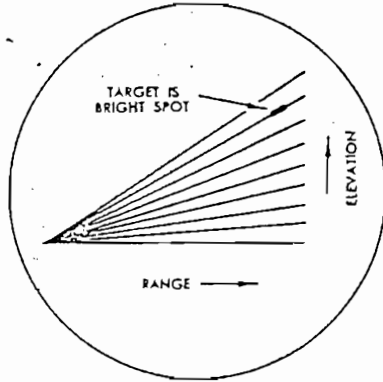
TYPE B SCAN



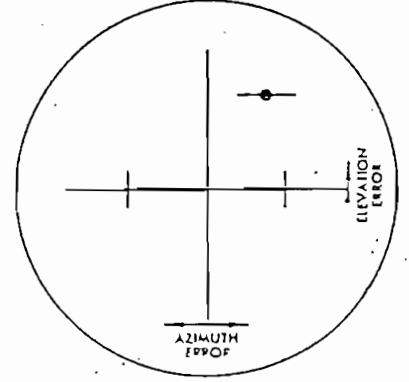
TYPE P (PPI)



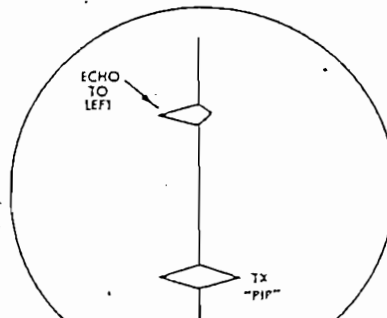
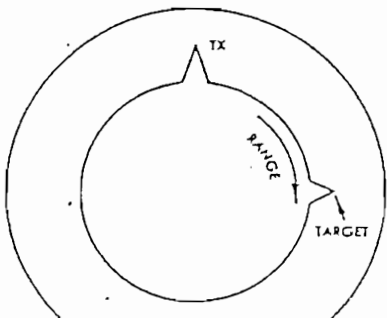
TYPE C SCAN



TYPE E SCAN



TYPE-G SCAN
SINGLE TARGET, WINGS INDICATE RANGE



Display tipo A: La distancia se presenta en el eje de las abscisas y la amplitud de la señal en el eje de las coordenadas; no tiene información de azimuth.

Display tipo B: Es un Display de intensidad modulada de forma rectangular donde el azimuth es el eje de las X y el rango es el eje de las Y.

Display tipo C: De iguales características que el display tipo B pero el eje de las Y presenta la elevación del blanco.

Display tipo E: Display de intensidad modulada con presentación de rango en el eje de las X y elevación en el eje de las Y.

Display tipo G: Display rectangular en el cual el blanco aparece como un blip lateralmente centralizado cuando la antena del radar es dirigida hacia el en azimuth, apareciendo unas pequeñas alas a medida que la distancia al blanco aumenta; los errores de dirección horizontal y vertical son indicados por los desplazamientos del blip en forma horizontal y vertical respectivamente.

Display tipo J: Es un display tipo A modificado en el cual la base de tiempos es circular y los blancos aparecen como una deflexión radial de la base de tiempos.

Display tipo L: El blanco aparece como 2 deflexiones verticales.

Cuando la antena del radar apunta al blanco, las 2 deflexiones son iguales, pero a medida que la antena se mueve, las deflexiones varían indicando hacia donde se dirige el blanco.

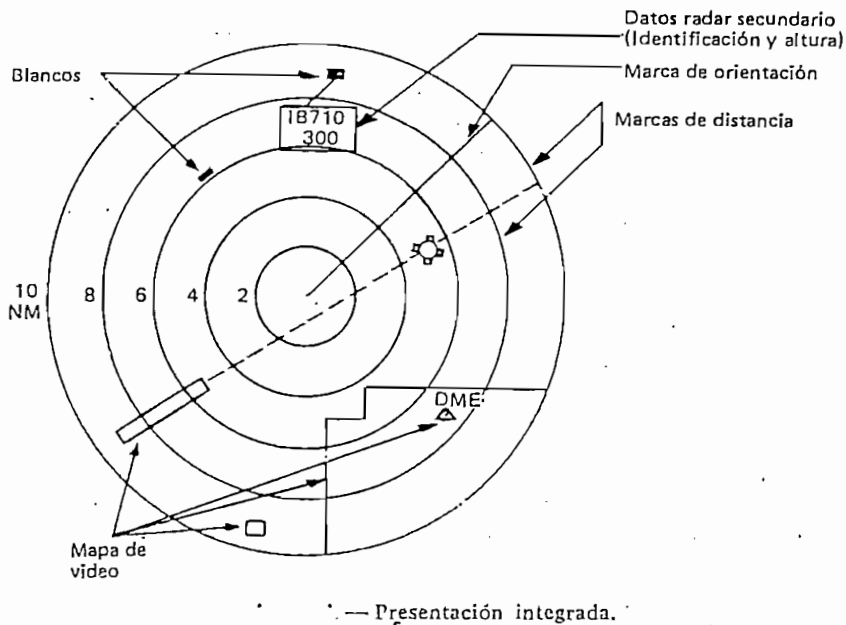
Display tipo P o PPI (Plan Position Indicator): Es el más utilizado; es un display circular de intensidad modulada en el cual el barrido se mueve circularmente. El origen del barrido, en el centro de la pantalla está dado por el comienzo de la base de tiempos, el que está sincronizado con el disparo del Transmisor. Para controlar el barrido de la pantalla se extrae información de la posición de la antena haciendo uso de Synchros en forma analógica o de Shafts Encoder en forma digital.

La pantalla de los TRC están impregnadas de algún tipo de fósforo ya que este tiene la propiedad de brillar ante la presencia de un haz electrónico, tiene la desventaja de que el brillo permanece por períodos de tiempo muy cortos y este se observa mejor en sitios oscuros; esta desventaja determina que se tenga que hacer uso de cuartos oscuros para poder mantener la presencia del blanco en las pantallas. Los Brights Displays evitan el uso de cuartos oscuros pues utilizan monitores de televisión normales o los tiempos de refrescamiento de la información presentada en las pantallas es muy alto, lo que permite que la información no se pierda en ningún momento.

El uso de pantallas de color permite al controlador una

mayor precisión en el reconocimiento de los blancos pues es posible codificar, por colores toda la información presentada en forma simultánea en las pantallas.

2.3.2.3 PRESENTACION INTEGRADA: La figura 2.41 indica algunos de los datos complementarios presentados en un Display tipo PPI que permiten una presentación integrada del sistema radar con los otros medios de control de tráfico que se dispone.



Marcas de distancia o anillos de rango: Son anillos concéntricos colocados a distancias predeterminadas que ayudan a calcular el rango del blanco.

Marcas de orientación: permiten calcular la posición de un lugar en la pantalla con azimuth y rango. Especialmente utilizado en

labores de mantenimiento.

Mapas de video: Presentan mapas de aerovías, mapas de alturas, presencia de ayudas a la navegación aérea, aeropuertos o todo punto importante que deba estar presente en las pantallas. La información, previamente grabada, se la obtiene de un sistema de video o un computador y es exclusiva de cada estación.

Datos del Radar Secundario: Luego de procesada la información del Radar Secundario, en la pantalla se presenta la identificación de la aeronave y la altura de la misma en forma numérica. Si el controlador lo desea, puede ingresar en vez de la identificación cualquier caracter alfanumérico como por ejemplo la compañía a la que pertenece una aeronave y el número de vuelo. En el caso de la figura, se trata del avión de la compañía Iberia con número de vuelo 710 y se encuentra a 30000 pies de altura.

2.4 EL SISTEMA DE COMUNICACIONES

Luego de que una aeronave ha sido detectada, es necesario mantener un estricto control sobre la aeronave, para lo cual, el controlador indicará al piloto sobre los procedimientos, condiciones meteorológicas e indicaciones especiales ha seguir para optimizar la seguridad y eficiencia de la navegación aérea. Este intercambio de información entre las aeronaves y el sistema radar se lo realiza casi exclusivamente con equipos de radio instalados

en las bases en tierra como en las aeronaves. Para obtener toda la información requerida por el piloto, el controlador tiene que comunicarse con otras estaciones en tierra por distintos medios, entre los cuales podemos citar a los sistemas de radioenlace, centrales telefónicas privadas y otro tipo de medios de comunicación.

2.4.1 COMUNICACIONES AIRE/TIERRA/AIRE

Cuando el piloto mantiene una comunicación con el piloto, esta se la realiza por medio de equipos Transmisores/Receptores operando, tanto en la aeronave como en la estación, a una frecuencia fija predeterminada para esa estación. Si la aeronave se encuentra fuera del espacio aéreo asignado a esa estación, se le comunica que debe cambiar a otra frecuencia para obtener comunicarse con la siguiente estación, de esta manera, es posible tener un constante control sobre la aeronave en todo el viaje.

La Union Internacional de Telecomunicaciones (UIT) asignó un determinado rango de frecuencias para que puedan ser utilizadas en las comunicaciones aeronáuticas. Las comunicaciones aire/tierra/aire se realizan en la banda de VHF usando el rango de frecuencias comprendidas entre 118 MHz a 136 MHz.

Los sistemas de aproximación y vigilancia, entre los cuales está catalogado el radar, hacen uso de los servicios móviles

aeronáuticos de comunicaciones y la asignación de determinada frecuencia a una estación se la realiza dentro de la banda asignada por la UIT mediante acuerdos nacionales o internacionales del país o países interesados con la OACI. Es deseable que en los equipos de comunicaciones VHF de los servicios radiotelefónicos aeronáuticos se de un mayor énfasis a la comprensión de los mensajes antes que a la fidelidad de la forma de onda, como se recomienda en el adjunto "D" a la parte 1 del anexo 10 al convenio sobre Aviación Civil Internacional (16) (XV). En la tabla 1 se describe la asignación de las frecuencias a los distintos servicios aeronáuticos. La frecuencia de 121.5 MHz es utilizada solamente en condiciones de emergencia, como por ejemplo, en el caso de averías mecánicas de la aeronave; el uso de una frecuencia exclusiva en este tipo de situaciones permite al controlador como al piloto mantener una comunicación libre de interrupciones causadas por otras aeronaves; si por alguna circunstancia, no se establece comunicación en esta frecuencia, es posible utilizar una frecuencia alternativa (123.1 MHz) normalmente asignada para operaciones de búsqueda y salvamento.

Todos los servicios móviles aeronáuticos tiene asignadas frecuencias alternativas para el caso de fallas de comunicaciones.

El sistema SELCAL (Selective Call) permite que pueda existir una comunicación exclusiva entre el controlador y la

aeronave libre de interferencias haciendo uso de los mismos equipos de VHF con ligeras modificaciones (XIV).

2.4.2 COMUNICACIONES EN TIERRA

A mas de mantener una constante información con el piloto, es necesario coordinar con otros centros de control sobre las actividades desarrolladas en el manejo del espacio aéreo. Es así como se ha visto la necesidad de utilizar otros medios de comunicación para obtener la información requerida. Las comunicaciones en tierra pueden hacer uso de centrales telefónicas privadas que conectan estaciones de aproximación con aerodromos permitiendo coordinar actividades de despegue, seguimiento y aterrizaje de las aeronaves. Si los centros de aproximación se encuentran en lugares remotos, puede ser necesario el uso de sistemas de radioenlace que permitan este tipo de comunicaciones. Para mantener comunicaciones con estaciones aeronáuticas situadas a distancias considerables donde no es posible hacer uso de los sistemas anteriormente indicados, es conveniente rentar canales telefónicos abiertos a empresas de telecomunicaciones lo que permite una comunicación directa con estas estaciones.

La red de telecomunicaciones fijas aeronáuticas (AFTN) es una red de teletipos y/o radioteletipos capaz de cursar mensajes a nivel nacional e internacional. Los tipos de mensajes enviados pueden ser: de socorro, de emergencia, relativos a la seguridad del vuelo, mensajes meteorológicos, de administración aeronáutica, mensajes relativos a la regularidad del vuelo, mensajes de servicio, NOTAM. El Manual de Procedimientos Instrumentales

editado por la DAC define al NOTAM como un "Aviso que contiene información relativa al establecimiento de, condición o modificación de cualesquiera instalación, servicios, procedimientos o peligros aeronáuticos que es indispensable conozca oportunamente el personal que realiza operaciones de vuelo."(15)

Un sistema avanzado de procesamiento de datos meteorológicos permite la presentación de estos datos mediante una red de terminales ubicados en diferentes centros de control.

Se puede utilizar radios de cobertura limitada en la banda de VHF para enlazar vehículos terrestres y estaciones cercanas en caso de emergencia.

2.5 TENDENCIAS FUTURAS DEL SISTEMA RADAR

El rápido avance de las nuevas tecnologías hace difícil predecir cuales serán las perspectivas de los sistemas radar en el futuro. Es por esto, que se hace mas conveniente describir algunas de las técnicas actuales relacionadas con el radar que tendrán que ser desarrolladas a plenitud para optimizar los Sistemas de Radar:

Interferencia (Clutter); es posible que en el futuro sea innecesario realizar medidas de la interferencia, ya que se conocerá todo acerca de este fenómeno pudiendo evitarse antes que ocurra.

Información del Blanco; podrá obtenerse información del blanco que la teoría actual indica que es posible determinar como son: tamaño del blanco, forma y propiedades de la superficie reflectora.

Transmisores; actualmente se encuentran en el mercado, los transmisores de estado sólido, que trabajan con dispositivos de potencia de estado sólido eliminando los tubos de potencia (Klystrons, magnetrones, etc), las frecuencias de trabajo limitadas de estos dispositivos (bajo la banda L) constituye su principal desventaja. En el futuro se tendrá que desarrollar estos dispositivos para que puedan trabajar en un rango de frecuencias más elevadas.

Reflectores mecánicos; se tendrá que seguir controlando el movimiento de rotación de la antena en forma mecánica por un tiempo todavía considerable, pues ha demostrado ser la manera más eficiente de realizar este trabajo en el futuro se espera optimizar los radares de arreglo de fase para que puedan reemplazar al sistema de giro mecánico de los reflectores. Otra área de interés en el futuro serán los arreglos conformes cuyos radiadores conforman una superficie no planar (o arbitraria) que actualmente no están desarrollados completamente.

Cobertura; los radares en la región de las microondas tienen un alcance limitado debido a la curvatura de la tierra, actualmente

estos radares ofrecen una cobertura mundial si se encuentran emplazados en el espacio, pero sus costos de operación son muy elevados. Los radares meteorológicos colocados en un satélite, permiten determinar las condiciones del medio ambiente en un áreas muy grandes, este puede ser una buena alternativa para la detección de barcos en el oceano. Los radares HF sobre el horizonte (OTH) pueden tener un alcance tan grande como de 2000 NM siendo un buen método para detectar aviones sobre el mar.

Confiabilidad; los radares mas confiables tienen un tiempo medio entre fallas (MTBF) entre 800 y 1200 horas, una de las formas de mejorar esta confiabilidad es el de tener sistemas de radares duales, de tala manera que siempre se encuentre al menos uno en operación mientras el otro está reparándose. En el futuro se tenderá a mejorar la confiabilidad con el uso de sistemas radar de estado sólido.

Procesamiento de datos y señales; los dispositivos VHSIC (Very High Speed Integrated Circuits) estarán trabajando en un sistema radar de aqui a 5 años aumentando la capacidad de procesamiento del sistema a niveles no sospechados, con lo cual se estará mejorando la confiabilidad del radar. Esto permitirá que el operador radar dedique mas tiempo a la detección de aeronaves ya que casi la totalidad de la información extractada de la pantallas se la realizará de forma automática. El puesto de trabajo del controlador ATC variará mucho con la presencia de las computadoras

personales, pues con ellas la franja de progreso de vuelo quedará eliminada en forma definitiva. Gracias a los sistemas de reconocimiento de voz, pronto será posible digitalizar una orden automáticamente y de esta forma anotar directamente cualquier orden dada al sistema, es decir, representarla en la etiqueta de la aeronave o en una lista microtabular, etc. El sistema en que quede grabado el tipo de voz de cada controlador puede conseguir el alto grado de entendimiento requerido aún en condiciones de fatiga o tensión.

Tamaño y Peso; se deberá tender a obtener mayores potencias en sistemas de estado sólido, con lo cual su tamaño y peso disminuirán.

Radars fuera de la región de las microondas; en el caso de frecuencias bajas, se tiene la experiencia de los radars OHT explicados anteriormente, para radars de longitudes de onda milimétricas todavía no se ha encontrado una aplicación práctica, es de esperarse que estos tengan usos muy especiales en un futuro lejano.

CAPITULO No 3EL SISTEMA DE RADAR EN QUITO

El Sistema de Radar en Quito se encuentra ubicado en el cerro Huagrapungo de la Urbanización Monjas Sur. La estación está a 3030 m. sobre el nivel del mar (\approx 10400 pies). El sistema es de fabricación inglesa de la compañía Plessey. Comprende de un Radar Primario con un alcance de 80 NM. para el video de radar normal (video sin procesar) y de 60 NM. para el video procesado MTI, el rango del MTI es variable de 0 a 80 NM; un Radar Secundario con alcance de 150 NM., tanto el Radar Primario como el Secundario logran obtener información de aeronaves volando a niveles tan altos como 50000 pies sobre el nivel del mar; una computadora de propósito general que procesa la información decodificada del Radar Secundario y otro tipo de información especial utilizada en el proceso. El sistema tiene capacidad para trabajar con 6 pantallas de radar tipo PPI, pero existe al momento solamente 4, se tiene además una pantalla adicional (Monitor Display) ubicada en el lugar destinado a los equipos que se la utiliza para mantenimiento. Por la ubicación de la estación, se dispone de un Radioenlace que une la Estación Radar con el Aeropuerto Mariscal Sucre y que permite realizar las comunicaciones en tierra; para las comunicaciones aire/tierra/aire se utiliza un equipo de radio de

250 W. con posibilidad de variar su frecuencia si las circunstancias así lo requieren, radios de 5 W. son utilizados en casos de emergencia o para las comunicaciones con vehículos terrestres.

Para asegurar que exista una continuidad en el control de tránsito aéreo, se ha previsto la utilización de sistemas redundantes que permiten reparar un equipo mientras el otro se encuentra en operación. A continuación describimos las características principales del sistema:

3.1 RADAR PRIMARIO

El Radar Primario AR-15/2B es un radar de rango medio que trabaja en la banda S (10 cm.), tiene la posibilidad de procesar la información recibida por medio de un sistema MTI digital (DMTI) eliminando los ecos fijos y presentando los ecos móviles. El video sin cancelar o video de radar normal es presentado directamente en las pantallas luego de ser recibido y amplificado.

El sistema consta de los siguientes elementos:

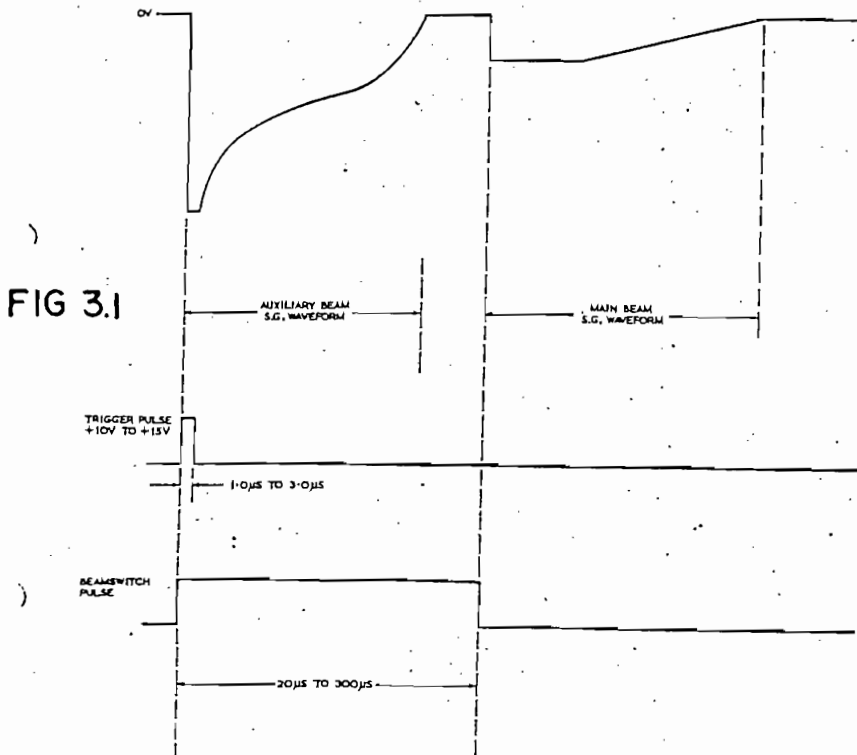
- Un sistema de antenas de doble haz con polarización variable.
- Dos Transmisores/Receptores operando normalmente en diversidad de frecuencias.
- Un sistema de procesamiento de video que permite obtener el video de radar normal y el video procesado MTI.

- Equipos de trigger y de control y distribución del video.
- Unidad de control radar.

La polarización del reflector doblemente curvado es variable de lineal a 45° pasando por elíptica a circular de tal manera que el operador pueda seleccionar mediante la unidad de control radar la polarización mas indicada para las condiciones atmosféricas prevalecientes. Al variar la polarización se puede discriminar con la pantalla el clutter (desorden) causado por la lluvia de tal manera que los ecos de precipitación de la lluvia sean apenas perceptibles y permitan al controlador detectar los centros de tormentas y áreas de mal tiempo. Esta cancelación se realiza con un desplazamiento de fase entre dos señales consecutivas (XVI). La antena gira a una velocidad angular de 15 RPM. pudiendo trabajar con vientos cuya velocidad máxima permitida es de 35 m/s. El giro de la antena es realizado mecánicamente por medio de un motor eléctrico.

El reflector está alimentado por 2 cornetas, la corneta principal produce el haz principal (Main beam) y es usada tanto en la transmisión como en la recepción. Existe una corneta adicional que es elevada sobre el plano horizontal y la cual produce un haz auxiliar (auxiliary beam) usado únicamente en la recepción para captar blancos a distancias cortas reduciendo los ecos de retorno desde tierra y los ecos de baja altitud conocidos como "angeles" que son producidos por insectos, aves y condiciones

meteorológicas especiales. La ganancia del Main Beam es de 33 dB \pm 1 dB con un ancho de haz de 1.5° a 2900 MHz. La ganancia del Auxiliary Beam es de 27 dB y un ancho del haz de 1.5° a 2900 MHz. El cambio de tiempo de transmisión a tiempo de recepción es efectuado por un switch de RF controlado por una forma de onda especial (Swept Gain Waveform) que en el tiempo de transmisión inhibe al Receptor de la alta potencia de RF producida (Figura 3.1). El reflector está montado sobre una torre de 6 m. de altura y sobre el está colocada la antena del Radar Secundario (Figura 3.2).



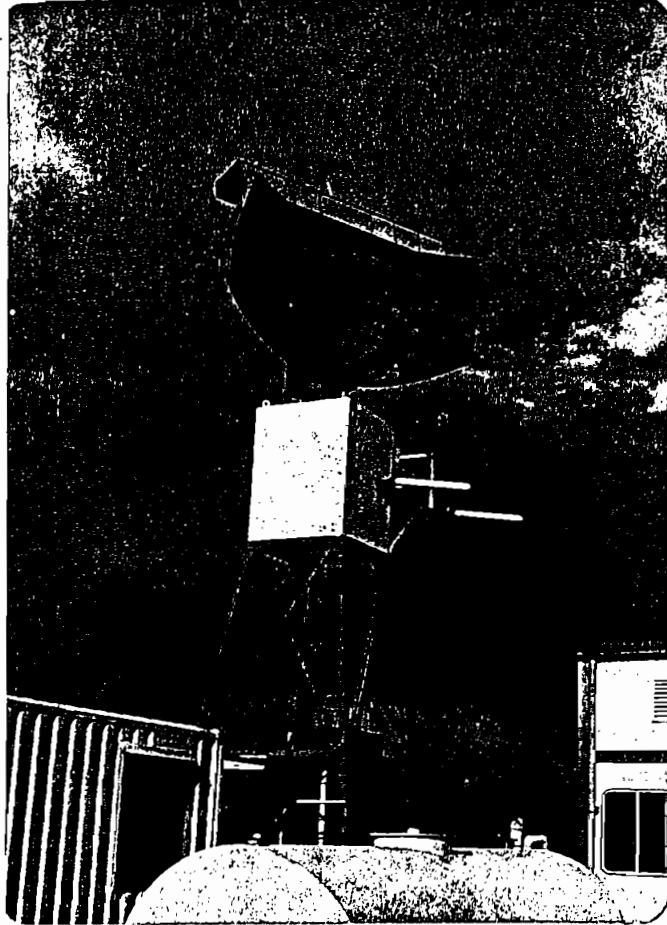


FIGURA 3.2
Sistema de Antenas de la Estación Radar de Quito.

El sistema trabaja en diversidad de frecuencias (2 canales de transmisión/recepción operando a 3020 MHz y 2980 Mhz) que permite un incremento de la cobertura de un 15% a 20% con una probabilidad de detección del 80% y una operación ininterrumpida en el caso de que falle uno de los canales.

Se utiliza un Transmisor oscilador de alta potencia con un magnetrón sintonizable enfriado por aire y controlado por un modulador de cristal o de cerámica (thyatron) con una red conformadora de pulsos (PFN) que provee el PRF de 700 ± 35 pps con una duración de pulso de $1 \mu s$. Las potencias pico y promedio del Transmisor son de 600 KW. y 420 W. respectivamente. La práctica ha demostrado que con una potencia promedio de 300 W se obtiene el rango máximo del radar sin disminuir las condiciones de detección de las aeronaves. El modulador es controlado por una unidad que produce todos los triggers para el sistema. El Transmisor es acoplado a la antena via un sistema de guías de onda que incorporan el sistema para trabajar en diversidad de frecuencias y las TR cells. El sistema de diversidad de frecuencias consiste de dos acopladores direccionales conectados mediante un filtro pasaaltos contruidos de una doble sección de guía de onda. Las TR cells protegen al Receptor de la RF del Transmisor. En el camino de recepción, la RF seleccionada por el beam switch assembly pasa al amplificador paramétrico con una ganancia de 20 dB y una figura de ruido menor de 2.8 dB. La salida del amplificador paramétrico, pasa a un mezclador balanceado a través de un limitador de RF que protege al mezclador contra la potencia de RF excesiva proveniente del amplificador. El circulator de 3 puertos actúa como limitador de las señales reflejadas del mezclador que producen un anillo de ruido en las pantallas. La señal de salida del limitador es mezclada con la de un oscilador local (STALO) de 30 MHz de IF y pasa al preamplificador que produce dos salidas, una de las

cuales es alimentada al Receptor de IF y la otra se la usa para el MTI. La salida del STALO también es usada en conjunto con una muestra de la frecuencia del magnetrón en los circuitos de control automático de frecuencias (AFC). El Receptor de IF consiste de un filtro pasabandas seguido de un amplificador de IF (frecuencia central 30 MHz, ancho de banda 10 MHz y ganancia de 75 dB) y un amplificador de video de doble canal (Figura 3.3).

El Radar Primario provee una unidad de control remoto (Radar Control Unit) que permite manejar algunos parámetros del equipo.

El sistema MTI emplea técnicas digitales para eliminar los ecos fijos; las señales de IF provenientes del Receptor que contienen la información de los ecos fijos y móviles, son comparadas en amplitud y en diferencia de fase entre PRIs consecutivos. La diferencia de fase de los ecos móviles varía en cada PRI, mientras que en los ecos fijos, esta se mantiene. Luego que son detectados los ecos fijos y los ecos móviles, por diferencia de fase, la información analógica es convertida a digital (palabra de 8 bits) y almacenada en una memoria para discriminar los ecos fijos de los móviles y eliminarlos. Para medir la diferencia es necesario usar un detector sensitivo de fase (PSD) que a la salida provee un voltaje proporcional al desplazamiento de fase de los ecos recibidos. Si la salida del PSD contiene dos niveles que son numéricamente iguales en PRIs sucesivos pero que representan

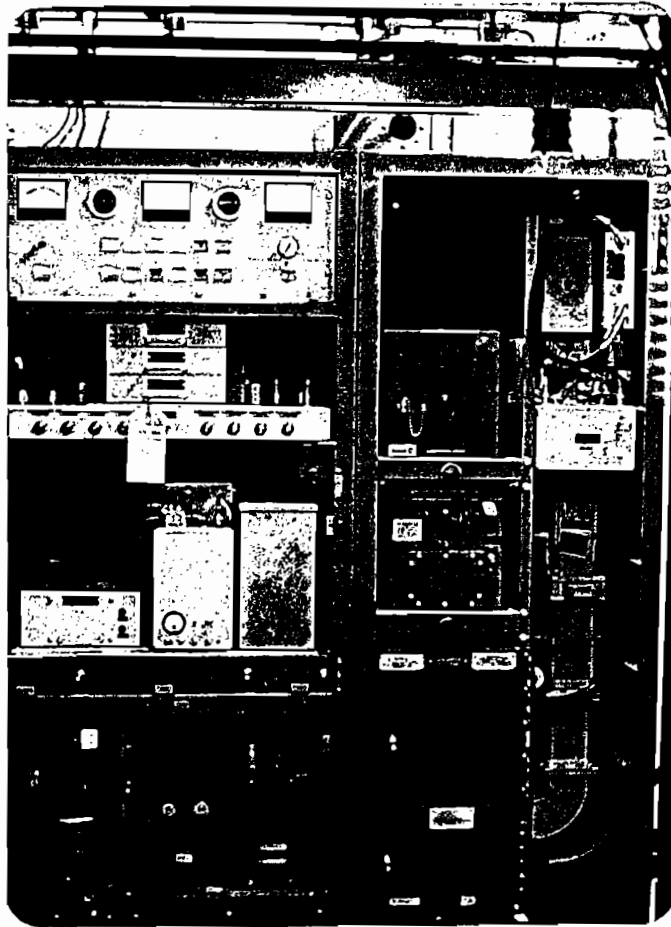
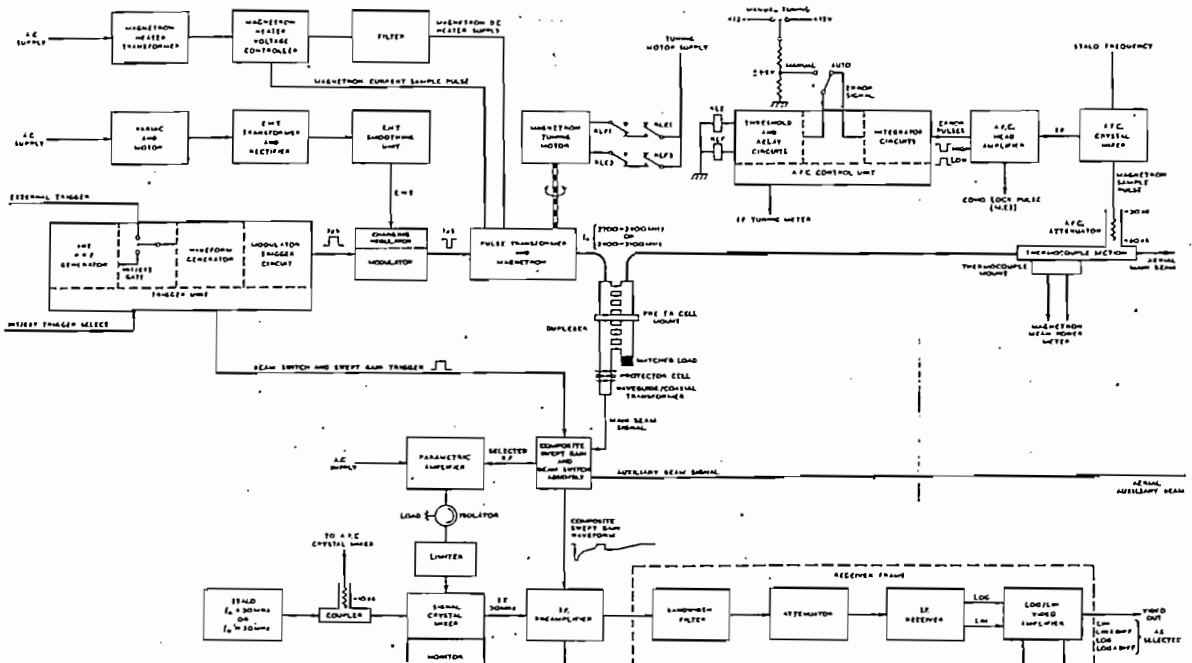


FIG 3.3



un cambio en la diferencia de fase, como en los puntos A1 y A2 de la figura 3.4 (canal I), se producen palabras iguales que determinarían la presencia de un blanco fijo a pesar de ser móvil, este efecto denominado fase ciega, es eliminado usando dos canales de procesamiento que se encuentran en cuadratura, de esta manera, el canal I (In Phase) producirá una palabra distinta del canal Q (Quadrature) pudiéndose detectar la presencia de un blanco móvil. Para comparar los datos de PRIs sucesivos, las palabras son guardadas en una memoria de 4K, si son iguales, son eliminadas mediante canceladores que restan en complemento de 2 las palabras de los PRIs sucesivos guardadas en memoria. Las palabras que son diferentes, pasan a ser demultiplexados en cada canal (I y Q). La salida del demultiplexer es aplicada a una compuerta de rango que determina el rango mínimo y máximo del proceso de cancelación y permite entregar el video de radar normal retardado. Las palabras resultantes pasan por 3 filtros que determinan distintas condiciones para la presentación, como por ejemplo, eliminar el video de fondo (Background Subtractor) o la amplificación de video en forma logarítmica. Finalmente, la información digital de los ecos móviles es convertida nuevamente a analógica y amplificada para poder ser presentada en las pantallas. El sistema también permite la posibilidad de eliminar el clutter recibido, mediante umbrales en el ASD (Amplitude Sensitive Detector) (Figura 3.5). El canal de video de fondo permite al operador en cada display seleccionar cualquier nivel de video de radar normal para presentarlo junto con el MTI sin afectar el rendimiento de los otros displays. Esto

permite al controlador dirigir a la aeronave sin obstrucciones.

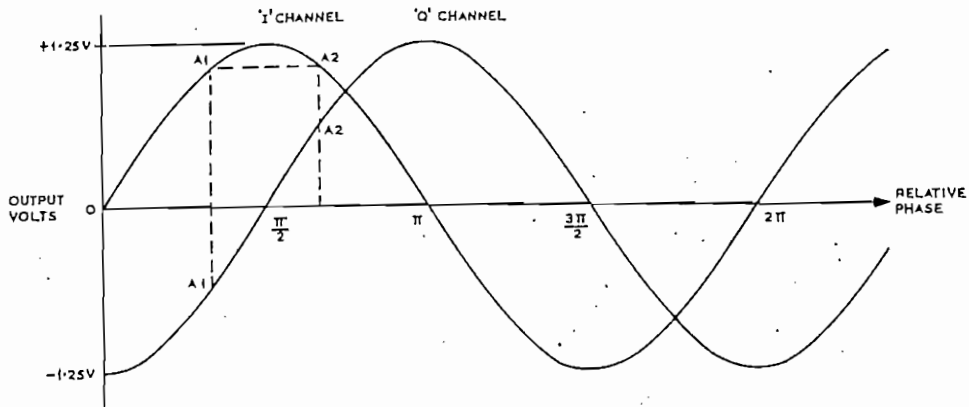
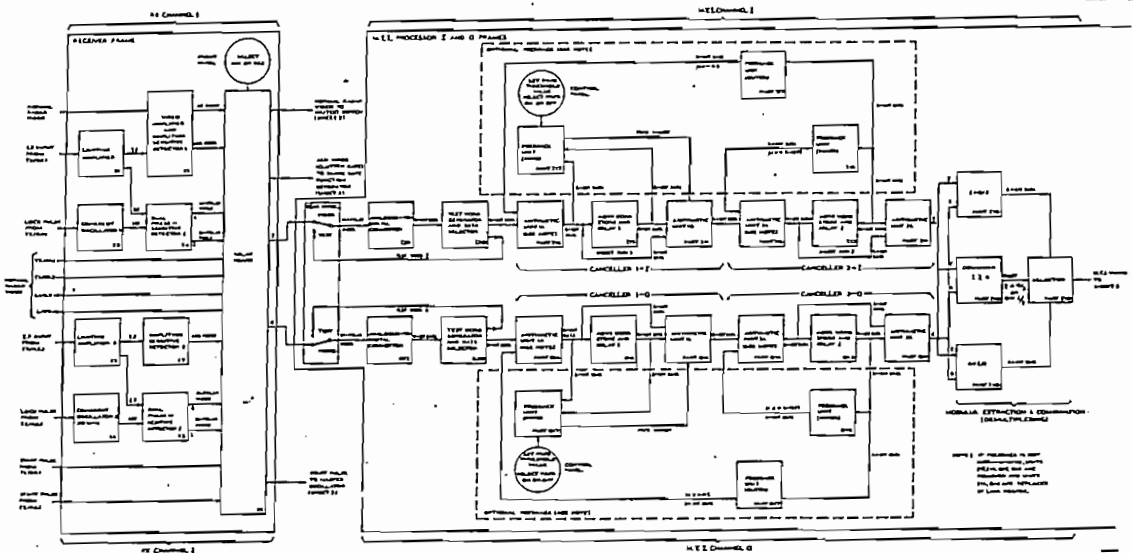


FIG 3.4

FIG 3.5

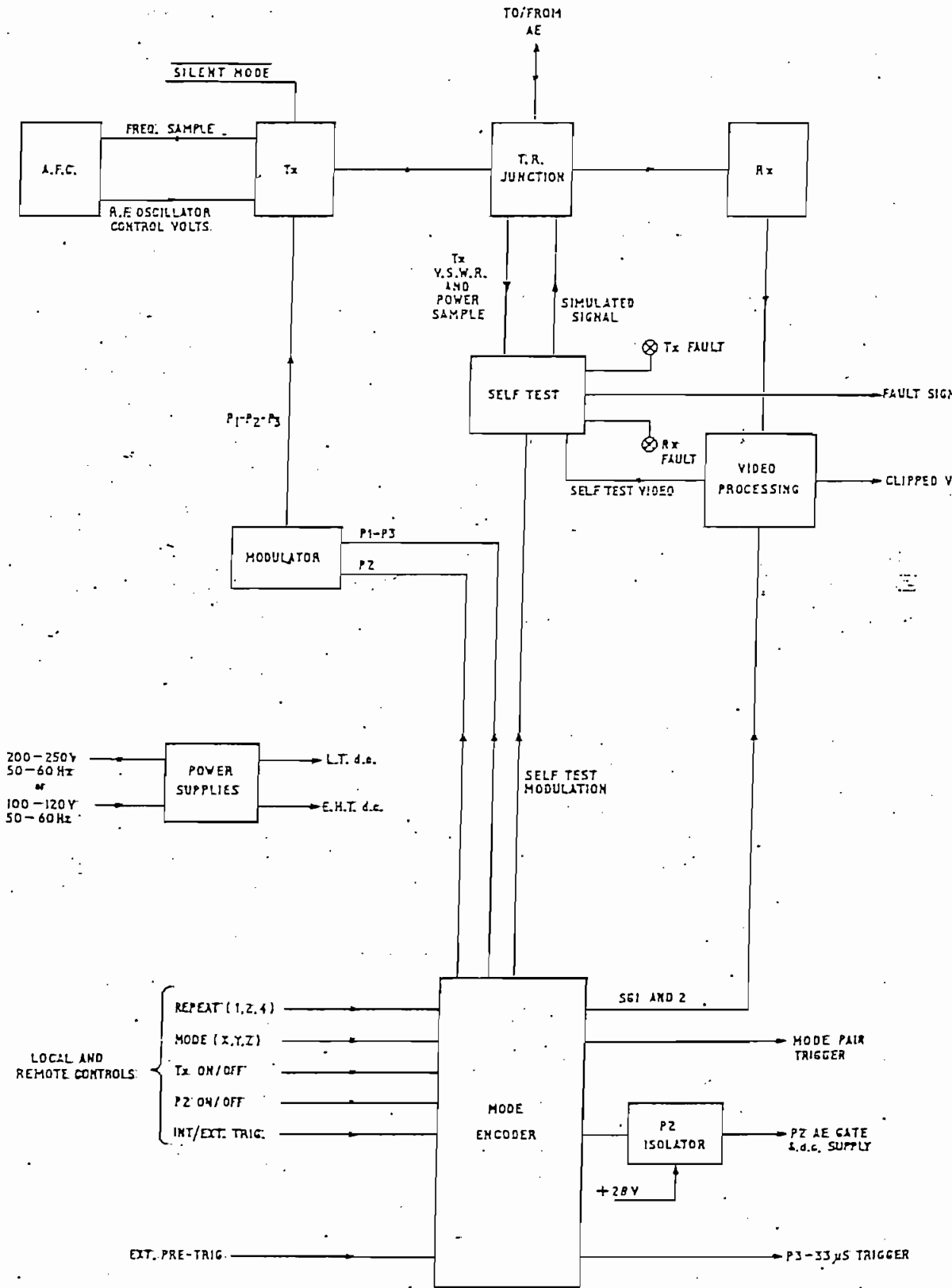


3.2 RADAR SECUNDARIO

El Sistema de Radar Secundario de Vigilancia SSR 200, con un alcance de 150 NM, es un sistema de decodificación automática que trabaja junto con el Sistema de Radar Primario para permitir la presentación simultánea en un sistema de pantallas tipo PPI.

El sistema consta de 2 Interrogadores (PTR 826) trabajando en la modalidad de Hot-Standby, de tal manera que si existe una falla en uno de ellos, entra en funcionamiento el otro mediante un sistema de autoselección, evitando que el sistema decaiga; 2 Plot Extractors (PSX 200) con la misma modalidad que los PTRs y el sistema de antenas conformado principalmente por un arreglo de dipolos.

La figura 3.6 presenta el diagrama de bloques del PTR 826. El codificador digital provee los pulsos del modo de Interrogación deseado para controlar el Modulador que a su vez maneja al Transmisor formado por válvulas que elevan la potencia a un nivel entre 500 y 5000 W. El oscilador maestro mantiene la frecuencia transmitida dentro de las especificaciones de la OACI, si existe variaciones en la frecuencia del oscilador, estas son corregidas mediante un control automático de frecuencia (AFC). Los pulsos modulados, son dirigidos a un duplexor (TR Junctions), que realiza funciones similares a las del Radar Primario, luego de lo cual van hacia la antena mediante juntas rotativas.



Para la obtención de las respuestas, se utiliza un Receptor superheterodino que trabaja a 1090 MHz. Las señales de salida del Receptor pasan a circuitos de procesamiento de video que reconstruyen las respuestas originales del transpondedor eliminando las señales espúreas, como pulsos de ruido, de la siguiente manera; las señales recibidas en las TR Junctions pasan a un Preamplificador via un filtro pasabanda de RF donde son eliminadas las frecuencias fuera del rango de 1030 a 1090 MHz, las señales resultantes son amplificadas y pasan al mezclador oscilador local que consiste de un oscilador a cristal con etapas multiplicadoras de frecuencia para obtener los 1030 MHz. Las señales de salida del mezclador con una IF de 60 MHz son amplificadas en amplificadores logarítmicos antes de la detección para extraer las señales de video. Estas señales extraídas que comprenden pulsos de señal y de ruido proveen la entrada para el procesamiento del video (Plot Extraction).

La antena interrogadora está diseñada para producir diagramas de radiación de suma (P_1, P_2) o diferencia P_2 empleados para la supresión de lóbulos laterales. el tipo de radiación emitido es controlado por un switch de estado sólido SLS (Side Lobe Supression), que se encuentra siempre en la posición de suma a menos que el pulso de control (P_2) esté presente. La antena es un arreglo horizontal de 2 secciones cada una compuesta de 4 cavidades de guía de onda montadas terminal con terminal, cada cavidad está excitada por un elemento de radiación compuesto por 2

monopolos. Las cavidades en cada sección son alimentadas desde una junta cilíndrica híbrida por una red de matrices (XVII) y cables alimentadores dando como resultado una relación de potencia igual a lo largo de los radiadores obteniéndose niveles bajos de lóbulos laterales para el diagrama de radiación de suma. La distribución de potencia de RF se hace simétrica alrededor de todas las cavidades alimentando las dos secciones separadamente desde las juntas híbridas con igual potencia y conectadas todas en fase para la radiación de suma y 180° fuera de fase entre las dos secciones para la condición de resta dependiendo en la selección de entrada del dispositivo híbrido. La señal de RF del Transmisor es enrutada a la entrada suma del híbrido durante los pulso P_1 y P_2 y a la entrada diferencia durante el pulso P_3 por el switch SLS; un pequeño porcentaje de la energía en el canal diferencia es alimentado mediante un acoplador direccional a un radiador posterior (Back fill radiator) que asegura que la amplitud del diagrama de radiación diferencia en el lóbulo posterior sea siempre de 4 dB por arriba del diagrama de suma excepto en el área de máxima intensidad de radiación del haz directivo. El arreglo tiene una longitud de 14 pies con una ganancia de 19 dB y el tipo de polarización es vertical.

El proceso de decodificación (Plot Extraction) en el SSR, reduce los códigos de respuesta del transpondedor a mensajes digitales listos para la transmisión a las pantallas vía un enlace de datos por línea física o mediante modems; debido a la cercanía

de la sala de equipos con respecto a la de la sala de pantallas, el enlace se lo realiza mediante línea física. El PSX genera un sólo mensaje digital por blanco en cada rotación de la antena. Este mensaje contiene los datos de rango, azimuth, identificación de la aeronave y tiempo de los datos anteriores en memoria. La información de altura se incluye cuando son recibidas respuestas válidas del blanco como resultado de las interrogaciones en modo C. El código de identificación, la información del modo y la altura incluyendo el S.P.I. son extraídos y validados hasta en 3 modos de entrelazamiento. Los códigos de Emergencia son también detectados, al igual que los códigos militares. La información de azimuth se la obtiene de un codificador digital (Digital Shaft Encoder) que envía 4096 pulsos de posición de la antena (Azimuth Counter Pulses) y un pulso especial (Azimuth Reference Pulse) generado cada 4096 acps que nos indica cuando la antena pasa por el Norte Magnético (XVIII). El sistema detecta y elimina el Garble y el Fruit y detecta también de 2 a 3 trenes de códigos sobrelapados; incluye además un sistema de autoprueba con transferencia automática en caso de daños.

El sistema se encuentra funcionalmente dividido en 4 módulos; el Módulo de Azimuth y Rango (ARM), que forma parte del SRM(B); El Módulo del Radar Secundario (A) [SRM (A)]; el Módulo del Radar Secundario (B) [SRM(B)] y el Módulo de Formato de la Señal de Salida SFM, como se indica en la figura 3.7.

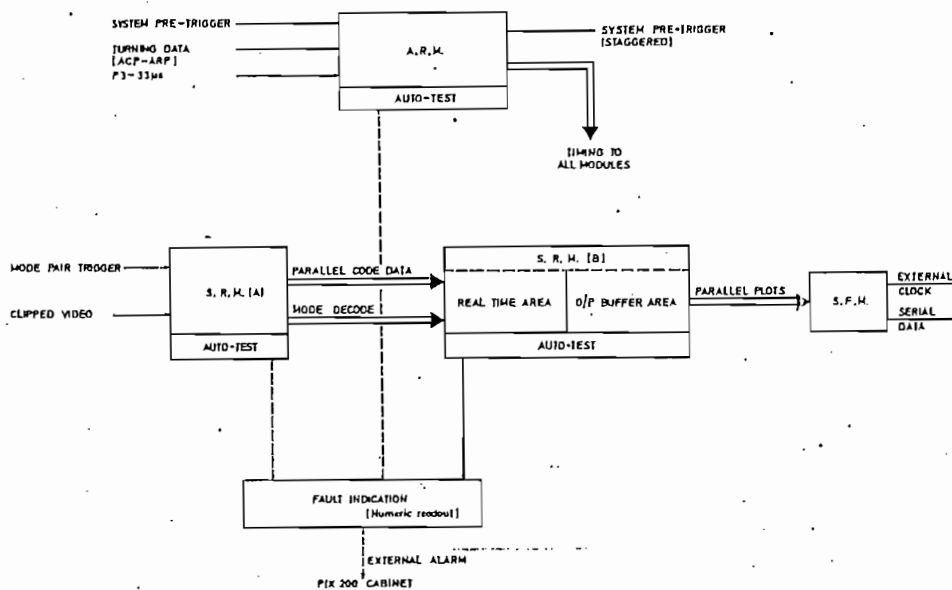


FIG 3.7

El SRM(A) realiza las funciones de decodificación en tiempo real, procesando y cuantizando el video de respuesta del transpondedor (clipped video). Después de la detección del bracket (Pulsos F_1 y F_2 de la respuesta del Transpondedor) se convierte el tren de datos seriales en códigos paralelos y se revisa por si hay códigos S.P.I. o de Emergencia y respuestas Garble. Acepta además la entrada de trigger del modo par (P_1-P_2) proveniente del PTR 826 y envía los datos en forma paralela al SRM(B) $68 \mu s$ después del inicio del pulso F_1 .

El ARM provee la lógica de proceso al SRM(B), con datos de control de azimuth, rango y tiempo realizando las siguientes funciones; acepta los acps y arp generando un código de azimuth de 12 bits; acepta el pretrigger del sistema y lo modifica para proveer pretriggers escalonados; el reloj del sistema derivado de

un cristal sincronizado por el pretrigger produce un código de rango de 14 bits; provee decodificación del rango. La entrada de pretrigger del sistema es alimentada a una lógica escalonada para retardar el trigger en un PRI en relación al próximo. La secuencia del stagger es 20 μ s, 0 μ s, 40 μ s, 0 μ s, 20 μ s temporizado por la entrada P_{stagger} μ s del PTR 826. El ARM provee monitoréo automático que detecta e indica fallas que ocurren en las señales del módulo de entrada y en sus propias etapas de procesamiento.

El SRM(B) acepta señales de temporización, rango y azimuth del ARM, datos paralelos de las respuestas provenientes del SRM(A) y realiza las siguientes funciones: lleva a cabo la estadística de decodificación, valida los códigos, genera un archivo de los reportes de los blancos para la Transmisión a un procesador de displays. Hay 2 memorias, una en el buffer de salida y una en el área de extracción. La memoria de extracción es organizada en rango. El tamaño de la memoria permite la detección no saturable de los blancos.

Los blancos son validados por la técnica de las ventanas deslizantes en PRIs sucesivos. También se utiliza la técnica de relación de celdas cruzadas en blancos localizados en los bordes de celdas contiguas. El centro del azimuth es determinado por la lógica de división del haz. Luego de un determinado número de hits, el código del blanco es validado y el modo C es convertido a 12 bits. La memoria del buffer de salida consiste de un archivo

cíclico de 257 palabras de 77 bits. En este módulo, también se realizan autochequeos.

El SFM acepta información paralela de los blancos provenientes del SRM(B) convirtiéndolos a un formato serial para el posterior procesamiento, en la conversión se insertan bits de paridad y se generan campos desocupados. Cada mensaje tiene 7 campos de 13 bits y están separados por al menos un campo desocupado. En ausencia de datos, los campos desocupados son generados continuamente.

Los modos de extracción en el PSX son:

Modo X corresponde al modo 3/A

Modo Y corresponde al modo C

Modo Z corresponde al número de repeticiones o modo de entrelazamiento.

Existe una opción denominada Interrogator Sector Blanking que permite emitir las sobreinterrogaciones en lugares de alta densidad de tráfico aéreo y previene que blancos SSR sean declarados por el PSX en áreas de no interés. La lógica para esta función forma parte del PSX y sus salidas son las entradas del Modo de Silencio (SILENT) de tal manera que cuando se presente la señal, el Transmisor del PTR sea inhibido.

3.3 PROCESAMIENTO Y PRESENTACION DE RESULTADOS

La última etapa en la detección de las aeronaves del Sistema Radar en Quito utiliza una computadora de propósito general cuya función principal es la de procesar los datos provenientes del PSX del Radar Secundario para presentarlos de una manera gráfica en Sistemas de Displays tipo PPI. El procesador también provee la facilidad de una base de datos que nos permite determinar los ETAs y los ETDs (XIX) de las aeronaves en servicio, así como de un sistema de reloj colocado en la hora Z (hora G.M.T) pues las reglamentaciones aéreas internacionales así lo exigen. Para el procesamiento de la información de alturas, es necesario ingresar el valor de la altura de presión o QNH (XX) para compararla con la entregada por el avión y determinar de esta manera la altura de la aeronave sobre la estación. La información que ingresa a la base de datos es cargada diariamente al procesador mediante un lector de cintas de papel que forma parte del sistema de procesamiento. Los Displays tienen la opción de presentar mapas de las aerovías y de las alturas límites sobre las cuales una aeronave puede navegar, las aeronaves deben volar sobre el terreno a una distancia mínima de 1000 pies según lo indica el Manual de Procedimientos Instrumentales de la Dirección de Aviación Civil Ecuatoriana. Los videomapas previamente grabados en cintas de video son presentados en los Displays haciendo uso de una reproductora de video que tiene la capacidad para almacenar toda la información y procesarla sin tener que recurrir a la cinta sino

Únicamente en casos de pérdida de energía (Figura 3.8).

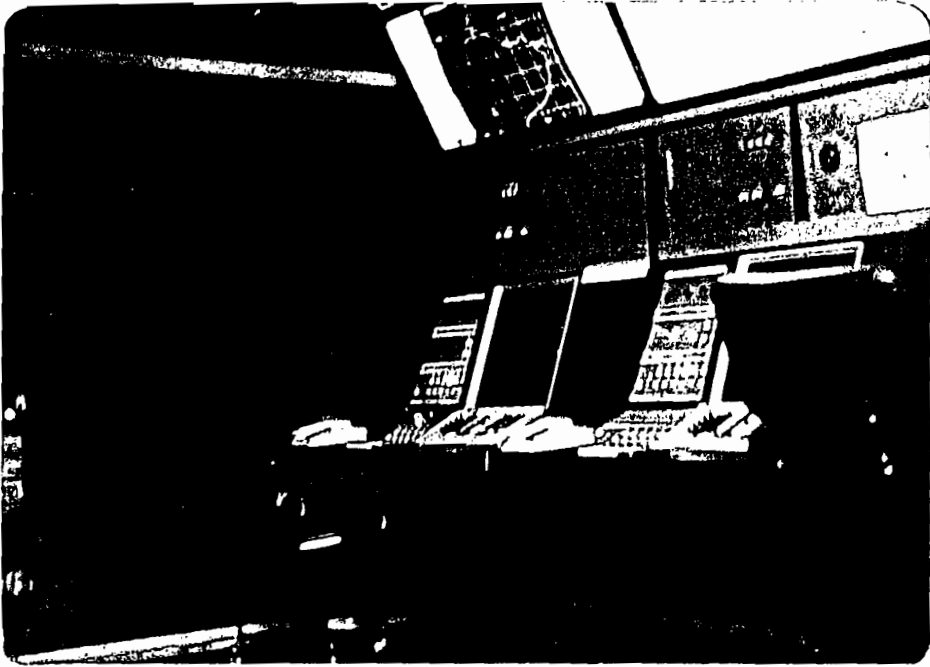


FIG 3.8



El computador es cargado con el sistema operativo propio del procesador además de parámetros especiales mediante un sistema que acepta discos de 8 pg., luego de lo cual está en capacidad de procesar los datos de la siguiente manera:

El computador acepta los datos seriales del PSX y convierte los datos de azimuth y rango a un sistema de coordenadas cartesianas con centro en la antena del radar, estos datos junto con los otros datos provenientes del transpondedor son guardados en un archivo con capacidad para 200 blancos,. La carga es cíclica con cada revolución de la antena. Los datos de los blancos son enviados a un archivo en cada Display luego de lo cual, son presentados mediante un teclado en cada pantalla, el operador puede tener acceso a la información de la base de datos, ETAs y ETDs, enviar mensajes especiales a otras pantallas, filtrar la información no deseada, introducir nuevos datos en la base de datos, iniciar un seguimiento o calcular la trayectoria que seguiría la aeronave por cualquier motivo de pérdida de la información. Se puede abrir ventanas de un determinado sector para detallar con más precisión la información presentada el mismo. El computador incluye procesos de autoprueba pudiendo tener acceso al mismo mediante los interfases siguientes; 1 Terminal de la fábrica Digital con teclado incluido, 1 Teletipo con su correspondiente lector de cintas de papel y teclados en cada una de las consolas radar que tienen acceso restringido. El

procesamiento puede ser llevado a cabo en cualquiera de 2 computadores gemelos con sus correspondientes interfases.

El sistema de pantallas consiste de 4 Displays circulares tipo PPI de 405 mm. que trabajan con modulación de intensidad y acepta la información proveniente del Radar Primario, procesada (MTI) y sin procesar (Background), y del Radar Secundario. Las pantallas están graduadas para un rango máximo de 150 NM. pudiendo variar la presentación de la siguiente manera: 12.5 NM., 25 NM., 50 NM., 100 NM. y 150 NM. Para facilidad en la lectura del rango se generan anillos concéntricos cada 2, 10 y 50 NM. entre 0 y 80 NM. La línea de azimuth y rango (Range & Bearing Line) generada en las pantallas permite al operador determinar la distancia y el azimuth o iniciar un seguimiento de un blanco con respecto a cualquier punto en la pantalla. Las pantallas poseen un módulo de gráficos que nos permite presentar toda la información requerida y generar áreas tabulares de ayuda como por ejemplo el área tabular dedicada a la presentación de los ETAs y ETDs de las aeronaves con un tiempo prudencial anterior a los mismos.

La figura 3.9 muestra algunos de los tipos de presentación en las pantallas del Radar de Quito.

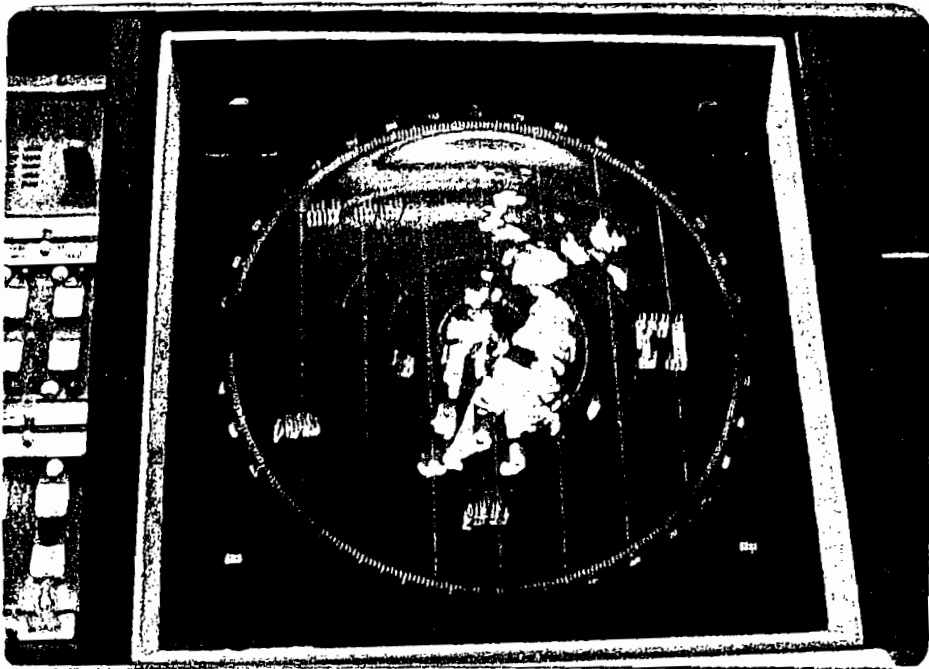
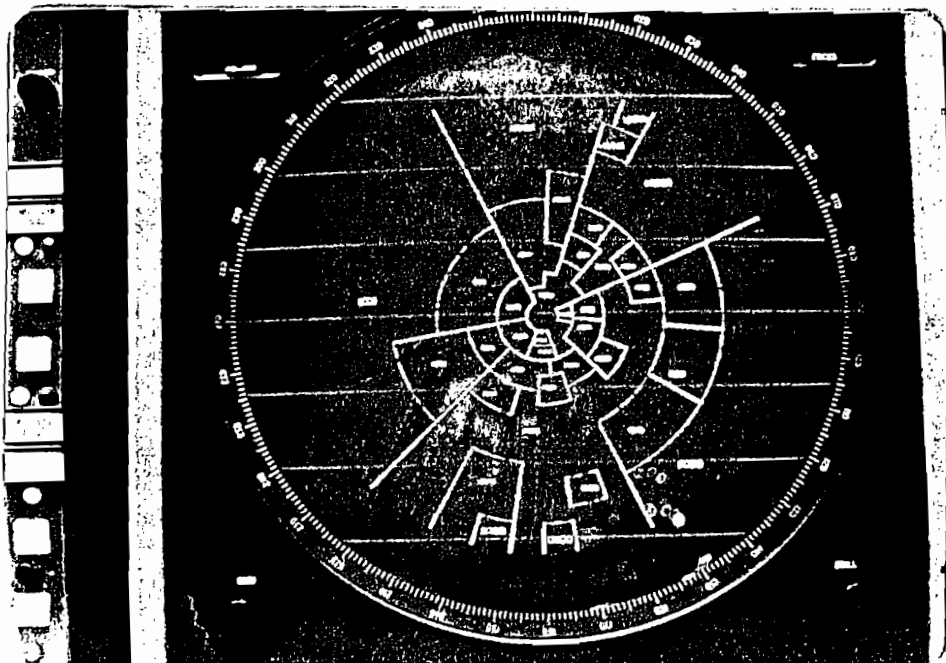


FIG 3.9



3.4 SISTEMAS DE COMUNICACIONES

Para mantener una comunicación continua Aire/Tierra/Aire y Tierra/Tierra, la Estación tiene en operación varios equipos de radio y sistemas de radioenlace los cuales comprenden:

- Un sistema dual de Radio Transmisor/Receptor de la fábrica Aerocom sintonizado a la frecuencia de 119.7 MHz con una potencia de 250 W utilizada para la comunicación entre las aeronaves y la Estación Radar.

- 3 equipos de radio también Aerocom de frecuencia variable con una potencia de 5 W utilizado tanto para la comunicación con las aeronaves como con la torre de control del Aeropuerto Mariscal Sucre en casos de emergencia y las comunicaciones con vehículos terrestres.

- Un Radioenlace de la fábrica Plessey a 1.5 GHz de frecuencia intermedia complementado con un equipo de Consolas Radar de la fábrica IAL. El Radioenlace permite la comunicación entre la Estación Radar con varios servicios aeronáuticos ubicados en el Aeropuerto Mariscal Sucre así como la comunicación mediante canales telefónicos rentados con la Torre de Control del Aeropuerto de Lago Agrio, con el Servicio de Aproximación Radar del Aeropuerto Simón Bolívar de la ciudad de Guayaquil y de manera general por líneas telefónicas. Mediante este sistema también se

tiene acceso a varios equipos de radio ubicados en el Aeropuerto Mariscal Sucre como las frecuencias de Emergencia y la frecuencia de coordinación de la Torre de Control (118.1 MHz) y un radio a la frecuencia de 119.7 MHz ubicado en el cerro de Condorcocha en el Sector Noroccidental de la ciudad de Quito, este equipo puede ser seleccionado desde las pantallas de Radar en la Estación y que permite una mejor comunicación con las aeronaves que vuelan el sector Norte. Además de los servicios mencionados anteriormente, se recibe información meteorológica desde un sistema de procesamiento de datos Meteorológicos en el Aeropuerto Mariscal Sucre a un terminal en la Estación donde se presenta los datos de viento en las cabeceras de las pistas y datos adicionales utilizados en el control de tránsito aéreo; esta información así como mensajes especiales se recibe por otro medio de comunicación que consiste de un Teletipo conectado a la red de telecomunicaciones de servicios fijos aeronáuticos (AFTN).

- 2 Radioenlaces Farinon que comunican a la Estación con el edificio principal de la Dirección de Aviación Civil (DAC) y con la Central Telefónica Quito Centro del IETEL, este sistema se encuentra subexplotado.

Existen además equipos de comunicaciones militares que se los utiliza en casos de emergencia para realizar las debidas coordinaciones con estaciones militares y con otros aeropuertos civiles.

Casi todos los equipos son duales y trabajan en la modalidad de HOT-SBY.

El Sistema, mantiene un equipo de grabación de audio que trabaja durante las 24 horas del día y que permite realizar la grabación de todas las comunicaciones existentes entre pilotos y los controladores, así como de las comunicaciones tierra/tierra especialmente las que se refieren a las comunicaciones existentes con otros centros de control y aproximación.

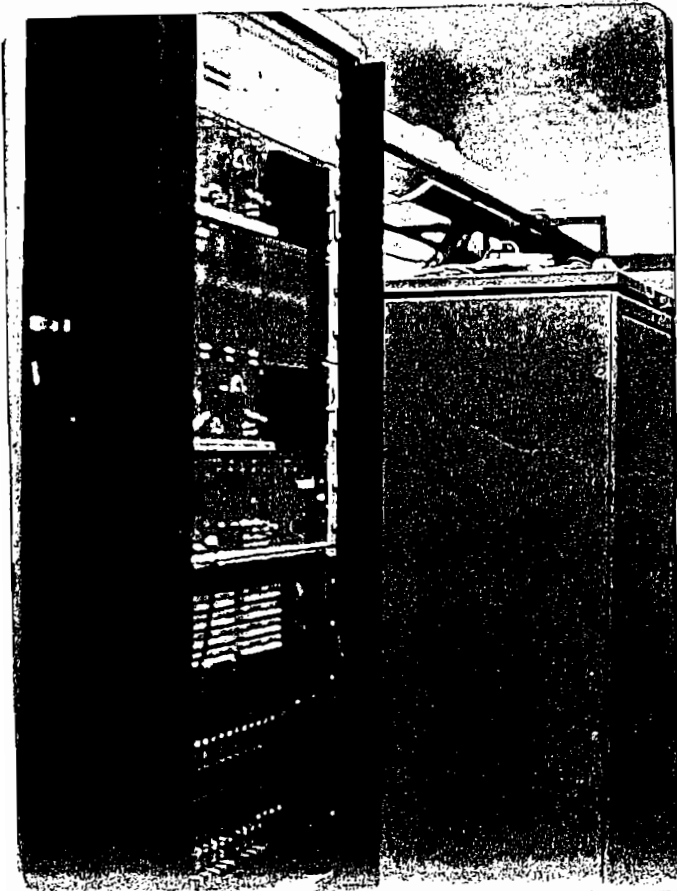
La figura 3.10 presenta algunos de los equipos instalados en la Estación Radar de Quito y que desempeñan las funciones indicadas anteriormente.

3.5 SERVICIOS QUE PRESTA EL SISTEMA

El objetivo principal de un Sistema de Radar es el de mantener un permanente control de todo el espacio aéreo que cubre y agilizar las operaciones aeronáuticas dentro del mismo. Sin el Sistema Radar, estas operaciones se vuelven complicadas como consecuencia de las cuales, se pierde ingentes cantidades de dinero debido a las demoras que se producen. Ya que en el Sistema, se tiene presente todo el tráfico aéreo, es fácil coordinar para que las demoras sean eliminadas.



FIG 310



En condiciones meteorológicas adversas, el Sistema permite realizar aproximaciones hacia el aeropuerto que antes no se podían realizar, pues todo el procedimiento queda en manos de los

En condiciones meteorológicas adversas, el Sistema permite realizar aproximaciones hacia el aeropuerto que antes no se podían realizar, pues todo el procedimiento queda en manos de los controladores quienes tienen presente a la aeronave en la pantalla y le indican al piloto el rumbo mas seguro que debe seguir para realizar la aproximación. El Sistema Radar de Quito, también realiza operaciones de vigilancia de las aeronaves dentro del espacio aéreo cubierto de tal manera que si por alguna razón, el piloto se desvía de una aerovia o varía sus niveles de altura asignados, el operador está en la posibilidad de corregir su rumbo y mantenerlo en la ruta correcta dentro de los límites preestablecidos.

En el caso de una emergencia, el operador realizará un seguimiento de la aeronave e indicará a las demás aeronaves en ruta, de la prioridad de dicha aeronave para realizar los correspondientes procedimientos en busca de superar la emergencia.

En resumen, el Sistema Radar de Quito Aproximación o APP proporciona Servicios de Control de Tránsito Aéreo y de información de vuelo alertando a todos los vuelos IFR y VFR que lleguen, salgan o sobrevuelen el TMA dentro del horario preestablecido (06:00 a 21:00). Se encuentra en estudio la posibilidad de ampliar el horario de servicio hasta las 23:00 para permitir una mayor afluencia de tráfico hacia o desde el Aeropuerto Mariscal Sucre de la ciudad. Las aeronaves que sobrevuelen el TMA de Quito

3.6 ANALISIS DE LA COBERTURA QUE PROVEE EL RADAR DE QUITO

Debido a la geografía circundante en la región, es muy difícil obtener una cobertura total del espacio aéreo, especialmente cuando se vuela en niveles considerados como inferiores (XXII). El enrutamiento de las aeronaves se basa en videomapas de aerovías previamente determinadas sobre las cuales deben dirigirse las aeronaves y en videomapas de alturas que permiten salvar los obstáculos geográficos. La Dirección General de Aviación Civil emite mapas de las aerovías donde se encuentran incluidos los niveles de vuelo de determinada ruta. El mapa que se utilizará para analizar la cobertura es la Carta de Navegación en Ruta Inferior editado por la Institución previamente citada (MAPA 3.1). La Carta presenta las radioayudas existentes en el Ecuador; las aerovías propiamente dichas, las cuales incluyen la distancia en millas náuticas entre los distintos puntos de notificación, la derrota magnética o ángulo con respecto al Norte Magnético, la velocidad de vuelo mínima permitida en Nudos y los niveles de vuelo asignados a cada una de las aerovías; zonas con espacio aéreo restringido; la localización de los aeródromos y las instalaciones de comunicaciones con sus frecuencias respectivas en Quito y Guayaquil. El espacio aéreo asignado a Quito comprende varios puntos de notificación sobre los cuales debe reportarse la aeronave y que sirven de ayuda tanto al piloto como al controlador para determinar la posición de la aeronave, en el caso de no

existir el Sistema de Radar, el piloto puede dirigir su aeronave basándose únicamente en los puntos de notificación de las aerovías y en las otras radioayudas existentes.

Nuestro análisis se dirigirá a los sectores sobre los que están trazados dichas aerovías pues son los de uso frecuente en el Control de Tránsito Aéreo. Sobre las aeronaves que sobrevuelan el espacio aéreo asignado a Quito Aproximación se debe indicar que estas siguen también aerovías predeterminadas pero que debido a sus elevados niveles de vuelo (sobre los 30.000 pies de altura), las pérdidas presentadas en las pantalla se reducen a las pérdidas debidas al cono de silencio que es un parámetro que por el tipo de antena utilizado no es posible corregirlo.

Para determinar los sitios no cubiertos por el Sistema Radar, debido a la posición geográfica de la Estación, se realizaron seguimientos de varias aeronaves, en las distintas aerovías tanto de llegada como de salida dentro del TMA de Quito, en las pantallas de Radar y calculando la distancia perdida en millas náuticas; se hizo énfasis en las rutas de vuelo mas utilizadas especialmente en las de Quito-Guayaquil, Quito-Tulcán, Quito-Cuenca, Quito-Esmeraldas y Quito-Lago Agrio. Ha sido necesario realizar ciertas restricciones especialmente en cuanto se refiere a la diferencia de alturas existentes en los lugares donde no existe cobertura radar ya que la presentación en las pantallas de radar es en el plano horizontal. Los valores de altura en el

punto inicial y final de la pérdida de información se la obtuvo del dato numérico entregado por el transpondedor de la aeronave y procesado por el Radar Secundario, estos valores nos permitirán determinar si existe un obstáculo especialmente geográfico entre la aeronave y el Radar que impida la cobertura en determinado sector del espacio aéreo cubierto por el Sistema. Para calcular las distancias no cubiertas por el Radar, se utilizó los ángulos y rangos inicial y final de pérdida respectivamente con respecto al centro de la pantalla que corresponde a la Estación Radar de Quito; con estos datos, se formará un triángulo, teniendo como incógnita la distancia perdida, la que será determinada mediante la ley de los Cosenos, tal como se puede apreciar en la figura 3.12.

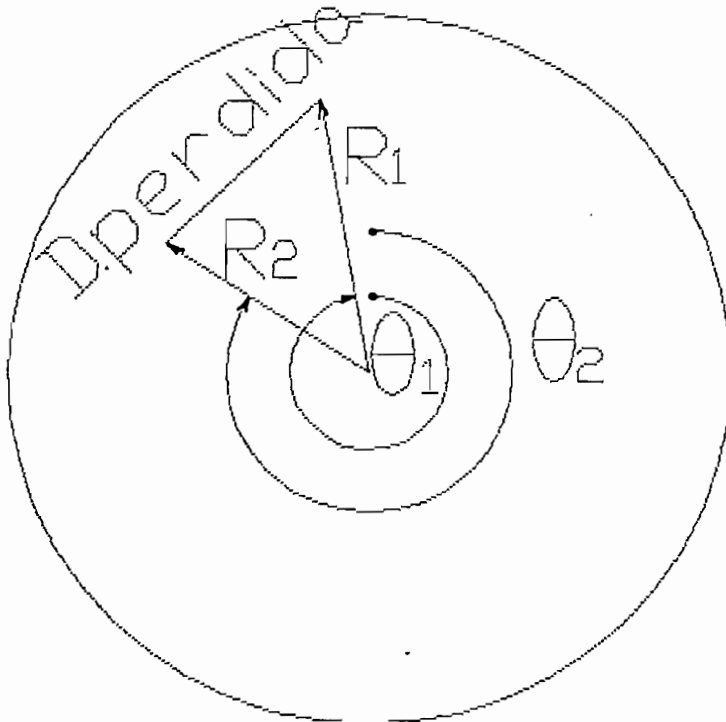


FIGURA 3.12

En el caso de que la aeronave se pierda definitivamente de la pantalla en un sector cubierto por el Sistema Radar de Quito, se tomará como punto final para el cálculo de la distancia perdida, el punto de notificación mas cercano ubicado en la aerovia sobre la cual estaba volando.

Los resultados obtenidos se presentan a continuación:

RUTA	AEROVIA	AZIMUTH Y RANGO RESPECTO A QMS				ALTURA [PIES]	RANGO PERDIDO [NM]
		θ_x [GRADOS]	R_x [NM]	θ_r [GRADOS]	R_r [NM]		
SEQU SEGU	CHILA	352	5	358	8	9200	4
		019	10			11200	
		014	15			13400	
		325	16			14000	
		271	29			16800	
		264	44			17200	
		264	44			18400	
SEQU SETU	DIMIN KOLTA	352	5	281	23	18400	6
		011	14	264	33	18400	13
		029	25	248	39	18400	9
		014	16	010	13	12500	3
		030	42	014	16	13400	17
SEQU SEGU	CHILA	247	46	228	62	18100	24
		244	45			18100	
		244	45			20000	
SEQU SEGU	VALENC.	244	45	228	62	20100	23
		244	45			20100	
		244	45			20100	
SEQU SEGU	REKIN VALENC.	247	46	228	62	18100	24
		247	46			18100	

RUTA	AEROVIA	AZIMUTH Y RANGO RESPECTO A QMS				ALTURA [PIES]	RANGO PERDIDO [NM]
		θ_{\downarrow} [GRADOS]	R_{\downarrow} [NM]	θ_{\uparrow} [GRADOS]	R_{\uparrow} [NM]		
SEQU SECU	PAKOK	174	18	176	21	21000	4
		177	25			22000	
		181	38	180	35	23000	11
		182	50	182	50	22800	13
	AMBATO	185	62	22800	13		
SEQU SEMT	REKIN OROLA	251	51	248	81	20000 20000	31
SEQU SEGU	TIPDO ASAPO	216	69	221	70	20800 20800	7
SEQU SEES	PACTO PACTO	330	22	322	39	16600 16600	18
SEQU SELA	AZCAZU.	352	4	352	5	9300 9300	1
		006	10			014	
		024	12	026	14	15000 15100	3
		026	14	029	15	16000 17000	2
		058	44	078	95	17500 17500	56
	LAGO						
SEGU SEQU	TIPDO	221	70	224	30	18400 18400	41
	PISTA35	140	1			350	
SEGU SEQU	TIPDO	217	100	218	75	22000 22000	26
	PISTA35	169	5			350	
SEGU SEQU	TIPDO	221	70	217	66	21700 21700	7
	PISTA17	161	1			352	

donde se definen los siguientes parámetros:

θ_i como el ángulo inicial de pérdida

R_i como el rango inicial de pérdida

θ_f es el ángulo final de pérdida

R_f es el ángulo final de pérdida

Los lugares de arribo o destino se los abrevia por medio de 4 letras, es así como: a Quito se lo denomina SEQU; a Guayaquil SEGU; Cuenca, SECU; Manta SEMT; Esmeraldas, SEES; Loja, SELO; Tulcán, SETU; Lago Agrio, SELA; Portoviejo, SEPV; Coca, SECO.

Luego de calculadas las pérdidas de presentación en las pantallas del Sistema de Radar, se procedió a determinar los sectores donde no existe la cobertura, valiéndonos para ello de la carta de navegación en ruta inferior publicada por la Dirección de Aviación Civil y, mediante los cortes del perfil geográfico de dichos sectores junto con los datos de las alturas obtenidos del Radar Secundario, realizar el análisis de la cobertura que provee el Sistema de Radar de Quito. El mapa 3.1 presenta las cartas de navegación tanto en la ruta inferior como en la superior, del cual utilizaremos únicamente como ya se explicó la carta de navegación en ruta inferior y que tiene determinados los sectores de no cobertura radar.

Para demostrar el método citado anteriormente, en el

presente trabajo se desarrolla el análisis de dos rutas; la primera, considerada como la más importante pues es la que tiene mayor afluencia de tráfico aéreo, es la ruta que siguen las aeronaves para trasladarse de Quito a Guayaquil; la otra ruta, es la que siguen las aeronaves para trasladarse de Quito a Esmeraldas, esta ha sido tomada en cuenta para nuestro análisis por el perfil geográfico que presenta, el cual determina que la cobertura en esta región no sea buena.

Las figuras 3.13 y 3.14 presentan los cortes geográficos de las rutas anteriormente citadas, tomando como punto de inicio el Sistema de Radar de Monjas Sur en ambos casos, y como punto final del corte, en el caso de la ruta Quito-Guayaquil, el punto de notificación conocido como MINDO en la aerovía que pasa por los puntos de notificación MINDO, CHILA, DIMIN, VALENCIA, SAN CARLOS y CATARAMA y en el caso de la ruta Quito-Esmeraldas, el punto de notificación conocido como PACTO.

Es obvio que en ambos casos existe un gran obstáculo que impide que el Sistema Radar cubra este sector. Este obstáculo lo constituye el volcán Pichincha. La razón para la no cobertura se debe al hecho que las aeronaves que despegan del Aeropuerto Mariscal Sucre en la ciudad de Quito han sobrepasado ya este obstáculo y comienzan a descender para dirigirse a sus lugares de destino, esto es, las ciudades de Esmeraldas y Guayaquil. Las aeronaves que regresan de la ciudad de Esmeraldas utilizan la misma

RUTA QUITO GUAYAQUIL

PUNTO DE NOTIFICACION MINDO

ALTURA EN PIES.
(Thousands)

178

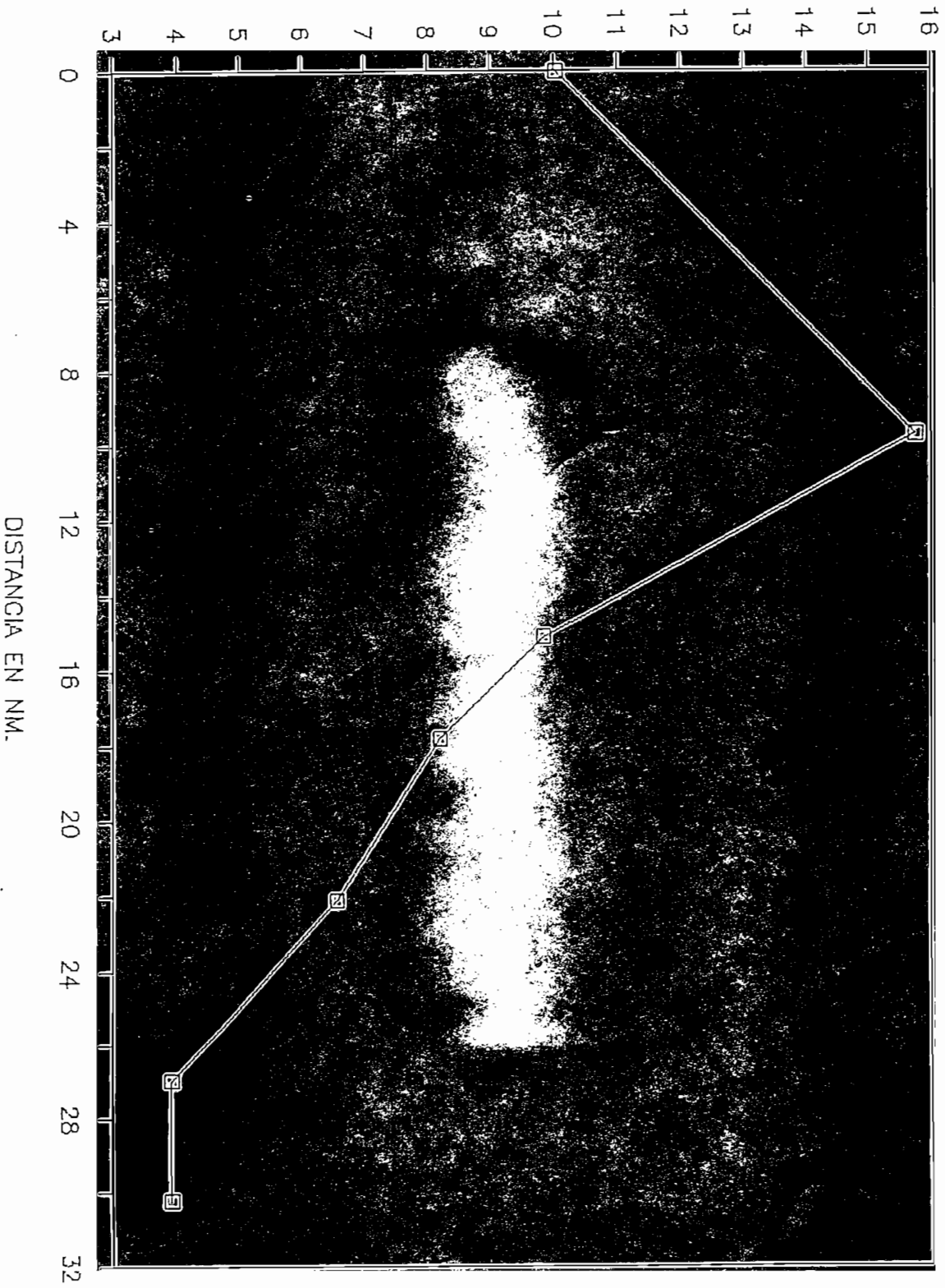


FIG 3.13

RUTA QUITO ESMERALDAS

PUNTO DE NOTIFICACION PACTO

ALTURA EN PIES.
(Thousands)

179

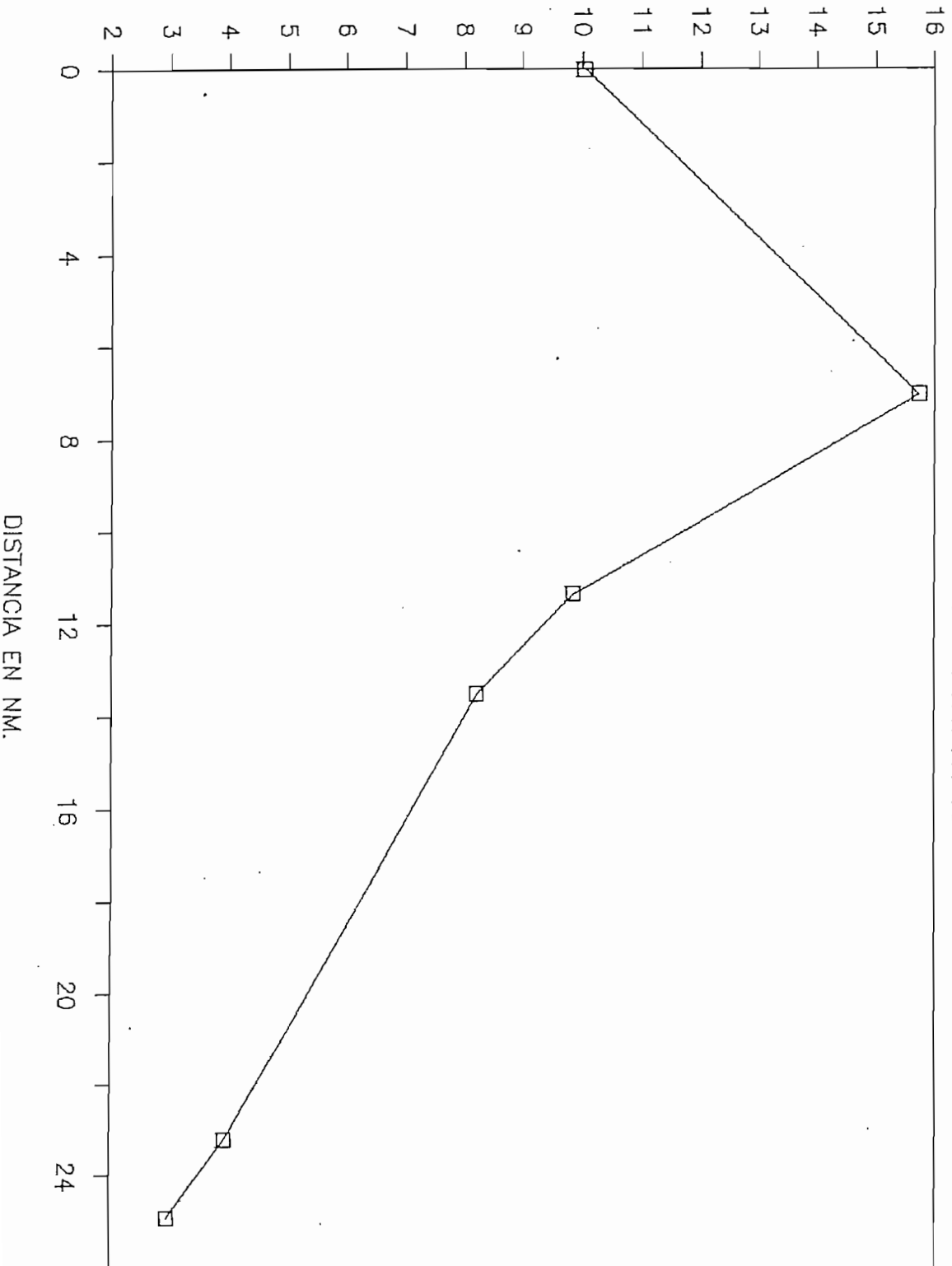


FIG 3.14

aerovia, por lo cual, estas tendrán el mismo inconveniente para poder ser detectadas por el Sistema desde la ciudad de Quito.

Se llega a la conclusión, entonces que el principal impedimento para la detección de las aeronaves desde el Radar de Quito, lo constituye la cordillera Occidental. Las aeronaves que se dirigen hacia la parte Sur de país luego de haber sobrepasado el volcán Cotopaxi, empiezan a descender para dirigirse hacia Cuenca, manteniendo un nivel de vuelo inferior que impide la cobertura desde este sitio hasta el sector de Ambato. Pasado Ambato, el cambio de dirección de la aerovia permite nuevamente la detección radar hasta que la aeronave pasa lateralmente el volcán Cotopaxi; sobrepasado este obstáculo, el descenso es mucho mayor y la cobertura radar no es posible. Igual cosa sucede con las aeronaves que se dirigen hacia la región Oriental, que luego de superada la cordillera descienden hacia su lugar de destino.

3.7 OPTIMIZACION DEL SISTEMA

La actual ubicación del Sistema Radar en la ciudad de Quito, se determinó tomando en cuenta no solamente los actuales requerimientos, sino también, la futura ubicación del nuevo aeropuerto internacional para la ciudad. Analizando el video de radar normal presentado en las pantallas, podemos determinar que la cobertura del sistema hacia el sector oriental, en un rango de 10 NM. está libre de obstáculos que impidan la detección de

aeronaves. El nuevo aeropuerto para la ciudad, estará ubicado en el sector de Pumbó, al Oriente de la ciudad de Quito, dentro del área cubierta sin restricciones por el Sistema Radar de Monjas Sur, lo que evitaría una nueva instalación en otro sitio. La antena de la Estación Radar se encuentra ubicada sobre el eje de la pista del actual aeropuerto de la ciudad de Quito lo que permite realizar un control de aproximación prácticamente hasta que la aeronave hace contacto con la pista exceptuándose la sección no cubierta debido al cono de silencio, esta es una desventaja, pues como ya se explicó anteriormente, la pérdida de detección de la aeronave ocurre en el momento de la aproximación final. Siendo el radar de Quito un radar diseñado para vigilancia, con el nuevo aeropuerto, el TMA de Quito de Quito debería ampliarse de tal manera de poder utilizar de mejor manera el sistema e instalar un PAR (XXIII) en el nuevo aeropuerto para realizar la aproximación de la aeronave y de esta manera mantener siempre un contacto con la aeronave hasta el momento del aterrizaje.

En las condiciones actuales, se debería mejorar básicamente los sistemas de pantallas y las comunicaciones:

Siendo el sistema de pantallas la etapa final y decisiva para la detección o no de determinada aeronave, estas deberían ser diseñadas para permitir una rápida detección con un mínimo de esfuerzo por parte de los controladores. La Estación mantiene 4 pantallas del tipo PPI que requieren de salas oscuras para la

correcta visualización y detección de las aeronaves, esto se debe a dos razones: La primera es el largo tiempo de refrescamiento de la información presentada en las pantallas. La segunda se debe al tipo de fósforo utilizado que tiene como desventaja la rápida degradación de la presentación en las pantallas no dando tiempo a que se pueda refrescar la información antes que esta desaparezca; ya que determinados lugares de la pantalla, están sujetos a un constante bombardeo electrónico, el fosforo se quemará dando lugar a manchas oscuras que dificultan la detección de las aeronaves. Uno de los problemas que causa el uso de este tipo de pantallas son las deficiencias oculares debido a las constantes variaciones de intensidad y al cambio brusco de los cuartos oscuros a la claridad del día. Es por esto, que actualmente se está descartando este tipo de pantallas para dar cabida a los Bright Displays que son pantallas que no requieren de lugares especialmente adecuados para su utilización, se caracterizan por tener tiempos de refresco de información muy pequeños, lo que impide que la información presentada en las pantallas desaparezca, el tipo de fósforo utilizado en este tipo de pantallas tiene características especiales que prolongan su presentación en las pantallas. Pantallas de este tipo, han tenido muy buenos resultados en ATC's como en Sevilla, España y en Egipto.

Tomando en cuenta que el Sistema de pantallas de radar en Quito puede manejar hasta 6 pantallas y de las cuales únicamente están instaladas 4, y debido a que la coordinación para la

aproximación final se la realiza con la torre de Control del Aeropuerto Mariscal Sucre, es muy conveniente, entregar esta información a la torre de Control, para lo cual se puede hacer uso del sistema de Radio Enlace de la fábrica Plessey instalado en la Estación y que enlaza el Aeropuerto con la Estación. En forma muy simplificada, el sistema consistiría en lo siguiente:

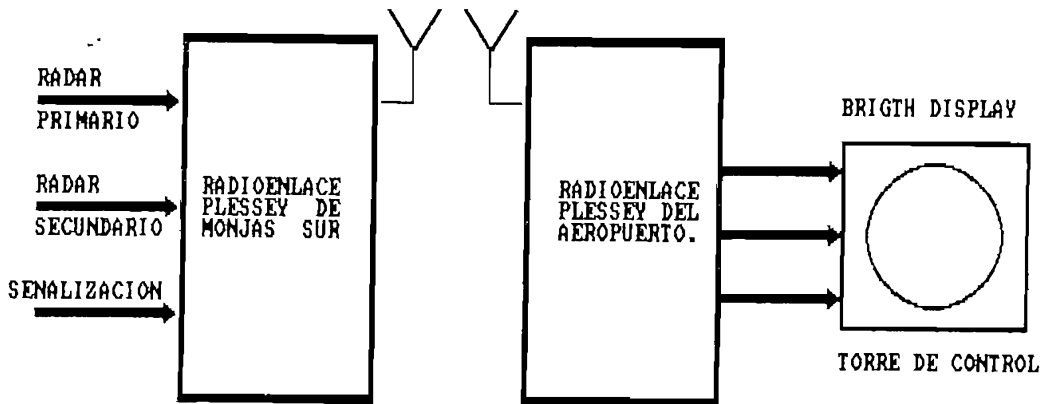


FIGURA 3.15 BRIGHT DISPLAY PARA LA TORRE DE CONTROL DEL AEROPUERTO DE QUITO

Para la comunicación telefónica entre los aeropuertos de Quito y Guayaquil, actualmente se renta un canal al I.E.T.E.L.; casi todo el trayecto se lo realiza por los sistemas de Radioenlace de propiedad de la Institución citada y de la Dirección de Aviación Civil, exceptuando el trayecto existente entre el Aeropuerto Mariscal Sucre de la ciudad de Quito y la central telefónica de Iñaquito que se enlaza por línea física (figura 3.16). En

el caso de existir alguna falla en este sistema de comunicaciones, es necesario revisarlo con ayuda de los técnicos de las 2 instituciones, lo que determina que el tiempo requerido para revisar y reparar el sistema se incrementa pues es necesario realizar las debidas coordinaciones entre los técnicos encargados de cada enlace para poder determinar el origen de la falla. Con el fin de optimizar este sistema de comunicaciones, el presente trabajo plantea 2 soluciones mediatas y una inmediata que permitirían mejorar la calidad del servicio y evitarían la descoordinación entre los aeropuertos de Quito y Guayaquil debido a las fallas en el sistema. La solución mas viable y a corto plazo, consiste en usar un canal alternativo que podría ser usado en caso de falla del canal principal, con lo cual no se perdería la comunicación entre las estaciones de radar de Quito y Guayaquil, para realizar este proyecto, se utilizará el sistema de radioenlace DAC-IETEL ubicado en la estación radar de Quito y a través de los sistemas de microondas que posee el IETEL entregar la información al sistema radar en el Aeropuerto Simón Bolívar de la ciudad de Guayaquil. En bloques, el sistema consistiría en el diagrama de la figura 3.17

La segunda alternativa utiliza las comunicaciones por medio de satélites, específicamente el satélite PANAMSAT del proyecto Condor a nivel andino, esto tiene la ventaja de que la confiabilidad es mayor que en el sistema anterior, con la ventaja de un costo de arrendamiento reducido. El proyecto consistiría en

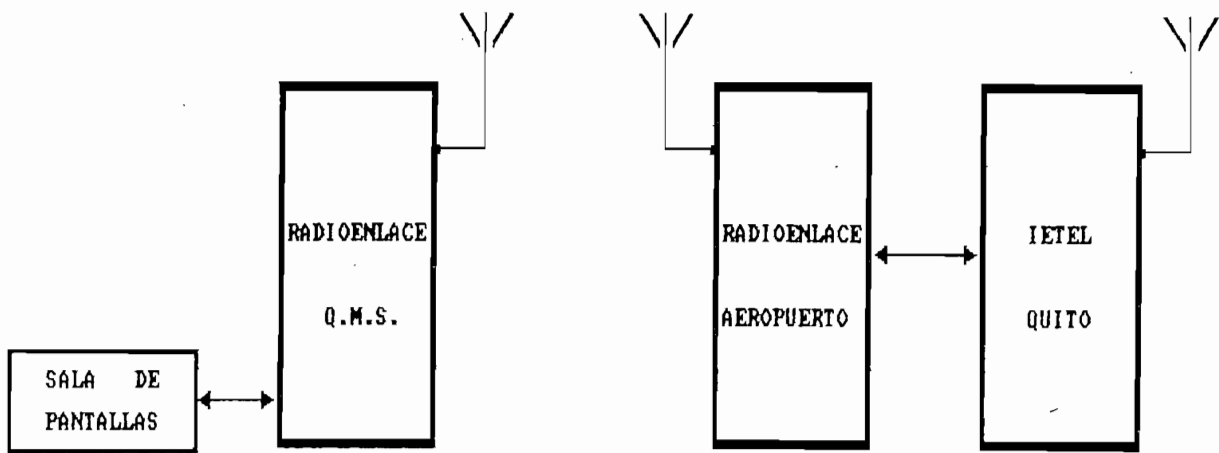


FIGURA 3.16 CANAL TELEFONICO CON GUAYAQUIL

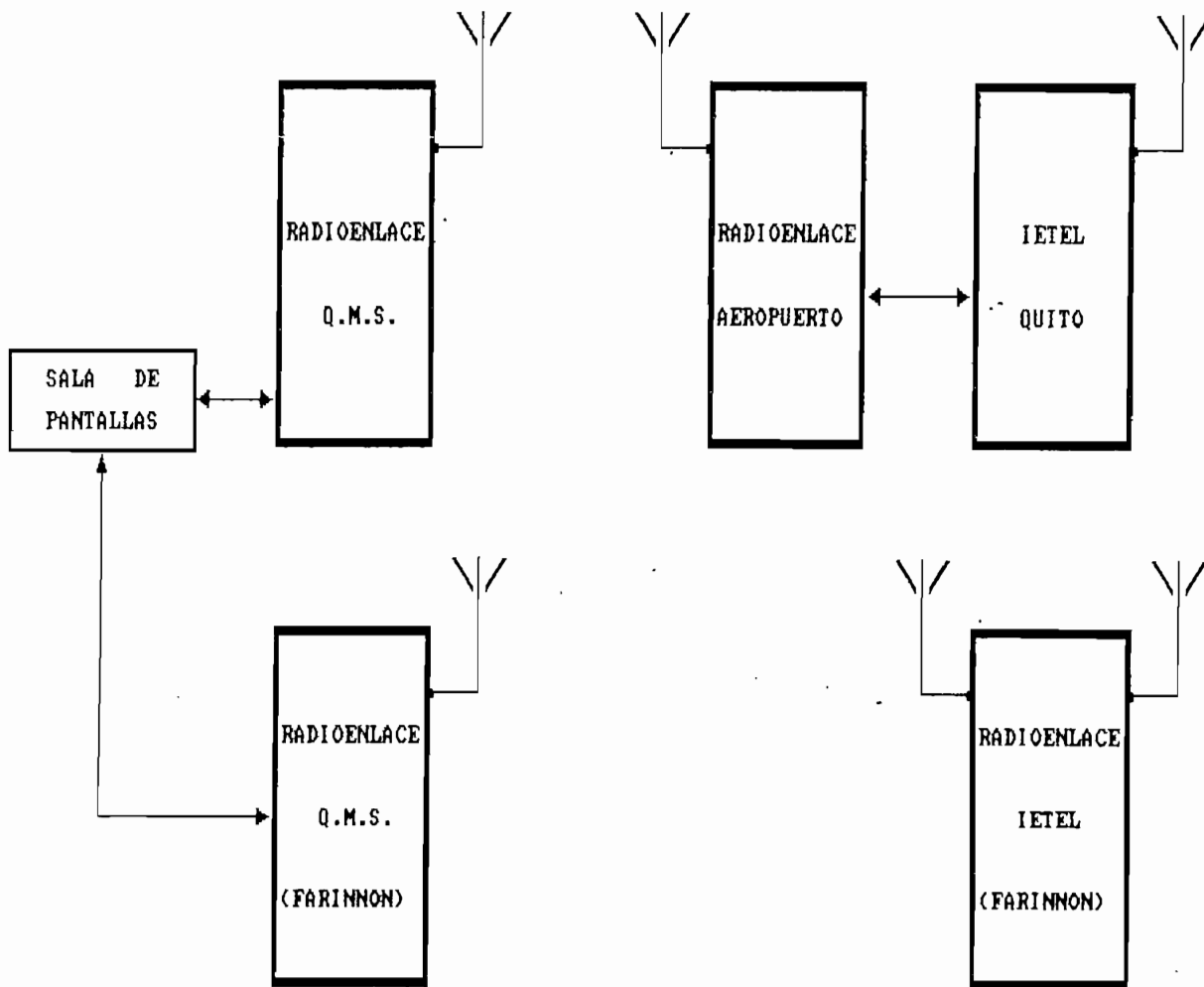


FIGURA 3.17 SOLUCION PARA UN ENLACE CONTINUO

instalar dos miniestaciones terrenas que se comunicarían con el satélite y que no solamente permitirían el enlace de voz sino también por medio de este canal llevar otro tipo de información, por ejemplo enviar toda la información meteorológica sin utilizar la red AFTN.

La tercera alternativa consiste en diseñar e instalar una red de servicios aeronáuticos a nivel nacional propios de la Dirección de Aviación Civil en la cual se lleve toda la información necesaria hacia todas las estaciones aeronáuticas civiles. Este proyecto puede ser ampliado en un trabajo posterior.

La presentación del Sistema de Radar Primario tanto en video de Radar Normal (Background) como en video MTI es analógica; esto determina que si existen pérdidas momentáneas de la señal de retorno, no existirá la respectiva presentación en las pantallas. El tamaño de las trazas radar presentes en las pantallas son dependientes de la sección transversal de la aeronave; esto significa, que el tamaño de la traza de un determinado tipo de aeronave es diferente de otro tipo de aeronave, este inconveniente aumenta aún mas la fatiga ocular de los controladores radar luego de un tiempo de estar trabajando frente a las pantallas, estos problemas pueden ser superados si el video del Radar Primario es procesado mediante un computador previo a la presentación en las pantallas, pues el computador presentará todas las trazas con igual tamaño y calculará la próxima posición de la

aeronave en base a las posiciones anteriores impidiendo que la presentación se pierda. Es posible procesar la información digital del MTI haciendo uso del computador PDP11/34 y creando un nuevo software del manejo del sistema. En bloques, el hardware consistiría en lo siguiente:

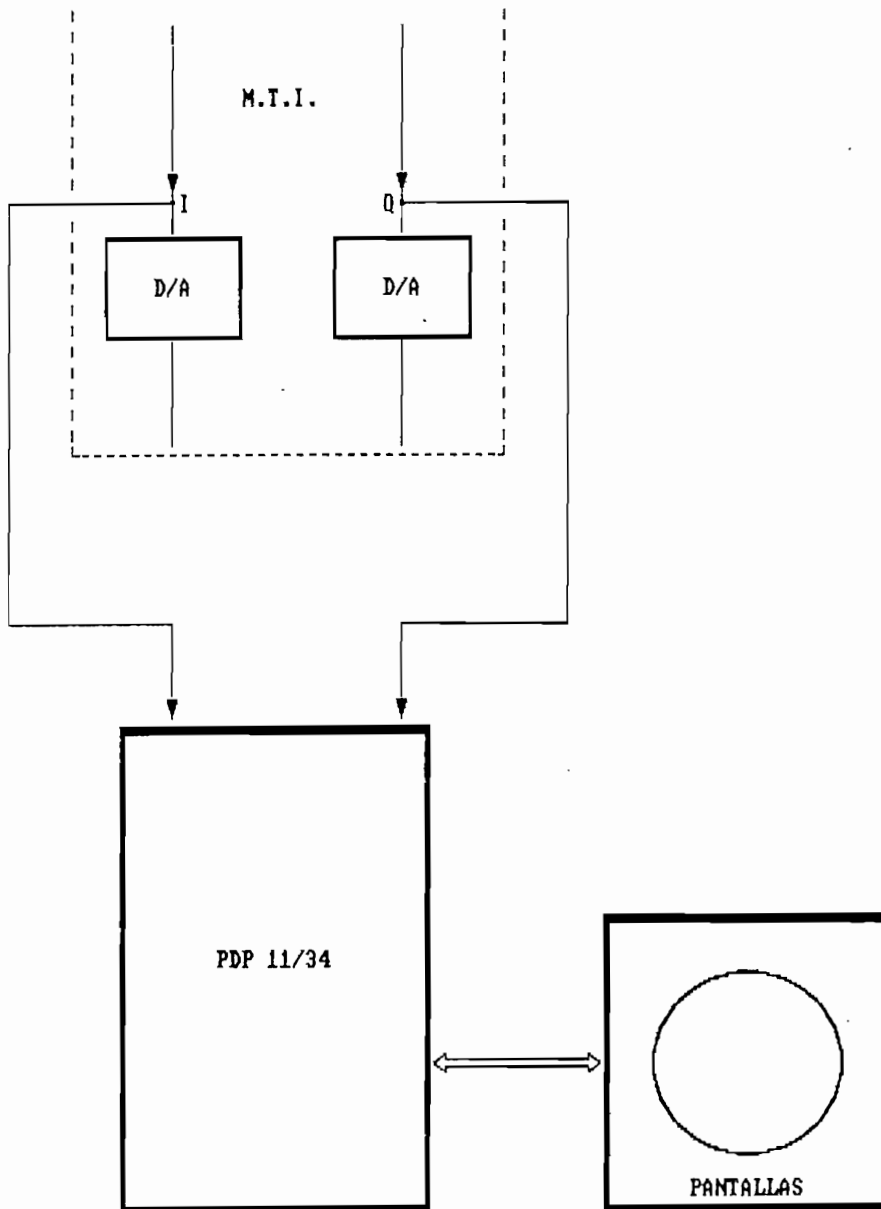


FIGURA 3.18 HARDWARE PARA PROCESAR EL VIDEO DEL RADAR PRIMARIO

CAPITULO No 4**EL SISTEMA DE RADAR EN GUAYAQUIL**

En Guayaquil, a diferencia de Quito, el Sistema Radar se encuentra ubicado dentro de la ciudad, en el Aeropuerto Internacional Simón Bolívar. La estación está a 6,20 m. sobre el nivel del mar (\approx 17 pies) y por la ubicación de la misma, es posible realizar un procedimiento de aproximación mucho más completo que en la ciudad de Quito. El sistema también es fabricado por la compañía Plessey y comprende de un Radar Primario con un alcance de 80 NM. para el video de radar normal (video sin procesar) y variable de 0 a 80 NM. para el video procesado MTI; un Radar Secundario con alcance de 200 NM., la información puede ser obtenida hasta los 50000 pies sobre el nivel del mar; una computadora de propósito general que procesa la información decodificada del Radar Secundario e información especial utilizada en el manejo del sistema. El sistema tiene capacidad para trabajar con 6 pantallas de radar tipo PPI, utilizándose solamente 4, al igual que en el radar de Quito existe un Monitor Display para mantenimiento. Las comunicaciones en tierra se las realiza principalmente por canales telefónicos específicos que permiten enlazar el sistema con otros aeropuertos del país; para las comunicaciones aire/tierra/aire se utilizan equipos de radio de 250 W. y 50 W.

localizados en Cerro Azul y por medio de radioenlaces se completa la comunicación con el Aeropuerto. El sistema de radar de Guayaquil supervisa todo el tráfico aéreo en el espacio ecuatoriano durante las 24 horas del día por lo que se requiere utilizar varias frecuencias de control, radios de 5 W. son utilizados en casos de emergencia o para las comunicaciones con vehículos terrestres.

La mayoría de los sistemas descritos anteriormente son sistemas redundantes.

El sistema de radar de Guayaquil trabaja desde el año 1979 y a pesar de ser de similares características que el radar de Quito por la época en la que fue instalado tiene algunas diferencias que a continuación describimos:

4.1 RADAR PRIMARIO

El Radar Primario de la estación de Guayaquil (AR-15), es una versión anterior que el radar de Quito. Es un radar de rango medio que trabaja en la banda S (10 cm.) y tiene la posibilidad de procesar la información recibida por medio de un sistema MTI analógico, para eliminar los ecos fijos. El video de radar normal no es procesado.

El sistema consta de los siguientes elementos:

- Un sistema de antenas de doble haz con polarización variable.
- Dos Transmisores/Receptores operando normalmente en diversidad de frecuencias.
- Un sistema de procesamiento de video que permite obtener el video de radar normal y el video procesado MTI.
- Equipos de trigger y de control y distribución del video.
- Unidad de control radar.

El sistema trabaja en diversidad de frecuencias (2 canales de transmisión/recepción operando a 3020 MHz y 2980 Mhz) que permite un incremento de la cobertura de un 15% a 20% con una probabilidad de detección del 80% y una operación ininterrumpida en el caso de que falle uno de los canales.

Se utiliza un Transmisor oscilador de alta potencia con un magnetrón sintonizable enfriado por aire controlado por un thyatron con una red conformadora de pulsos que provee el PRF de 700 ± 35 pps con una duración de pulso de 1 μ s. La potencia promedio del Transmisor es de 360 W. El Transmisor es acoplado a la antena via un sistema de guías de onda que incorporan el sistema para trabajar en diversidad de frecuencias y las TR cells. El sistema de diversidad de frecuencias consiste de dos acopladores direccionales conectados mediante un filtro pasaaltos construidos de una doble sección de guía de onda.

El Receptor de IF consiste de un filtro pasabandas seguido de un amplificador de IF (frecuencia central 30 MHz, ancho de banda 10 MHz y ganancia de 75 dB) y un amplificador de video de doble canal.

El sistema provee una unidad de control remoto (Radar Control Unit) que permite manejar algunos parámetros del radar.

La principal diferencia entre el radar primario de Guayaquil y el de Quito se encuentra en el procesamiento del video MTI, pues el radar de Guayaquil no utiliza técnicas digitales sino técnicas analógicas especialmente en el momento de retener la información para ser comparada con detecciones sucesivas, este MTI utiliza líneas de retardo en vez de registro de desplazamiento usados en el DMTI de Quito. La figura 4.1 presenta el sistema de antenas y el video MTI instalado en el radar de Guayaquil.

4.2 RADAR SECUNDARIO

El Sistema de Radar Secundario de Vigilancia SSR 200, con un alcance de 200 NM, es un sistema de decodificación automática que trabaja junto con el Sistema de Radar Primario para permitir la presentación simultánea en un sistema de pantallas tipo PPI.

El sistema consta de 2 Interrogadores (PTR 826)

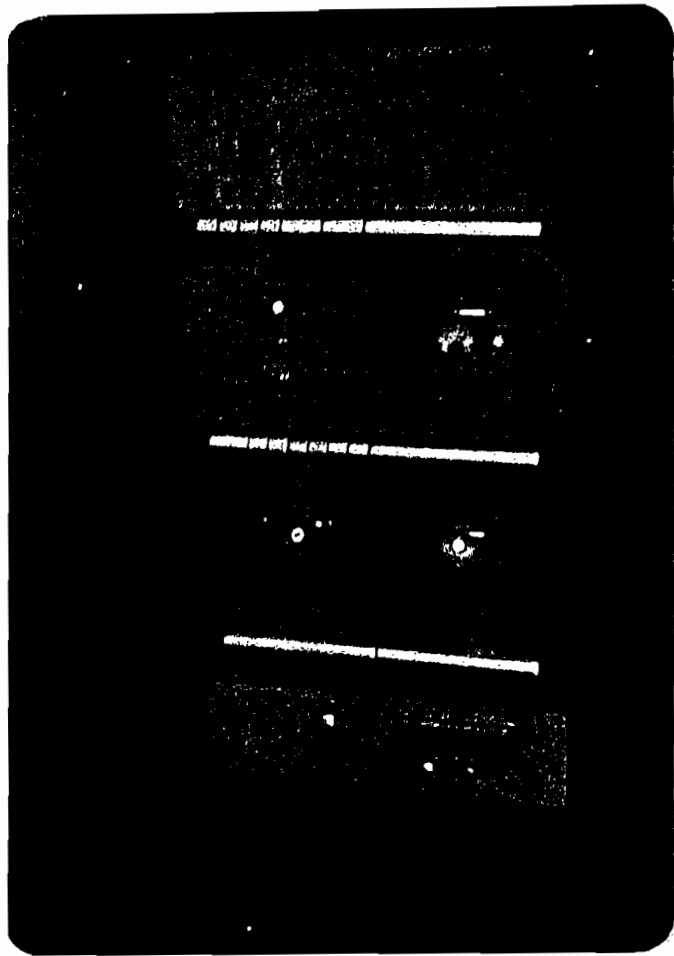
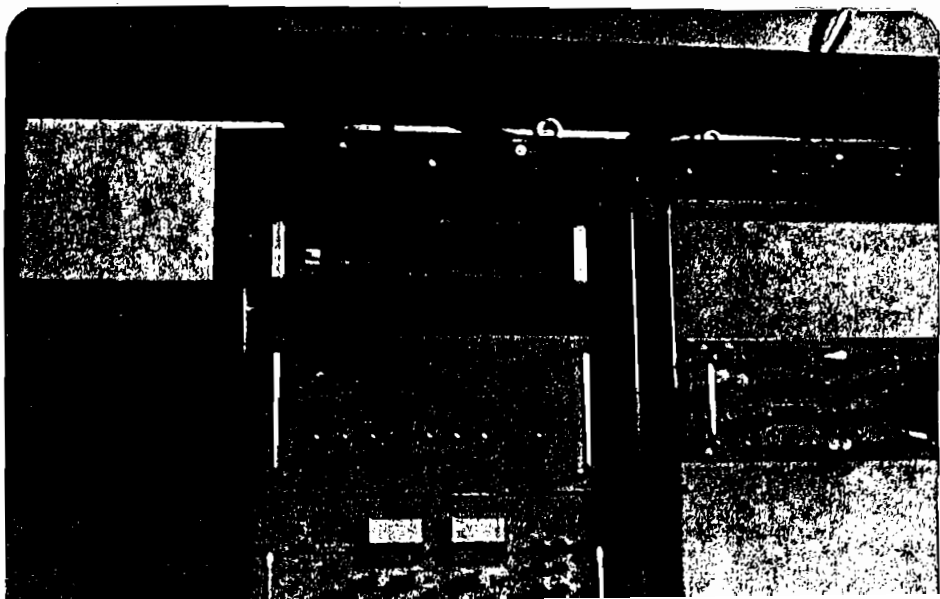


FIG 4.1



trabajando en la modalidad de Hot-Standby; 1 Plot Extractor (PSX 200) y el sistema de antenas formado por un arreglo de dipolos que está diseñado para producir diagramas de radiación de suma (P_1, P_3) o diferencia P_2 empleados para la supresión de lóbulos laterales.

El proceso de decodificación en el SSR, reduce los códigos de respuesta del transpondedor a mensajes digitales listos para la transmisión a las pantallas via un enlace de datos por línea física. El sistema de radar secundario provee información a un radar militar de propiedad de la Fuerza Aérea Ecuatoriana mediante un Modem a través de un enlace via microonda. Este Modem también provee los pulsos de sincronismo para el correcto funcionamiento del radar secundario. El Sistema de Radar Secundario trabaja actualmente con una potencia promedio de 600 W. con lo cual se cubre las 200 NM. La figura 4.2 presenta la disposición del MODEM en el Sistema de Radar Secundario.



4.3 PROCESAMIENTO Y PRESENTACION DE RESULTADOS

Para procesar la información proveniente del Radar Secundario y presentarla en el Sistema de Displays tipo PPI, la estación Radar de Guayaquil utiliza una computadora de propósito general de la fábrica Digital (PDP 11/34) de características similares al procesador del Sistema Radar de la ciudad de Quito. El procesador también provee la facilidad de una base de datos para los ETAs y los ETDs de las aeronaves en servicio; para cargar los programas y el sistema operativo, se utiliza lectores de cintas de papel en vez de las unidades de discos de 8 pg. utilizadas en Quito; existe además dos terminales, uno instalado en la sala de los equipos del sistema y que permite el monitoréo del procesador sin necesidad de bajar a la sala de pantallas ubicada en un piso inferior en el edificio destinado al radar, el otro se encuentra en la sala de pantallas para uso de los controladores (Figura 4.3); el procesador también puede ser controlado desde 4 teclados ubicados en cada una de las consolas pero con mandos restringidos. Los videomapas también utilizan una reproductora de video para poder ser presentados en los Displays.

El sistema de pantallas consiste de 4 Displays circulares tipo PPI de 405 mm. que trabajan con modulación de intensidad y acepta la información procesada y sin procesar proveniente del Radar Primario y del Radar Secundario. Las pantallas están graduadas para un rango máximo de 200 NM. pudiendo variar la

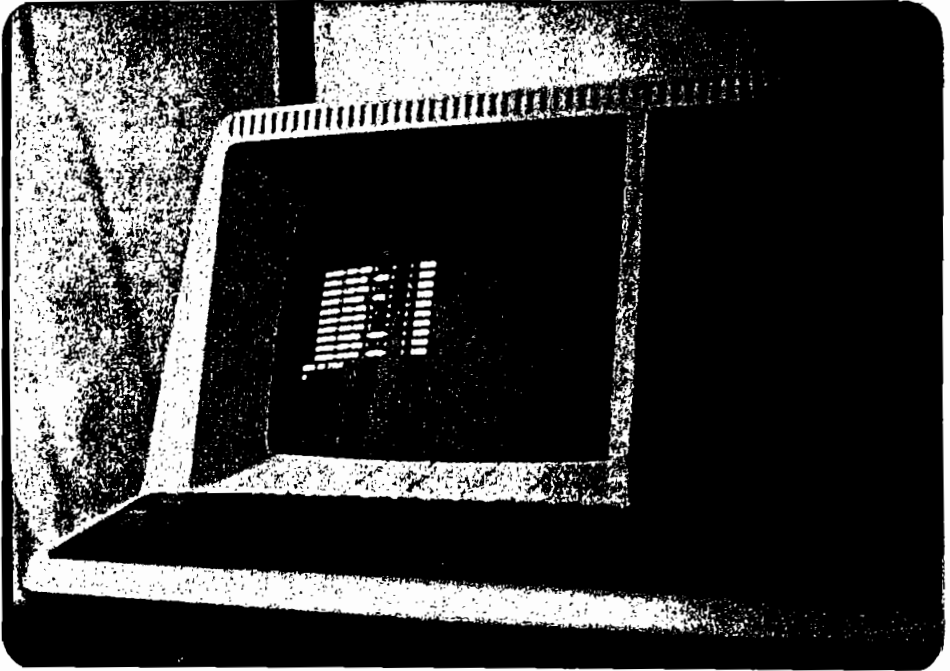
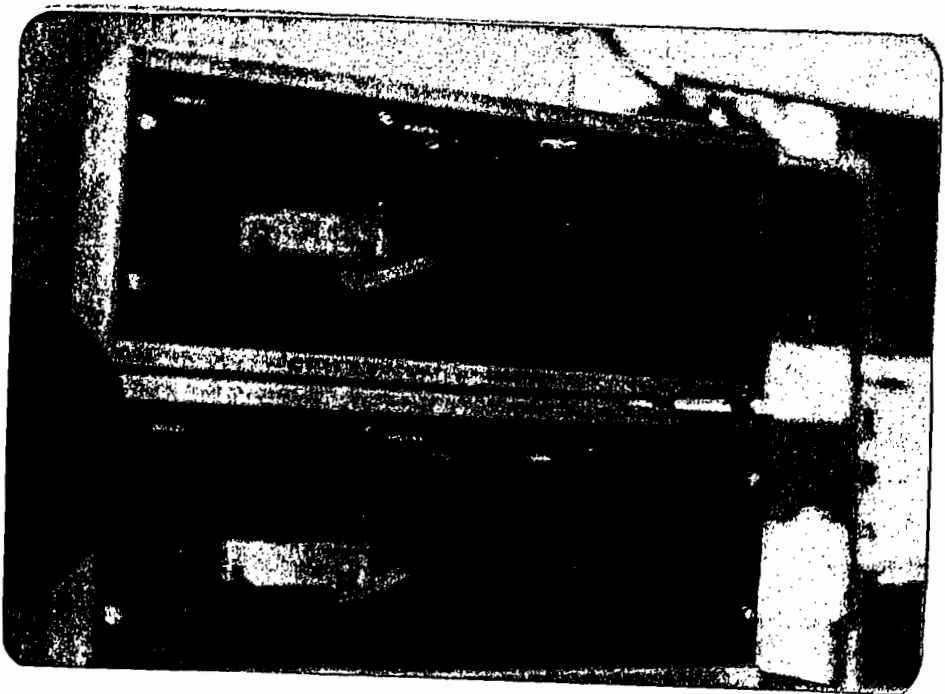


FIG 4.3



presentación de la siguiente manera: 16 NM., 32 NM., 64 NM., 80 NM. y 200 NM. Los Displays generan anillos de rango cada 2, 10 y 50 NM. entre 0 y 80 NM. Tiene la facilidad de realizar seguimientos y calcular las distancias mediante el Range & Bearing Line. El módulo de gráficos permite presentar toda la información requerida y generar areas tabulares de ayuda con información especial y los datos ingresados desde el teclado en cada una de las consolas.

La figura 4.4 muestra algunos tipos de presentación en las pantallas del Radar de Guayaquil.

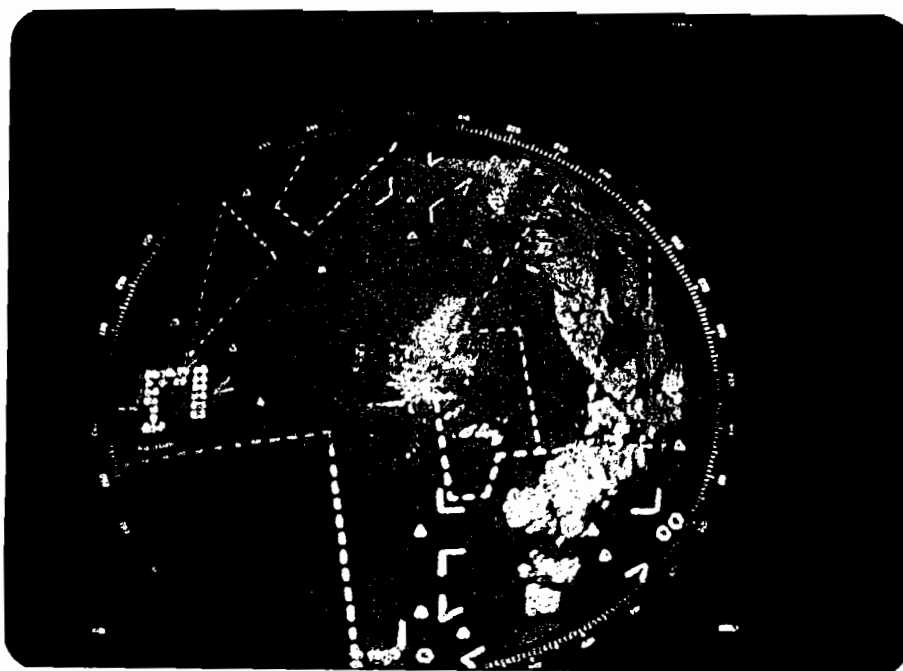


FIG 4.4

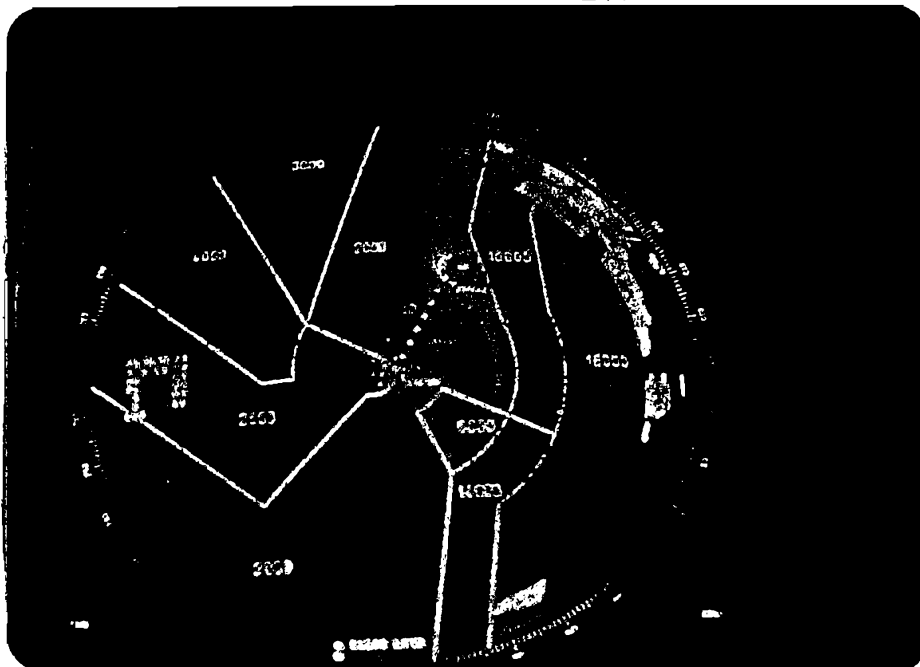
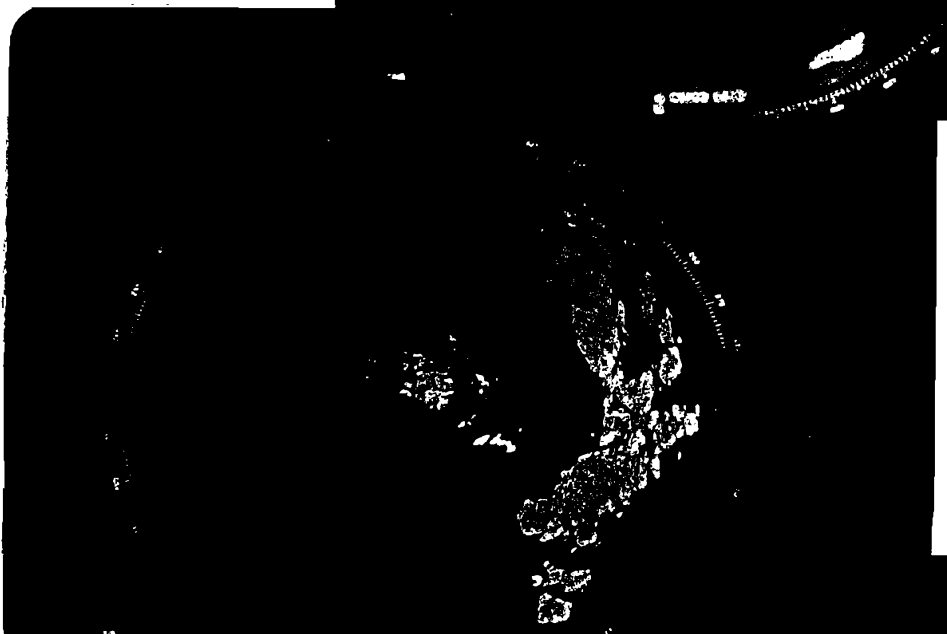
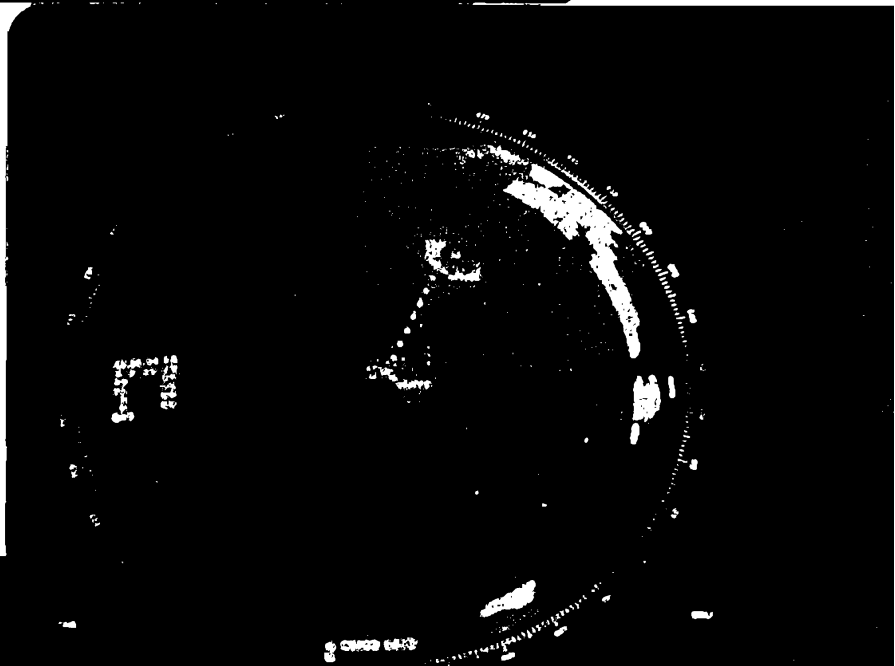


FIG 4.4



4.4 SISTEMAS DE COMUNICACIONES

Ya que el Sistema Radar de la ciudad de Guayaquil no solo realiza operaciones de aproximación, sino también de vigilancia, las comunicaciones Aire/Tierra/Aire y Aire/Tierra son mas variadas que en la Estación Radar de la ciudad de Quito, además de sistemas de radio en VHF y comunicaciones telefónicas, se utiliza radios en HF para comunicaciones con otros aeropuertos en el país. Los equipos utilizados en el Sistema de comunicaciones comprenden:

- Un sistema de Radio Transmisor/Receptor de la fábrica Aeroacom sintonizado a la frecuencia de 121.9 MHz con una potencia de 50 W utilizada para la comunicación entre aeronaves en aproximación y la Estación Radar, este equipo se encuentra ubicado en Cerro Azul.

- Un sistema de Radio Transmisor/Receptor de la fábrica Aeroacom sintonizado a la frecuencia de 128.3 MHz con una potencia de 250 W. y localizado también en Cerro Azul, este equipo es utilizado para el control de área de las aeronaves que están volando el espacio aéreo ecuatoriano. Este equipo forma parte de un sistema de radios que cubren la Costa y la Sierra del país; existe otro equipo de 250 W. a la misma frecuencia ubicado en el cerro de Condorcocha en la ciudad de Quito, toda esta información, es centralizada en Cerro Azul y enviada por medio de un sistema de radio-

enlace a la estación radar de Guayaquil en el Aeropuerto Simón Bolívar.

- 1 Radioenlace Farinon que lleva la información desde Cerro Azul hacia las consolas de radar del sistema de radio Aerocom de la frecuencia de aproximación.

- Un Sistema de Radioenlaces que conecta el aeropuerto Simón Bolívar con Cerro Azul y este a su vez con IETEL Guayaquil y que permite realizar cualquier tipo de comunicación telefónica. El enlace aeropuerto Simón Bolívar-Cerro Azul se lo realiza por medio de un radioenlace de la fábrica Plessey de propiedad de la DAC trabajando a la frecuencia de 1.5 GHz, este radioenlace también lleva la información del equipo de radio Aerocom (128.3 MHz) ubicado en Cerro Azul hacia las consolas de comunicaciones IAL ubicadas en el radar de Guayaquil. El enlace Cerro Azul-IETEL Guayaquil se lo realiza con un radioenlace de propiedad del Instituto Ecuatoriano de Telecomunicaciones. Existen dos canales telefónicos rentados al IETEL uno de los cuales permite la comunicación entre el radar de Quito y el de Guayaquil, el otro lleva la información del sistema de teletipos entre Quito y Guayaquil y también el audio y la señalización del equipo de 128.3 MHz ubicado en el cerro de Condorcocha en la ciudad de Quito.

- El sistema radar de Guayaquil tiene comunicación telefónica con varios aeropuertos internacionales de otros países mediante un

sistema de marcado de 2 cifras rentado al IETEL, este se lo utiliza para realizar transferencias internacionales, este sistema se lo denomina CM6.

- El sistema de teletipos, trae información nacional e internacional y los datos meteorológicos requeridos en el control de tráfico aéreo.

- El sistema de comunicaciones en las consolas IAL permite realizar las coordinaciones mediante sistemas de intercomunicadores entre la estación radar, la torre de control del aeropuerto de Guayaquil, la estación radar de Quito por medio del sistema ya explicado y otras dependencias del aeropuerto.

- Los equipos de HF se encuentran en otro edificio del aeropuerto y son operados desde esa dependencia, para la debida coordinación, existe un intercomunicador que forma parte del sistema de consolas IAL.

El sistema radar de Guayaquil también se encuentra conectado a la red estratégica militar (red MODE).

Casi todos los equipos son duales y trabajan en la modalidad de HOT-SBY.

El Sistema, mantiene un equipo de grabación de audio que trabaja durante las 24 horas del día y que permite realizar la

grabación de todas las comunicaciones existentes entre pilotos y los controladores, así como de las comunicaciones tierra/tierra especialmente las que se refieren a las comunicaciones existentes con otros centros de control y aproximación.

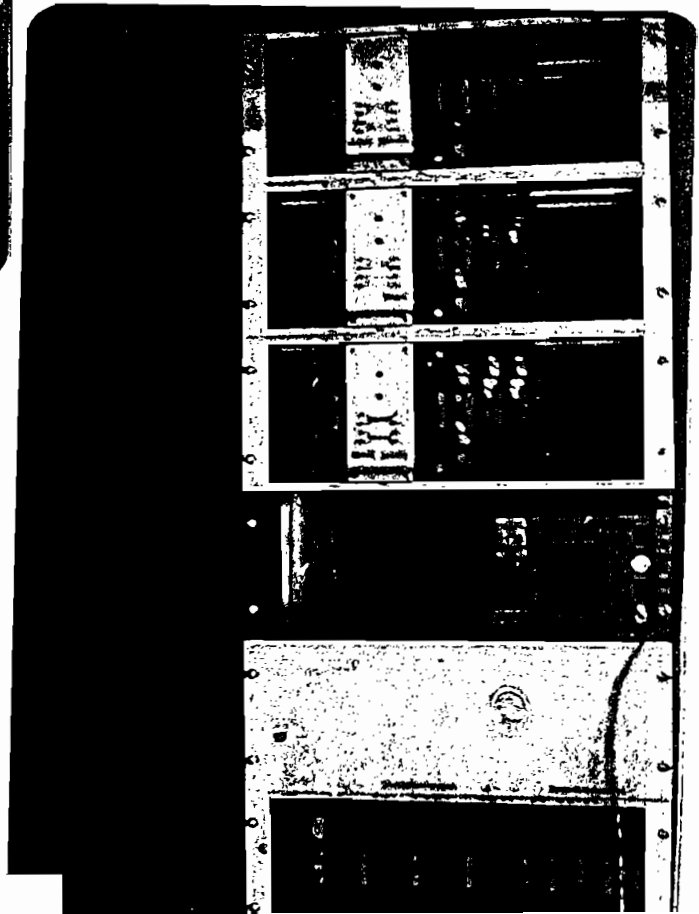
La figura 4.5 presenta algunos de los equipos instalados en la Estación Radar de Guayaquil y que desempeñan las funciones indicadas anteriormente.

4.5 SERVICIOS QUE PRESTA EL SISTEMA

El Sistema de Radar de la ciudad de Guayaquil, realiza operaciones mas complejas que el Sistema de Quito, esto se debe en primer lugar, al tiempo de servicio del Sistema en esta ciudad, el cual fue inaugurado en el año de 1979, lo que permite que los controladores se encuentren mucho más entrenados en el manejo de todo el tráfico aéreo presente en la zona, además, el sistema trabaja en forma ininterrumpida durante las 24 horas del día, los 365 días del año; por lo cual, está encargado de supervigilar el espacio aéreo ecuatoriano. El servicio radar se proporciona dentro de un radio de 60 millas náuticas, teniendo como centro el Aeropuerto Internacional Simón Bolívar. Las operaciones radar que el sistema proporciona son:

-SERVICIO RADAR DE CONTROL DE TRANSITO AEREO: Este servicio es suministrado con el fin de prevenir colisiones entre aeronaves y

FIGURA 4.5
Sistemas de Comunicaciones del Radar de Guayaquil



entre aeronaves y obstáculos en el área de maniobras, también permite acelerar y mantener en forma ordenada el movimiento del tránsito aéreo. Dicho servicio es proporcionado en espacios aéreos controlados (Zona de Control, Area Terminal, Area de Control, Rutas ATS) (XIX).

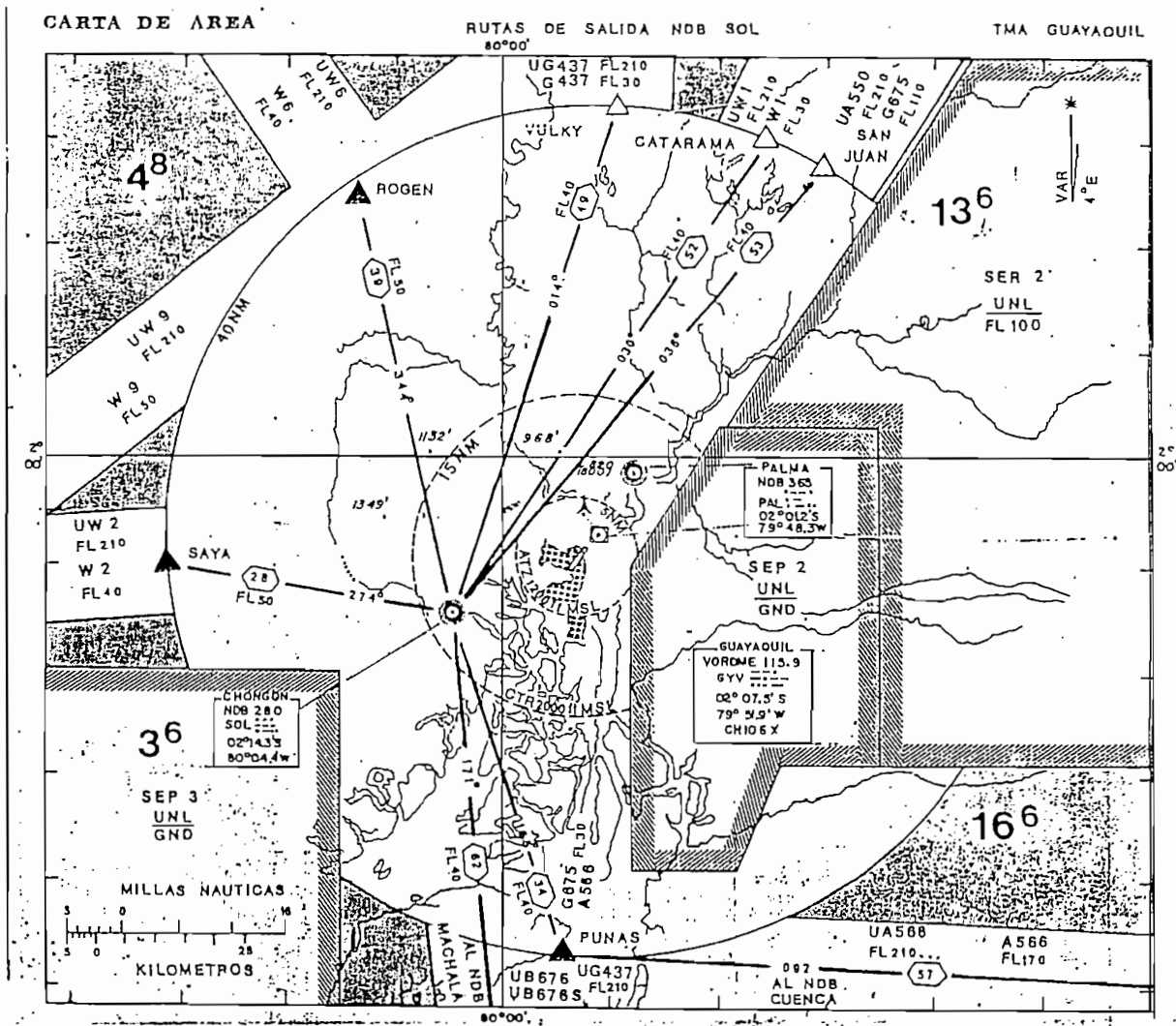
- SERVICIO RADAR DE INFORMACION AL VUELO: El servicio de información al vuelo, tiene como finalidad aconsejar y facilitar información útil para la realización segura y eficaz de los vuelos. Este servicio se proporcionará en espacios aéreos de la Región de Información de vuelo de Guayaquil, en un radio de 60 NM.

-SERVICIO RADAR DE CONTROL DE APROXIMACION: Es un servicio de control de tránsito aéreo para la llegada y salida de vuelos controlados. Este servicio se proporciona en el espacio aéreo definido como Area Terminal de Guayaquil en un radio de 40 NM. y con centro en el Aeropuerto Internacional Simón Bolívar.

-APROXIMACION EN RADAR DE VIGILANCIA: El servicio de aproximación en radar de vigilancia, permite al piloto de una aeronave determinar su azimuth y distancia de la estación hasta el momento de toma de contacto con la pista, la información es entregada constantemente por el controlador de tránsito aéreo, este servicio es proporcionado por el controlador a solicitud del piloto cuando existan dificultades en los equipos de radionavegación a bordo de la aeronave o en tierra que impiden una navegación autónoma de la

aeronave; cuando el piloto no conozca la ruta o los procedimientos de aproximación; cuando la aeronave sea declarada en emergencia o a solicitud del piloto o sugerencia del controlador de tránsito aéreo, como práctica para mantener la proeficiencia del personal en este tipo de procedimiento.

FIGURA 4.6
TMA de la ciudad de Guayaquil



4.6 ANALISIS DE LA COBERTURA QUE PROVEE EL RADAR DE GUAYAQUIL

Siguiendo un esquema de trabajo similar al realizado en el Radar de Quito, se recogieron datos de la actividad aérea dentro de la zona cubierta por el radar de esta ciudad. La afluencia de tráfico en el espacio aéreo asignado al radar de Guayaquil es mucho mas densa que en Quito, esto se debe a que como se explicó anteriormente, las operaciones realizadas son mas variadas y el sistema trabaja en forma ininterrumpida. El espacio aéreo asignado al radar de Guayaquil comprende también distintas radioayudas que permiten el encaminamiento de las aeronaves de una manera mucho mas segura.

Para determinar los sectores no cubiertos por el sistema radar de Guayaquil, se elaboró una tabla de iguales características que en el capítulo anterior y cuyos resultados se presentan a continuación:

RUTA	AEROVIA	AZIMUTH Y RANGO RESPECTO A SEGU				ALTURA [PIES]	RANGO PERDIDO [NM]
		θ_{\perp} [GRADOS]	R_{\perp} [NM]	θ_{\parallel} [GRADOS]	R_{\parallel} [NM]		
SEGU SEQU	ASAPO	031	60			20000	
		031	74	031	74	22000	14
		031	74	031	79	22000	
		031	81	031	79	24000	5
		031	81	031	91	24000	
		031	92	031	91	23400	10
		030	97	030	97	23400	
		030	97	030	97	21600	6
		030	97	031	105	21600	
	032	113	031	105	18300	9	
	QMS			035	138	18100	
					18100	26	

RUTA	AEROVIA	AZIMUTH Y RANGO RESPECTO A SEGU				ALTURA [PIES]	RANGO PERDIDO [NM]				
		θ_{\perp} [GRADOS]	R_{\perp} [NM]	θ_{τ} [GRADOS]	R_{τ} [NM]						
SEMT SEGU	AMARI	337	80	353	89	19800	26				
		026	120			19800					
	QMS	031	134	026	121	20000		1			
				035	138	18000		11			
						18000					
SEGU SEGU	MINDO	020	137	024	127	21000	14				
		019	100			21000					
		019	87			21000		8			
		019	85			21000		2			
	PISTA30	035	1	030	0	10		1			
INTER SOBR.	PERU	198	200	198	91	10000	109				
		194	82			10000					
		190	76			10000		2			
		180	70			10000		14			
		177	67			10000		5			
		174	66			10000		3			
		CONO DE SILENC.	180			2		173	64	10000	
			004			60		002	2	10000	4
			004			69		003	62	10000	3
		OROLA	004			77		003	73	10000	5
	004		87	004	81	10000		4			
				001	89	10000		5			
	SEGU SEGL	SAYA ATENO	269	107	270	116		30000 30000	10		
SEGU SECU	PUNAS	138	51	126	63	19000	17				
		126	63			18400					
	NDB CUE			122	70	18400		9			

RUTA	AEROVIA	AZIMUTH Y RANGO RESPECTO A SEGU				ALTURA [PIES]	RANGO PERDIDO [NM]
		θ_i [GRADOS]	R_i [NM]	θ_f [GRADOS]	R_f [NM]		
INTER SOBR.	LA PILA	322	68	335	56	7100	19
		335	53			7100	
		331	47			7100	
		329	43			7100	
		347	15			7100	
		354	13			4500	
		007	11			2700	
		007	11			2700	
		019	9			2100	
	019	9	2100				
SECU SEQU	CAÑAR	122	70	007	11	18000	5
		045	97			18000	
		040	111			21500	
		040	111			19600	
	035	138	18900				
	QMS			035	138	18900	29

donde se definen los siguientes parámetros:

θ_i como el ángulo inicial de pérdida

R_i como el rango inicial de pérdida

θ_f es el ángulo final de pérdida

R_f es el ángulo final de pérdida

Para el presente análisis se escogieron dos rutas, la primera, es la ruta de Guayaquil a la ciudad de Quito, que por razones similares a las del radar de Quito es conveniente analizarla (Figura 4.7); la segunda, es la ruta que utilizan las

aeronaves para viajar a las Islas Galapagos, esta ruta presenta una alta claridad para la propagación, pues no existen obstáculos que impidan la cobertura mediante el Sistema de Radar de Guayaquil (Figura 4.8). Se aprovechó la presencia de algunas aeronaves en sobrevuelo para probar el alcance tanto del radar Primario como del Secundario.

Los procesos de aproximación, se ven afectados por la actual posición que tiene la estación, pues el ruido generado por la presencia de edificios altos en los sectores aledaños al Radar y el movimiento aleatorio del tráfico terrestre en la ciudad impiden que la cancelación de los ecos fijos sea óptima en un radio de alrededor de 5 NM, tal como se puede apreciar en la figura 4.9. En la etapa de aproximación final, se determinó que el cono de silencio es de un diámetro bastante pequeño, el cual varía entre 0.5 y 1NM; a 10000 pies de altura sobre el nivel del mar, este cono tiene un diámetro de 4 NM. El mapa 4.1 presenta en la Carta de Navegación en Ruta Inferior las zonas no cubiertas por el Sistema de Radar de Guayaquil.

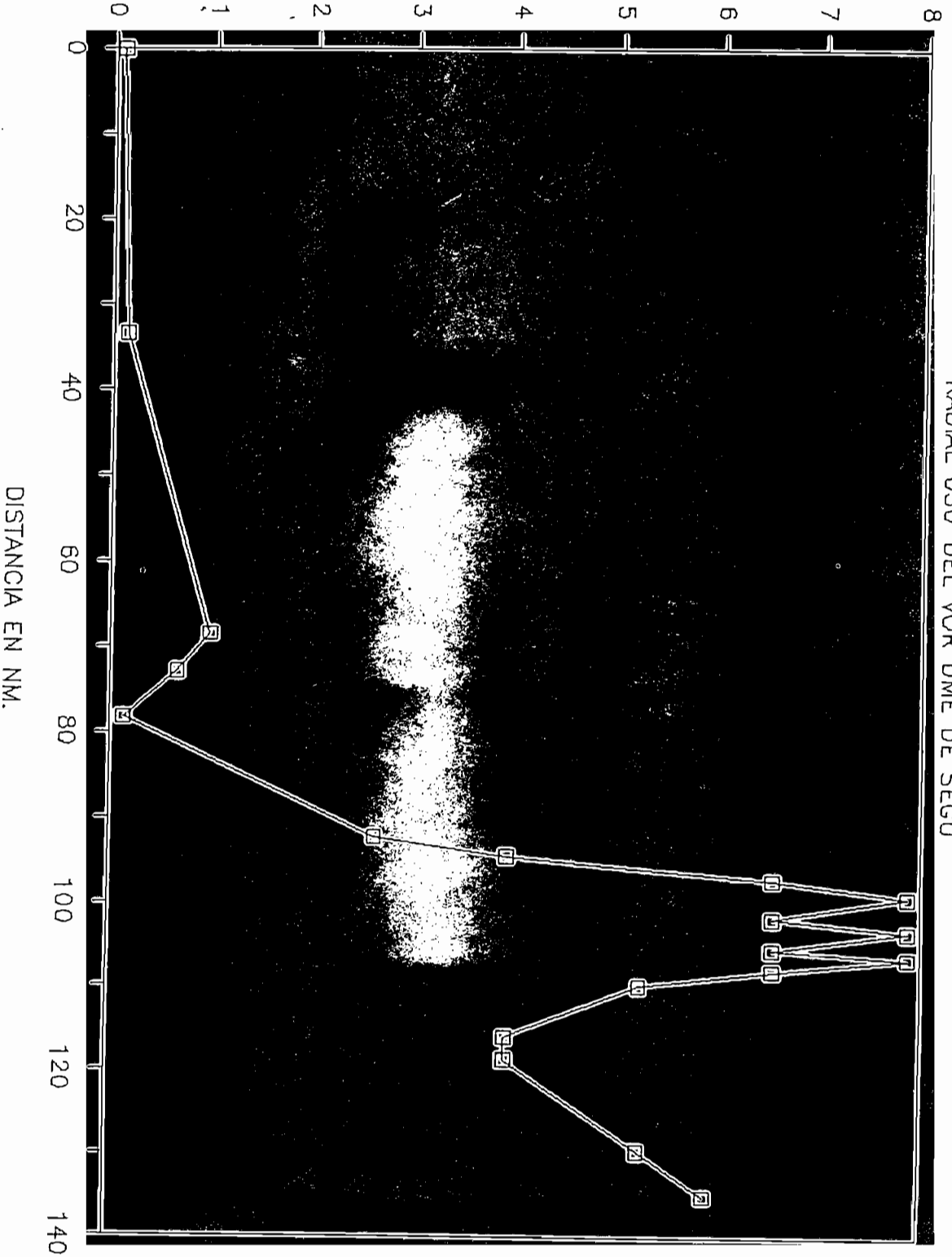
Las aeronaves que se dirigen hacia la ciudad de Quito, lo hacen utilizando la aerovía SAN JUAN, ASAPO, TIPDO, QMS. Esta aerovía presenta una alta cobertura en un rango de aproximadamente 70 NM. A partir de este rango, las aeronaves empiezan el ascenso hacia la ciudad de Quito; esto determina que el sistema presente dificultades en la detección de aeronaves. La razón probable para

RUTA GUAYAQUIL QUITO

RADIAL 030° DEL VOR DME DE SEGU

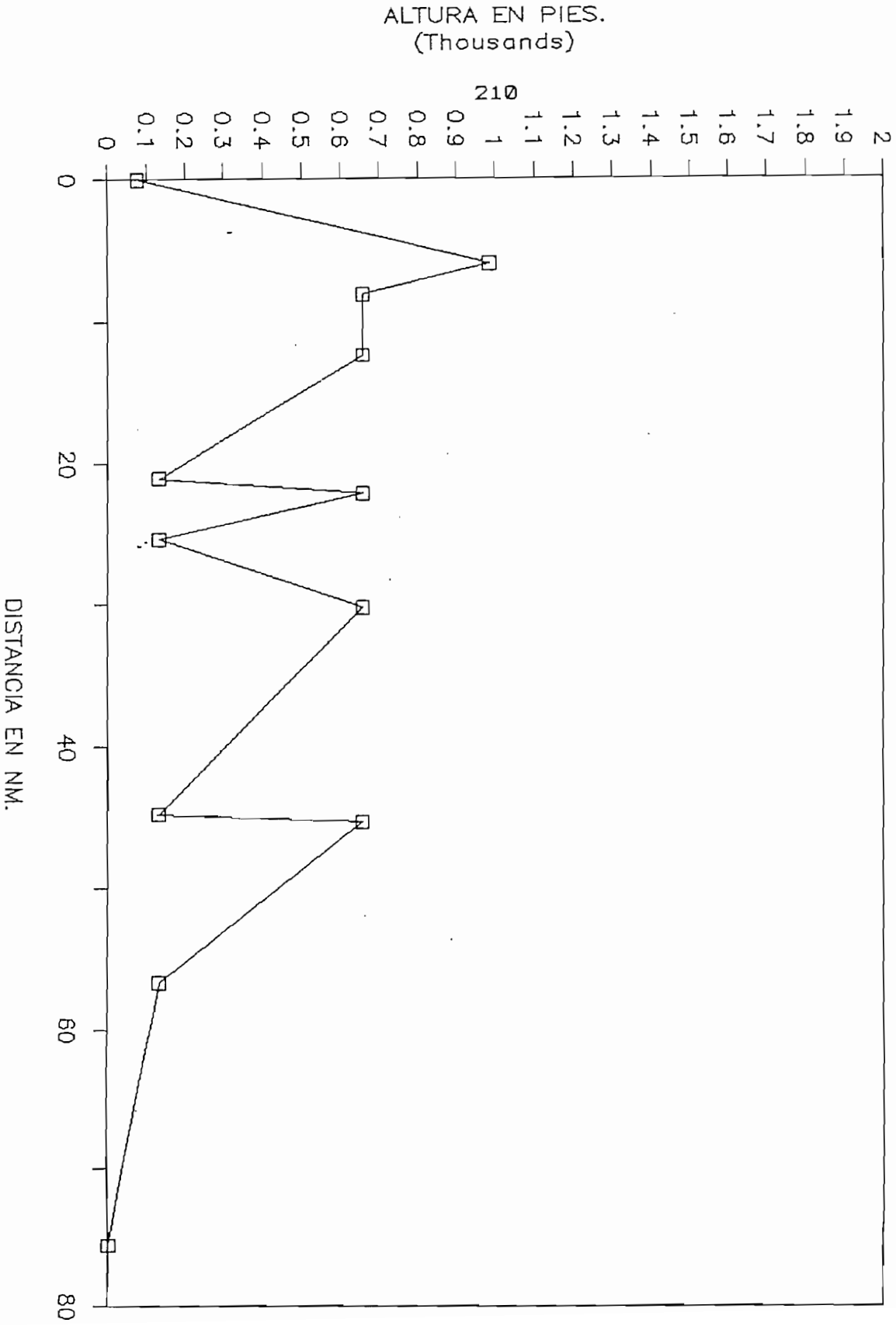
ALTURA EN PIES.
(Thousands)

209



RUTA GUAYAQUIL GALAPAGOS

RADIAL 270° DEL VOR DME DE SEGU

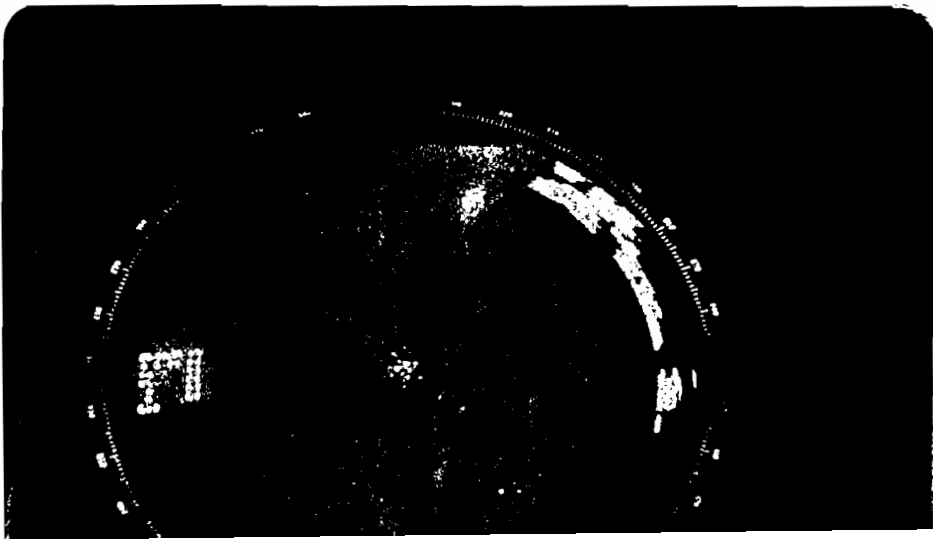


que la cobertura no sea completa sería el desgaste de los equipos que determinan una disminución en la probabilidad de detección. Es necesario realizar un constante mantenimiento especialmente en lo que se refiere al Receptor del Radar Primario; uno de los principales factores que determinan la recepción lo constituye el amplificador paramétrico el cual tiene algunos inconvenientes que fueron citados anteriormente. Es por esto que actualmente se está cambiando estos amplificadores por otros de mejor tecnología.

La cobertura en el sector Noroccidental presenta problemas debido a la presencia de la Cordillera de Chongón y Colonche.

El sector Sur no está cubierto totalmente especialmente en la ruta Guayaquil-Cuenca luego del paso de la Cordillera Occidental. En este sector también existe dificultad para la detección en el sector correspondiente a la provincia de El Oro también por la presencia de la Cordillera.

figura 4.9 foto del MTI de SEGU



4.7 OPTIMIZACION DEL SISTEMA

La alta responsabilidad en el control de tráfico aéreo del Sistema Radar en la ciudad de Guayaquil determina que este deba tener un mantenimiento frecuente para conservar sus niveles de eficiencia. Ya que el Sistema trabaja en forma ininterrumpida, resulta muy complicado mantener el Sistema inoperativo mientras se realiza el mantenimiento correspondiente; es por esto, que resulta conveniente que los equipos componentes del sistema sean duales para que el mantenimiento de los mismos sea realizado sin necesidad de retirar el servicio. En el Sistema de Radar de Guayaquil, el Radar Secundario, posee un sólo PSX que en caso de falla, quedaría inoperativo el Secundario. El PTR es dual y con sistema de autocambio. Es necesario, entonces, que el PSX tenga un sistema de iguales características que el PTR, que sea dual y mantenga el sistema de autocambio. Con estas condiciones, el Radar Secundario quedaría estructurado de igual forma que el Sistema en Quito.

Debido al tipo de fósforo utilizado en los Displays, este tiende a quemarse en los sitios donde existe un bombardéo electrónico continuo, perdiendo sus propiedades, con lo cual, los Displays presentan manchas negras que dificultan la detección de los ecos, este efecto se lo puede apreciar en la figura 4.10. La única manera de superar este problema, consiste en cambiar los tubos de rayos catódicos (TRC). Para lo cual, se ha previsto el

cambio no sólo de los TRC sino de todo el Display por otro tipo mucho más avanzado que la fábrica Plessey lo ha denominado Watchman; cada Display comprende de un sistema de procesamiento de datos, un VDU (Video Display Unit) y otros periféricos como impresoras y discos flexibles que pueden ser adaptados al sistema. Este tipo de Displays permite la presentación de los datos del Radar Primario en tiempo real (raw video), datos sintéticos del Radar Secundario con etiquetas alfanuméricas, líneas de búsqueda de dirección y ángulo y la generación y presentación de mapas sintéticos permanentes. Los Displays son interconectados mediante una red de área local (LAN) que permite la comunicación entre los sistemas de procesamiento. Toda la información es guardada en un disco duro con capacidad de 4 Mbytes y procesada mediante el microprocesador Intel 8086. La figura 4.11 presenta el diagrama de bloques de las nuevas pantallas. El sistema de procesamiento es capaz de generar hasta 5 videomapas de los cuales, uno de ellos puede ser generado y guardado en cualquier momento por los controladores, los otros 4 son generados desde el computador. El diseño de los Displays es ergonómico, de tal manera de proveer una mejor presentación y optimizar el interfase hombre-máquina. La figura 4.12 presenta la diferencia en la disposición de los 2 tipos de pantallas; la nueva disposición determina que la persona encargada del manejo de las mismas tenga una presentación uniforme en todos los rangos disminuyendo de esta manera la fatiga ocular causada por la disposición anterior, ya que en el caso de los displays antiguos, los controladores deben realizar

un mayor esfuerzo para observar la parte alta de la pantalla antes que la baja. El teclado, también diseñado en forma ergonómica, permite que las teclas de función mas utilizadas estén situadas en sitios de fácil acceso para minimizar el trabajo del controlador y disminuir los errores de operación.

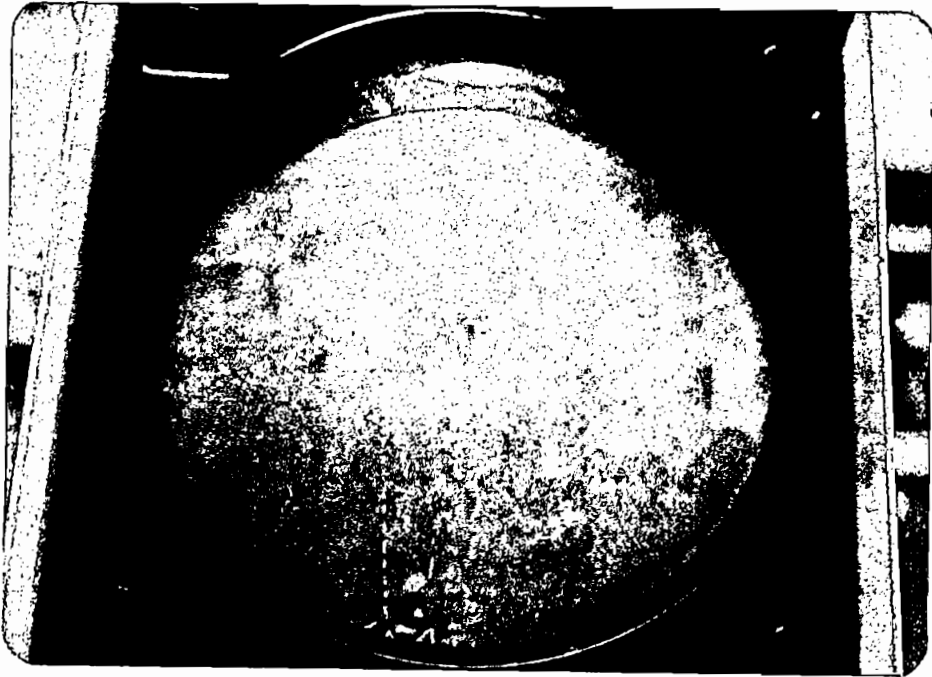


FIG 4.12



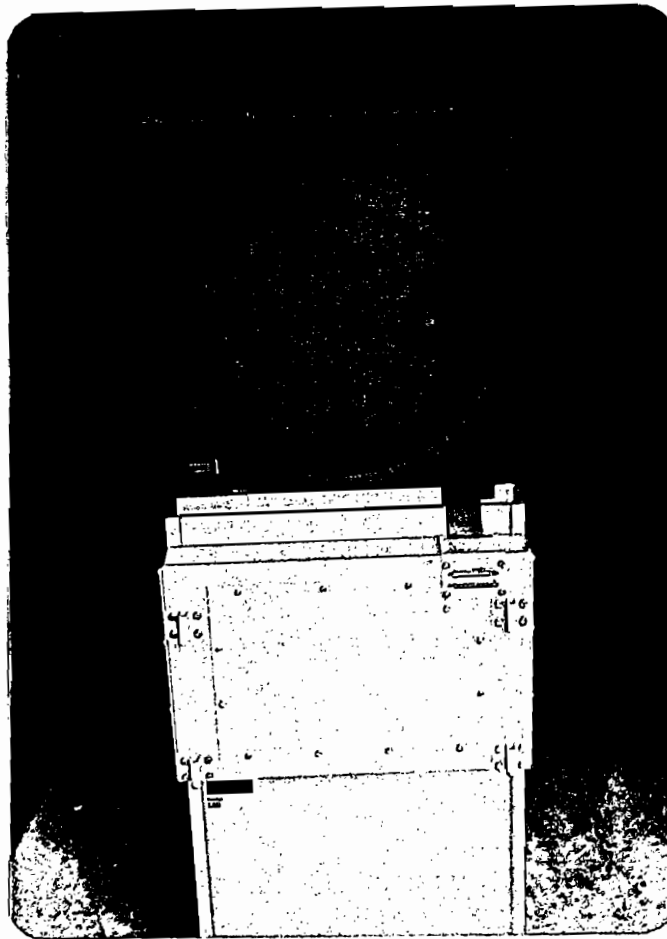
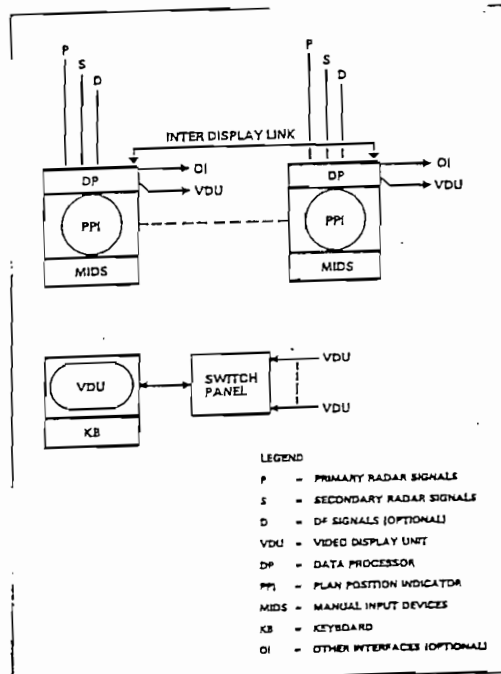


FIG 4.12

FIG 4.11



En el momento de la Recepción de los ecos en el Sistema de Radar Primario, es necesario que las señales espúreas sean eliminadas, esto lo realiza el amplificador paramétrico, que es un amplificador de R.F. de bajo ruido y alta ganancia que se caracteriza por mejorar el factor de ruido del receptor amplificando los ecos de retorno antes de pasarlos vía un aislador y limitador al mezclador. Ya que el amplificador paramétrico es del tipo de capacitancia variable no degenerativa que emplea un diodo varactor como elemento reactivo, es necesario que la temperatura dentro del amplificador permanezca constante para que este mantenga un bajo factor de ruido, por lo cual tiene incorporado un calentador que mantiene la temperatura a 55°C. El calentador utilizado produce una serie de inconvenientes como son: desgaste de los mecanismos de giro del ventilador del calentador, bajo rendimiento de las niquelinas, espacio físico grande para mantener en buen funcionamiento el amplificador o fallas en el control de temperatura, por lo cual, se ha decidido cambiar de tipo de amplificadores paramétricos por amplificadores que trabajan con FETS, con lo cual los problemas generados por el sistema de calentamiento se evitan y el tamaño de estos es mucho menor que los amplificadores utilizados anteriormente, manteniendo la misma eficiencia.

El ruido generado en el video MTI en un rango de 5 NM. debido al movimiento terrestre aleatorio es posible eliminarlo variando el ángulo de disparo de la antena, para lo cual, es necesario, que la base de la antena sea desnivelada lo suficiente

como para que la radiación sobre la ciudad sea disminuida y la radiación sobre la pista sea mayor, permitiendo que la detección de las aeronaves en aproximación sea optimizada, la figura 4.13 presenta el efecto causado por esta variación.

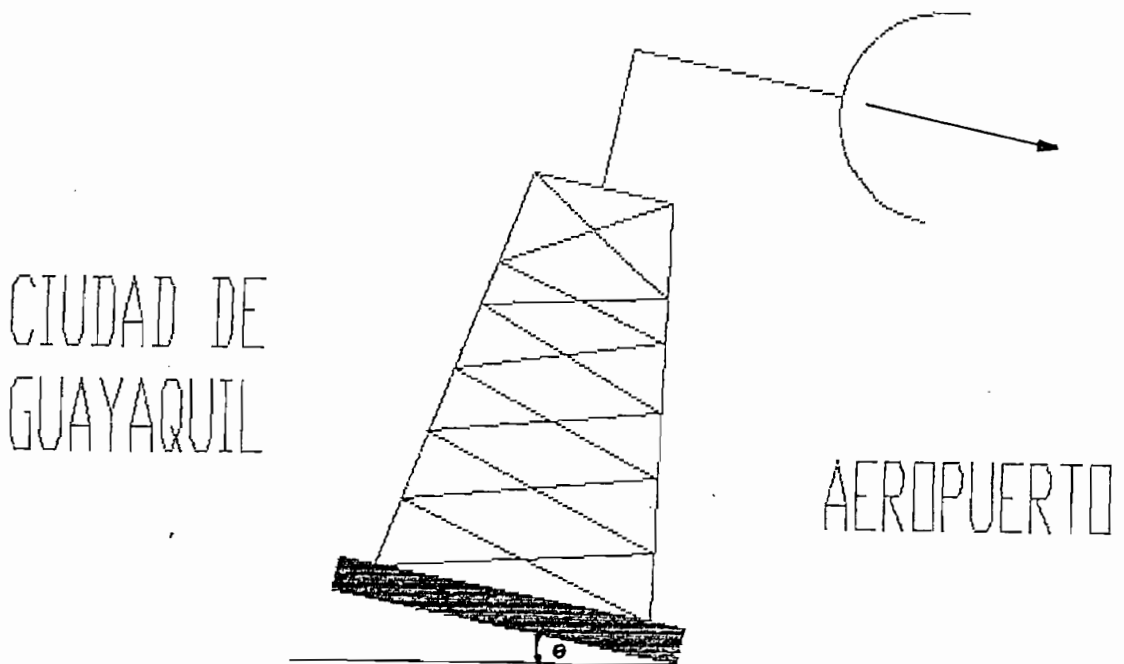
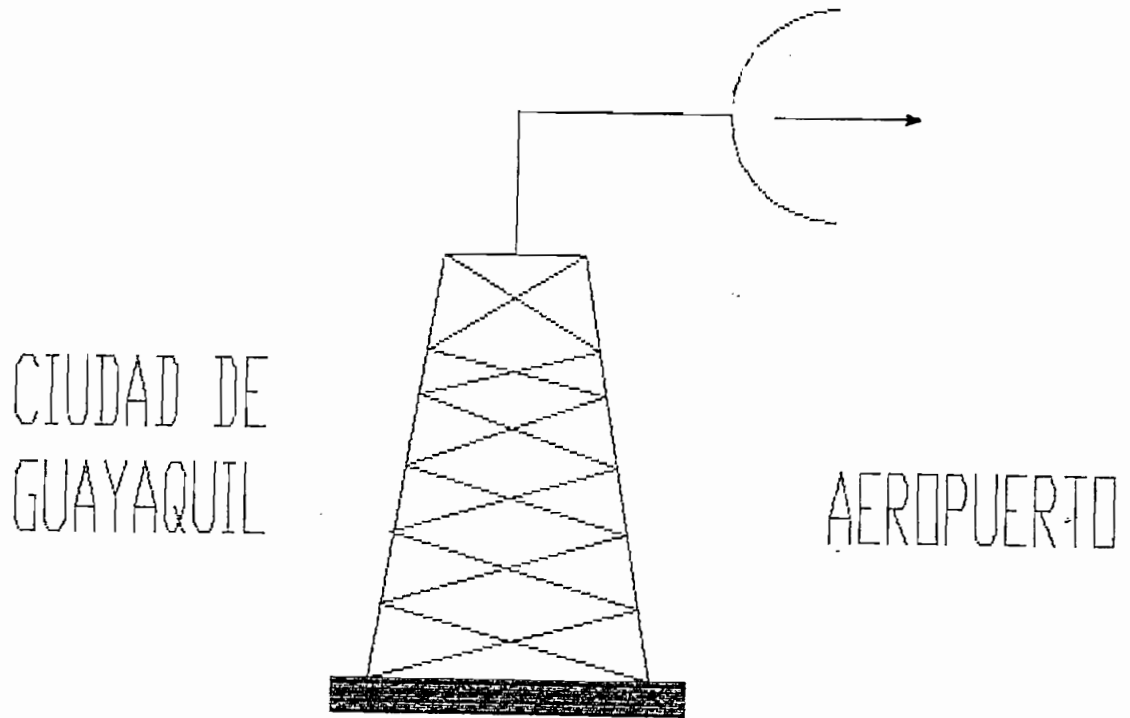


FIGURA 4.13. VARIACIONES DEL ANGULO DE VISIÓN DEL RADAR.

Siendo el Sistema de Radar de Guayaquil, un lugar donde se recibe gran cantidad de información aeronáutica, no solo nacional, sino también internacional, es necesario que los sistemas de comunicaciones sean mejorados, para lo cual, se propone en primer lugar mejorar el sistema de consolas de comunicaciones IAL que se encuentran como parte integrante del Sistema de Pantallas; los canales telefónicos internacionales rentados al IETEL, utilizan actualmente telefonos de 2 cifras separados de las consolas IAL; es posible ampliar los servicios de las consolas IAL para que se tenga acceso a estos canales telefónicos desde cada uno de los displays sin necesidad de utilizar un teléfono para cada canal, sino el existente en las consolas. Al igual que en Quito, se podría utilizar como medio de comunicación alternante un sistema de enlace a través de satélite, en el caso de esta ciudad, sería también a nivel internacional.

CAPITULO No 5**DESARROLLO DE LOS SISTEMAS DE RADARES EN EL ECUADOR**

Este capítulo versará sobre el control de tránsito aéreo, haciendo uso de los sistemas de radares existentes en el Ecuador, es decir los radares civiles de Quito y Guayaquil; cabe mencionar, que en el país también existen radares militares, algunos mucho más sofisticados que los que posee la aviación civil, los cuales, si las condiciones así lo ameritan, formarían junto con los radares civiles, una red que permitiría cubrir todo el espacio aéreo ecuatoriano. En los dos capítulos anteriores, al hacer el análisis de la cobertura de los radares en Quito y Guayaquil, se determinó que es necesario instalar al menos un radar civil adicional que permitiría ampliar la cobertura del espacio aéreo nacional mejorando las condiciones de seguridad de los vuelos tanto nacionales como internacionales. Se propone, entonces, diseñar una red de Sistemas de radar a nivel nacional que permitan que la cobertura del espacio aéreo sea total.

5.1 CONTROL RADAR DE APROXIMACION EN EL ECUADOR.

El Control radar para aproximación de las aeronaves es un

servicio de control de tráfico aéreo, para la llegada y salida de los vuelos, que tiene como fines acelerar y mantener en forma ordenada el movimiento de las aeronaves presentes en el área de cobertura del Sistema; ayuda también a evitar colisiones entre aeronaves, y entre aeronaves y obstáculos presentes en el área de maniobras. Para llevar a cabo estos fines, los controladores radar tienen a su cargo el control de todas las aeronaves presentes en la pantalla que junto con procedimientos ya definidos permiten el enrutamiento seguro de las aeronaves. Es así como en el Ecuador, el control de tránsito aéreo tiene su base en el Centro de Control de Área Guayaquil que encamina el tránsito IFR que se dirige al aeropuerto de Quito, haciendo uso de las rutas ATS (XXV) establecidas. Este centro también es el encargado de asignar niveles de vuelo (altitudes sobre el terreno) a las aeronaves que se dirigen al TMA de Quito para aterrizar en el aeropuerto Mariscal Sucre. El TMA de la ciudad de Guayaquil es un círculo de 60 NM con centro en el Aeropuerto Internacional Simón Bolívar.

El radar de Quito conocido como Quito Aproximación proporciona los servicios de control de tráfico aéreo y de información al vuelo y alerta a todos los vuelos IFR y VFR que llegan y salgan o sobrevuelen el TMA de Quito que tiene las siguientes características: Dos semicírculos de 40 NM de radio con centro en Monjas Sur limitados al Este por el meridiano 78 y al Oeste por el meridiano 79 cuyos puntos de notificación y transferencia se presentaron en el capítulo anterior.

Siendo Guayaquil la base a nivel nacional para el control de tráfico aéreo, es necesario que luego que las aeronaves abandonen el TMA de Quito, tomen contacto con el Centro de Control de Area Guayaquil por medio del equipo de comunicaciones instalado en las mismas para la respectiva coordinación. Cuando la utilización del Sistema de Radar instalado en Quito constituya un medio para obtener una ventaja operacional para el tránsito hacia o desde el aeropuerto de Quito, el Centro de Control de Area Guayaquil, cederá el espacio aéreo ubicado en el sector Norte, fuera del TMA de Quito, tanto para los vuelos nacionales como internacionales que salgan lleguen o sobrevuelen dicho espacio.

Las aeronaves que salen hacia, o llegan desde, la región Oriental estarán sujetas a las instrucciones procedentes de Quito Aproximación sin tener que recurrir al Centro de Control de Area de la ciudad de Guayaquil, con lo cual, el tráfico entre la ciudad de Quito y la región Oriental es regido en Quito Aproximación.

5.2 COBERTURA A NIVEL NACIONAL DEL ESPACIO AEREO

Del análisis de la cobertura que proveen los radares en el Ecuador se llega a la conclusión que existen zonas en el espacio aéreo ecuatoriano desprotegidas y en las cuales sería

necesario mantener una vigilancia con la inclusión de nuevos radares. En las actuales condiciones, los radares de Quito y Guayaquil permiten tener una amplia cobertura en el sector central del país; existe también cobertura en el sector Suroccidental y Nororiental del país, quedando sin cobertura el Sector Noroccidental y todo el sector Oriental como se puede apreciar en el mapa 5.1.

El sector Noroccidental, concretamente Esmeraldas, es un punto de unión de varias aerovías, no solo nacionales sino también internacionales, lo que determina que este sea un lugar conveniente para instalar un Sistema de Radar. Actualmente existe un VOR-DME (XXVI) trabajando en esa ciudad y que permite el vuelo instrumental de las aeronaves que se dirigen a esa ciudad, siendo este sitio un buen lugar para colocar el nuevo radar.

Este nuevo sistema de radar debería cumplir principalmente funciones de vigilancia en el caso de aeronaves internacionales que ingresan al espacio aéreo ecuatoriano. Para las aeronaves nacionales que llegan al aeropuerto de esta ciudad, el sistema de radar se lo emplearía en el servicio de información de vuelo. Por la poca afluencia de tráfico existente y las condiciones del terreno en el Aeropuerto de Esmeraldas, no sería necesario prestar el servicio de control radar de aproximación, pues las radioayudas existentes son suficientes para un aterrizaje seguro, sin descartar la posibilidad de poder realizarlo si las condiciones de tráfico así lo ameritan.

Con estos antecedentes, el sistema de radar debería cumplir los siguientes requerimientos:

- Tiene que estar constituido por: Sistema de Radar Primario con facilidad para eliminación de ecos fijos (MTI); Sistema de Radar Secundario con presentación sintética completa; Sistema de Procesamiento de datos radar; Sistema de pantallas de alta resolución y Sistema de comunicaciones aire-tierra y tierra-tierra.
- Cobertura del Radar Primario: rango= 80 NM; azimuth= 0-360°.
- Procesamiento de video MTI, y detección y eliminación del clutter.
- Cobertura del Radar Secundario: rango mayor o igual a 80 NM; azimuth= 0-360°.
- Procesamiento de los datos provenientes del Radar Primario o Secundario.
- Pantallas de alta resolución que permitan una presentación Sintética de los datos radar así como presentación alfanumérica de datos suplementarios.
- Generación de videomapas, especialmente de alturas y aerovías.
- El Sistema de comunicaciones debe ser capaz de llevar toda la

información radar mediante un Sistema de radioenlace desde el lugar destinado a la estación hasta la sala ATC que estará ubicada en el aeropuerto de la ciudad de Esmeraldas.

- Sistemas de monitoréo en la estación como en el aeropuerto de Esmeraldas, que permitan largos períodos de funcionamiento sin necesidad de realizar mantenimiento.

- Diseño modular que, en caso de falla, permita realizar reparaciones en el menor tiempo posible, sin necesidad de dejar inoperativo al Sistema.

- Sistema de motores-generadores que entren en funcionamiento de manera automática el momento en que existe un corte de energía.

- Asesoramiento por parte de la empresa y entrenamiento del personal que estará a cargo de la Estación.

Las características antes mencionadas superan a las de los Sistemas de Radar existentes en el país, especialmente en cuanto se refiere al procesamiento de datos del Radar Primario para la presentación sintética en las pantallas.

La compañía francesa THOMSON-CSF/SDC ofrece una solución de bajo costo para el Sistema antes mencionado, cuya principal ventaja es su Sistema de Radar Primario de estado sólido (XXVII),

lo que evita el uso de las válvulas electrónicas, las cuales requieren un mantenimiento continuo. La fábrica también tiene a disposición los demás componentes del sistema.

La cobertura en el Sector Oriental del país por medio de un Sistema de Radar se justificaría únicamente con fines estratégico-militares, mas no de Control de tráfico aéreo civil, pues, a pesar de existir gran densidad de tráfico aéreo, estos vuelos son VFR y de distancias cortas. Además, la presencia de árboles de gran tamaño, impide la detección eficiente de este tipo de aeronaves, que en la mayoría de los casos lo conforman helicópteros. Uno de los pocos sitios donde sería conveniente instalar un Sistema de Radar que cubra el Sector Oriental, lo constituiría el Aeropuerto del Coca, que tendría la ventaja de controlar el tránsito aéreo proveniente de la ciudad de Quito haciendo uso de la aerovía que pasa por el punto de notificación conocido como Sur Cayambe, esta aerovía está presente en la carta de navegación en ruta superior.

5.3 DEFENSA AEREA MEDIANTE SISTEMAS DE RADAR

Siendo el Sistema de Radar un dispositivo que permite detectar la presencia de las aeronaves indicándonos su posición, los Sistemas de Radar han sido ampliamente utilizados con propósitos militares para la defensa del espacio aéreo, en caso de que

aeronaves enemigas sean captadas.

En el Ecuador no existen solamente radares de uso civil sino también de uso militar; estos radares estratégicamente situados, posibilitarían la cobertura total del espacio aéreo ecuatoriano en caso de conflictos bélicos. La tecnología utilizada en la construcción de radares para uso militar, permite que estos puedan ser desplazados de un sitio a otro de manera totalmente independiente, pues todo el Sistema lo constituye un trailer en cuya parte posterior se han ubicado todos los equipos. La diferencia básica entre un radar civil y un radar militar, consiste en la ausencia del Sistema de Radar Secundario, pues es de entender, que las aeronaves enemigas que invaden el espacio aéreo no poseen o no tienen en funcionamiento el equipo transpondedor, para evitar que sean detectadas muy fácilmente.

En situaciones de Emergencia Nacional, los Sistemas de Radar de Quito y Guayaquil, serán utilizados como Estaciones Estratégicas y pasarán a formar parte del Sistema de Defensa Nacional. Para el efecto, dichas estaciones cuentan con equipos sofisticados de comunicaciones militares que permiten realizar las coordinaciones con otros puestos militares.

Los controladores de tránsito aéreo, además de sus labores habituales, deberán realizar un Control Radar de Vigilancia, sin tomar en cuenta el espacio aéreo asignado a la Estación, sino

también fuera del TMA, rigiéndose únicamente por las trazas dejadas por el Radar Primario. En el caso de que una aeronave sea declarada como enemiga, los controladores deberán notificar al puesto militar con el que se tenga contacto, indicándole la posición de la misma, y si es posible la trayectoria que esta seguirá. Otra de sus obligaciones, consiste en prestar toda su ayuda a las aeronaves militares, para que puedan realizar cualquier tipo de maniobras con el fin de salvaguardar la soberanía ecuatoriana.

Se está estudiando la posibilidad de unificar toda la información de las Estaciones de Radar en el Ecuador para presentarlas en un solo sitio. Esta información, puede ser concentrada haciendo uso de Sistemas de Radioenlace que llevarían la información desde las Estaciones Civiles a una Estación Militar localizada en un determinado sitio. Se desea que la información presentada en dicha Estación Militar sea totalmente sintética, es decir, es necesario procesar la información en la Estación Militar, ya que las Estaciones Civiles no tienen esta facilidad.

CAPITULO No 6**CONCLUSIONES**

El Radar es un proceso por el cual, se puede localizar objetos dentro de la cobertura del mismo, utilizando la propiedad que poseen las ondas electromagnéticas de reflejarse en los objetos. La palabra Radar proviene de la combinación de las primeras letras de la frase inglesa RAdio Detection And Ranging.

Para medir el alcance a que se encuentra un eco, es necesario calcular el tiempo que transcurre desde que se transmite un pulso modulado, choca contra el blanco y regresa. Por lo tanto, el rango del eco será la mitad del calculado con el tiempo de ida y regreso, considerando que la velocidad de transmisión es constante.

La ecuación radar relaciona el rango del radar con las características del Transmisor, Receptor, Antena, blancos y el medio ambiente. Existen otros parámetros que influyen en el rendimiento del Rango, entre los cuales se puede citar a la Señal Mínima Detectable, la Sección Transversal Radar, Ruido en Receptores y otras de naturaleza aleatoria, que determinan que el rango máximo de un radar sea el resultado de la probabilidad de

detectar un cierto tipo de eco en un rango en particular.

Los Sistemas de Radar pueden clasificarse según su utilización las que pueden ser múltiples o su principio de funcionamiento, según el principio de funcionamiento, pueden ser Radar Primario o Radar Secundario.

Un Sistema de Radar de Pulsos comprende de 3 elementos principales, a saber, el Radar Primario, el Radar Secundario, el Sistema de Procesamiento y Presentación de Resultados conformado por las pantallas y los computadores. Aunque no forma parte del proceso de detección, el Sistema de Comunicaciones permite que se realicen las respectivas coordinaciones entre las partes constitutivas del Control de Tráfico Aéreo.

El Radar Primario envía pulsos de RF de alta potencia que chocan contra los blancos; regresando ínfimas cantidades de la energía radiada que son captadas por una antena, generalmente es de tipo parabólica, para luego ser enrutadas a través de las TR Cells al Receptor donde son amplificadas y reconstruidas para ser enviados a las pantallas. Las fuentes generadoras de la alta potencia y frecuencia utilizada son válvulas electrónicas de las cuales, la de uso mas frecuente es el Magnetron, pudiendo ser utilizadas los tubos de ondas viajeras o los Klystrons.

El Radar Secundario mantiene una estrecha comunicación

con la aeronave mediante un transmisor receptor ubicado en la Estación y el Transpondedor de la aeronave. El tren de pulsos es Recibido y decodificado para ser tratado por el procesador y finalmente presentarse en las pantallas en forma de caracteres alfanuméricos.

Los procesadores y Displays constituyen la etapa final en el proceso de detección, pudiendo estos tener características especiales que facilitan la detección de las aeronaves. Los procesadores trabajan en tiempo real y pueden ser capaces de manejar información proveniente del Radar Secundario o del Radar Primario y Secundario a la vez, maneja bases de datos útiles en el control pudiendo mantener programas adicionales que permiten monitorear el Sistema. La presencia de las aeronaves en las pantallas depende entre otras características del tipo de fósforo utilizado en el tubo de Rayos catódicos y de la persistencia de los mismos en la pantalla. Actualmente se usan Displays que no requieren de sitios oscuros para observar el tráfico aéreo presente en las pantallas, estos se los conoce como Bright Displays, siendo muy utilizados en las torres de Control de los Aeropuertos como una ayuda en la etapa de aproximación de una aeronave.

Los Sistemas de Radares en el Ecuador tienen mas de 10 años de historia, lo que permite determinar que la experiencia adquirida tanto en el Control como en el mantenimiento de los mismos agilitan el manejo de las aeronaves. Los Sistemas de

Radares existentes en las ciudades de Quito y Guayaquil, presentan características comunes de funcionamiento, existiendo pequeñas diferencias debidas a la época en que fueron instalados cada uno de ellos; el Sistema de Guayaquil, tiene una mayor experiencia, pues el Sistema de Quito apenas tiene 3 años de estar brindando su servicio. Del análisis de la cobertura que provee cada una de las Estaciones, se ha visto la necesidad de colocar una red de radares que permitan la cobertura de todo el espacio aéreo, se decidió que sería conveniente mantener un Sistema de Radar en la ciudad de Esmeraldas, pues es un punto de cruce de aerovías tanto nacionales como internacionales y que permitiría mantener una total cobertura de la parte Norte del país, la parte Central es una área compartida entre los radares de Quito y Guayaquil y la parte Sur del país lo cubre el Radar de la ciudad de Guayaquil, quedaría únicamente sin cubrirse el Oriente ecuatoriano que por su vegetación y geografía dificulta el instalar un Radar para esta región. La única razón que justificaría un nuevo Sistema de Radar para la región oriental sería de orden estratégico militar. El sistema de radar por instalarse en la ciudad de Esmeraldas, tendría principalmente funciones de vigilancia y en determinadas ocasiones como un radar de aproximación.

Para determinar la cobertura de los radares de Quito y de Guayaquil, fue necesario tomar muestras en el sistema de pantallas del tráfico aéreo presente, encontrándose sectores donde la cobertura no existe, con la ayuda de cortes geográficos de la

región, se encontró que la mayoría de pérdidas de radar se deben a la presencia de accidentes geográficos entre la aeronave y el sistema de radar que dificultan el proceso de detección. Esta fue otra de las razones por las cuales se decidió instalar el sistema de Radar en la ciudad de Esmeraldas, pues las aeronaves que parten de la ciudad de Quito con dirección a Esmeraldas desaparecen luego de pasar el punto de notificación PACTO a unas 30 NM del VOR-DME de Condorcocha.

Se ha hecho necesario dejar planteadas algunas soluciones que permitan mejorar el servicio del control radar, especialmente en cuanto se refiere a los sistemas de comunicaciones de los Sistemas existentes; por ejemplo, para solucionar el problema del canal telefónico con la ciudad de Quito, se utilizará un camino adicional para llevar la información que permita mantener el servicio sin interrupciones, debidas especialmente a fallas en la línea física entre el Aeropuerto y IETEL.

Finalmente, se debe indicar, que en el caso de conflictos bélicos, los sistemas de radar pasarán a formar parte de la defensa aérea para realizar funciones de vigilancia fuera de su TMA asignado.

ANEXOS

ANEXO I

OPERADOR O CONTROLADOR RADAR:

Persona encargada del Control de Tránsito Aéreo por Radar.

ANEXO II

TERMINOS USADOS EN RADARES DE PULSOS:

Período de Repetición de Pulso (PRI): Es el tiempo entre puntos iguales de dos pulsos consecutivos. Se lo mide en μs .

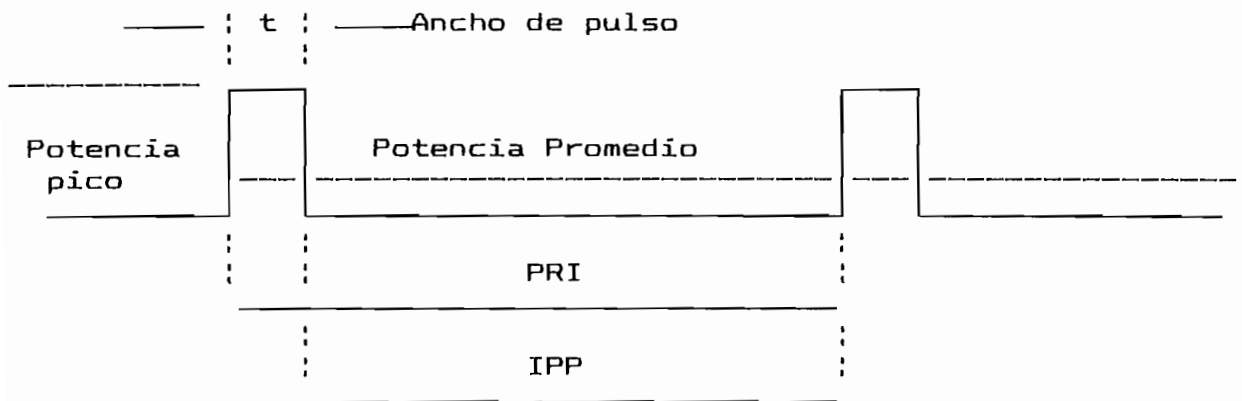


FIGURA 2.1.
TERMINOS USADOS EN RADARES DE PULSO

Frecuencia de Repetición de Pulsos (PRF): Es el número de pulsos que ocurren en un segundo. Se lo mide en pps.

Periodo Interpulso (IPP): Es el periodo de tiempo entre el fin de un pulso cualquiera y el comienzo del siguiente. Se mide en μs .

El IPP es el inverso del PRF y viceversa:

$$IPP = \frac{1}{PRF} \quad [\mu s] ; \quad PRF = \frac{1}{IPP} \quad [pps]$$

Duración de pulso (t): Es el tiempo en que el transmisor emite un pulso. Se lo mide en μs .

ANEXO III

FRECUENCIAS DE RADAR:

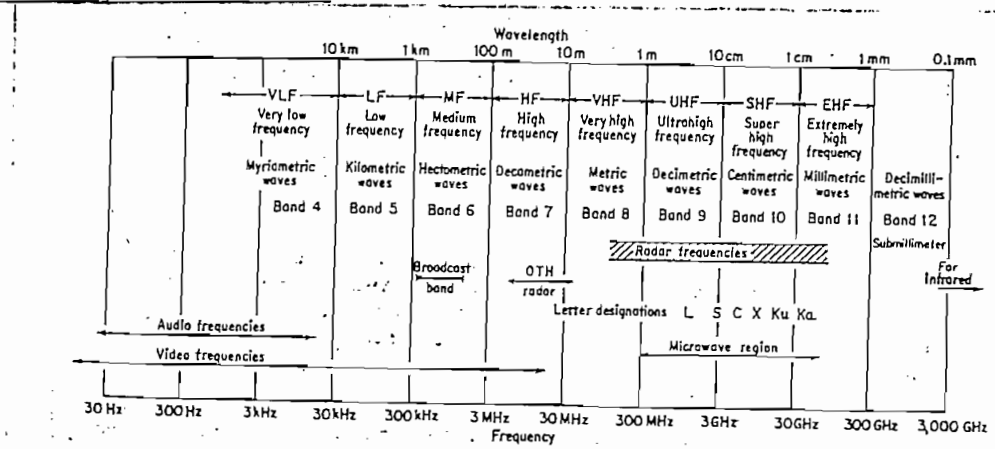


FIGURA 3.1
Frecuencias del Radar.

SELSYN:

Autosincrónico, Sistema Selsyn: Sistema para teletransmisión de mando angular (nombre comercial de la General Electric Co.).

ANEXO V:

ELECTRONIC COUNTER-COUNTERMEASURES:

linear rather than square-law detectors are preferred. The radar should be designed conservatively with larger power and larger antenna aperture than the minimum required for marginal detection.

One of the better measures against many forms of ECM is an alert, highly motivated, well trained, and experienced operator.

Noise jamming. Receiver noise generally limits the sensitivity of most microwave radars. Raising the noise level by external means, as with a jammer, further degrades the sensitivity of the radar. Noise is a fundamental limitation to radar performance and therefore can be an effective countermeasure. The ECCM designer must minimize the amount of noise a jammer can introduce into the radar receiver. It is difficult, however, to keep the noise out when the jammer is being illuminated by the main beam of the radar antenna. When this occurs, the narrow sector in the direction of the jammer will appear as a radial strobe on the PPI display. The direction to the jammer can be determined, but its range and the ranges of any targets masked by the noise strobe is not likely to be known. If noise enters the radar via the antenna sidelobes, the entire display can be obliterated and no target information obtained. Thus it is essential that noise be prevented from entering the receiver via the antenna sidelobes.

A jammer whose noise energy is concentrated within the radar receiver bandwidth is called a *spot jammer*. The spot jammer can be a potent threat to the radar; if it is allowed to concentrate large power entirely within the radar bandwidth, the radar systems designer must prevent this by forcing the jammer to spread its power over a much wider band. This can be accomplished by changing the radar frequency from pulse to pulse in an unpredictable fashion over the entire tuning band available to the radar. A radar capable of changing its frequency from pulse to pulse is said to possess *frequency agility*. (Even in the absence of ECM, frequency agility has advantages in filling in the nulls of the elevation radiation pattern and in defeating target echoes so as to increase the probability of detection.) A jammer can also be forced to widen its jamming band if there are many radars operating within the same geographic area, each at a different frequency distributed over the available radar tuning range. A jammer which radiates over a wide band of frequencies is called a *barrage jammer*.

To take full advantage of frequency agility, the radar should employ a *prelook receiver* to examine the jammer's spectrum and select a frequency for the next radar transmission where the noise is a minimum. The jamming power is seldom uniform over the band. Prelook sampling of the environment can take place during the radar interpulse period, just prior to each transmission, so as to select on a pulse-to-pulse basis that frequency which offers the least jamming interference.

Pulse compression is sometimes credited as causing the jammer to spread its energy over a wider band than that of a normal spot jammer. However, pulse compression is seldom deliberately employed as a prime ECCM technique. It is almost always used as a means to achieve good range resolution with a long pulse. Furthermore, the jammer usually must be forced to spread its power over a much wider band than the spectral width of most pulse compression radars in order to significantly reduce its effectiveness. Thus pulse compression should not be given too large a credit as a major ECCM technique, although it is certainly a positive factor.

Forcing the jammer to spread power over the entire band available to a radar is generally not sufficient in itself. The jammer also must be forced to spread its available power over more than one radar band. This can be accomplished with *frequency diversity* by using two or more radars. A 2D air-surveillance radar in one band, used with a height-finder radar in another band is a good method for achieving frequency diversity. Both radar bands have to be jammed simultaneously if target location is to be denied.

In general, higher-frequency radars usually are less vulnerable to jamming than are lower-frequency radars. One reason is that the bandwidth over which the higher-frequency radar can operate is greater, thus causing the jammer to spread its available power over a greater number of megahertz. Also, the antenna gain can be greater at the higher frequencies, a factor often favoring the radar when confronted with jamming, as seen by Eqs. (14.28) and (14.30). Furthermore, at the higher frequencies the antenna sidelobe levels can be lower, making it more difficult for sidelobe jamming. However, the advantages of operating against jammers at the higher frequencies are balanced in part by the disadvantages of the higher frequencies, especially above L band, for long-range air-surveillance radar.

The noise that enters the radar via the antenna sidelobes can be reduced by coherent sidelobe cancelers. This consists of one or more omnidirectional antennas and cancellation circuitry used in conjunction with the signal from the main radar antenna. Jamming noise in the omnidirectional antennas is made to cancel the jamming noise entering the sidelobes of the main antenna. An antenna can also be designed to have very low sidelobe levels to reduce the effect of sidelobe jamming. Low sidelobe antennas require unobstructed siting if reflections from nearby objects are not to degrade the sidelobe levels.

By employing some or all of the above techniques, the effect of the sidelobe noise jammer can be significantly reduced. Some of the above techniques can also reduce the jamming that enters via the main beam. The effects of main-beam jamming can be further reduced by employing a narrow beamwidth to limit the region over which the jamming appears. If the main beam cannot be made narrow because of constraints on the antenna size, an auxiliary antenna can be employed to create a notch in the main-beam radiation pattern in the direction of the jammer. With adaptive circuitry similar to that of the sidelobe canceler, this *main-beam notch* can be automatically adjusted to be maintained in the direction of the jammer.

Multiple radars viewing the same coverage in a coordinated manner can provide some benefit against a jammer since it is unlikely that jamming power can be distributed uniformly in space. With netting of radars, those radars with less jamming can provide target data for radars with more jamming. Multiple radar sites also allow a jammer to be located by *triangulation* when main-beam jamming denies a direct measurement of range. This may be a satisfactory tactic for one or a few jammers, but triangulation cannot be used with a large number of jammers because of the generation of ghost targets. Jammers can produce $N^2 - N$ ghost targets when two radars attempt triangulation.

Locating the jammer might not be as important, however, as locating the attacking missiles or aircraft screened by the jammer, especially when the jamming aircraft is beyond the range of defensive weapons. A jammer that operates outside the range of normal defenses is known as a *stand-off jammer*. An important ECCM tactic is to engage hostile jammers with *home-on-jam* (HOJ) missile guidance. If the jammer is radiating, HOJ is generally a better guidance technique than is radar guidance. Stand-off jammers are also subject to direct attack by interceptor aircraft.

Increasing the radar energy in the direction of the jammer in the hope of increasing the radar echo power above the jamming noise is called *burnthrough*. This may be accomplished with reserve transmitter power or by dwelling longer in the direction of the jammer. Dwelling longer on a target reduces the data rate, and thus can degrade the overall radar performance. A significant reduction in data rate generally is not desirable. Dependence on burnthrough as a major ECCM tactic is questionable. It should be used where cost-effective and where the reduction in data rate is tolerable.

Impulsive noise, that can shock-excite the "narrow-band" radar receiver and cause it to ping, can be reduced with the Lamb noise-silencing circuit, or Dicke fix. This consists of a wideband IF filter in cascade with a limiter, followed by the normal IF matched filter. The

ared to the time difference t_D . For a flat earth, the height of the target is

$$h_T = \frac{cRt_D}{2h_a} \quad (14.27)$$

ity of propagation. Usually the round-earth geometry must be considered,
 a more complex formulation than the simple expression given above.

ELECTRONIC COUNTER-COUNTERMEASURES

an and military, must be able to operate in the crowded electromagnetic
 results from the transmissions of other radiating sources, both in the radar's
 ill as from outside the band.⁵⁰ The radar must be designed to reject these
 ons and to minimize the likelihood of its own transmissions causing trouble
 the spectrum. This is the subject of EMC, or *electromagnetic compatibility*. It
 e electromagnetic spectrum, considered as a natural resource, is to be effect-
 ively utilized for the benefit of all. Military radars, however, must also operate
 onment where they may be subjected to deliberate interference designed to
 performance. The various methods for interfering electronically with radar are
 countermeasures, or ECM. Active ECM is sometimes referred to as *jamming*.
 ive ECM, such as chaff, which reflects radar energy to create clutter and false
 ods employed to combat ECM are called *electronic counter-countermeasures*.
 forms of ECM directed against radar may be categorized as noise jamming,
 ng, chaff, and decoys. Intercept receivers and direction finders (which are
 support measures, or ESM), as well as antiradiation missiles (ARM) are also
 nic warfare (EW) that must be of concern to the military radar systems
 ed adversary is willing to pay the resultant price, sufficient ECM can be
 against any single radar to significantly reduce its effectiveness. This should
 ism on the part of the radar designer since it can be said that any military
 accomplished by a determined force if the force is skillful and large enough,
 o consequence. The goal of ECCM is to raise the cost of ECM to the point
 itive. The effect of ECM on a single radar can seldom be considered in
 is seldom that a single radar acts as an entity in itself. A military radar is
 support of a weapon system. The question is not whether a single radar can
 egradation, but whether the weapon system of which the radar is a part can
 in spite of hostile ECM. It is easier to ensure the accomplishment of the
 mission than to guarantee that operation of a single radar will not be
 ger and more important goal, that of fulfilling a military mission, is what
 military systems planner and the radar systems designer. This broader
 is not appropriate for discussion here. Instead, a brief review will be given of
 ECCM options that can make the task of ECM more difficult.
 rule; good radar design practices can reduce vulnerability to electronic
 Good design is based on maximizing the ratio of the signal energy to noise
 S/N_0), as well as employing techniques to reduce mutual interference. It is
 1 receiver saturation, or overloading. A wide dynamic range is desired, and

ANEXO VI:

TIPOS DE PRI:

En la figura 6.1 presentamos algunos de los tipos básicos de patrones de PRI utilizados:

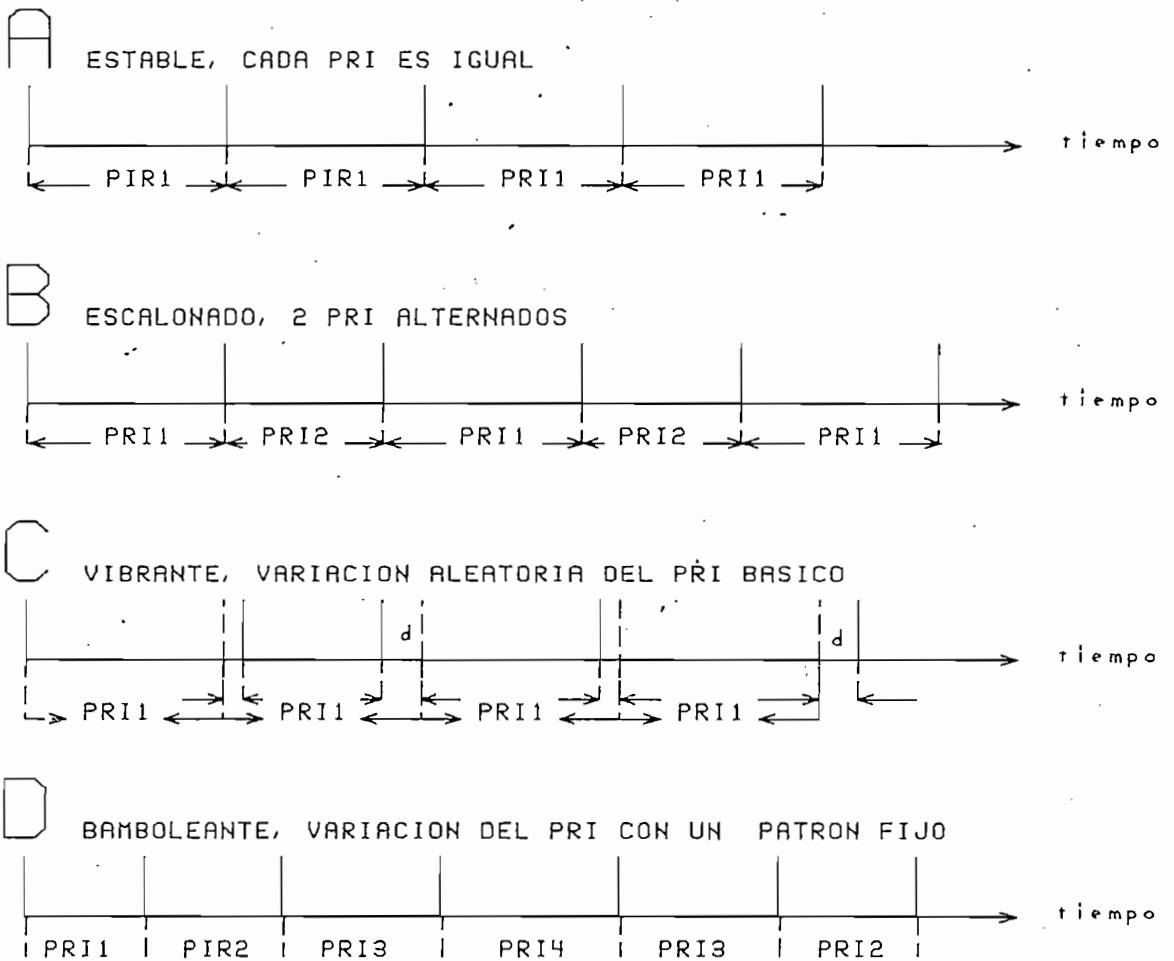


FIGURA 6.1

A) Estable: Es aquel en el cual el tiempo entre cada pulso se controla para que sea exactamente el mismo.

B) Escalonado (Staggered): Es aquel que tiene mas de un intervalo presente en el tren de pulsos, pero en secuencia fija. El patrón mostrado en la figura tiene 2 PRI alternados y se lo conoce con el nombre de patrón escalonado de dos niveles.

C) Vibrante (Jittered): tiene un PRI básico, pero los intervalos actuales se desvían del intervalo básico en forma aleatoria, de tal manera que es muy difícil que dos PRI consecutivos sean iguales. Este tipo es una ECCM clásica.

D) Bamboleante (Wobulated): Consiste en una serie de intervalos que están cambiando en un patrón fijo. El ejemplo que se muestra en la figura está aumentando en intervalos de 4 tiempos diferentes y luego, decrecen en forma inversa.

Los pulsos pueden producirse en grupos de 4 o más, separados por un intervalo estable o variable o en grupos de dos o tres también separados por intervalos estables o variables, etc.

ANEXO VII:

VALVULAS ELECTRONICAS DE MICROONDAS:

La distancia de aglomeración depende de la velocidad inicial de los electrones, del voltaje de RF entre G1 y G2 y de la frecuencia de RF.

Si otro par de grillas G3 y G4 son también conectadas a un circuito sintonizado, y este es localizado a la distancia de aglomeración, los bunches de electrones viajando a través de G3 y G4 excitarán oscilaciones en el segundo circuito sintonizado. Fig. 30.

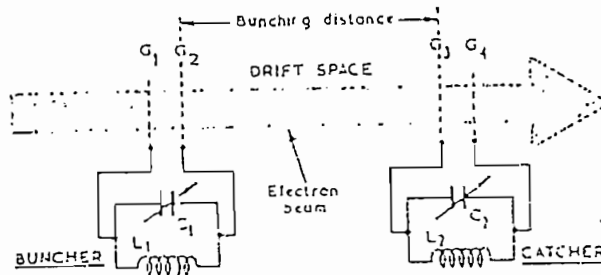


Fig. 30

Si las condiciones son apropiadas, mayor energía puede ser tomada de L2-C2 y aplicadas a la salida que la que es suministrada por L1 - C1 siendo la diferencia debida a la energía cedida por los bunches de electrones a L2 - C2, y entonces el sistema actúa como amplificador. El espacio entre los pares de grillas no influenciado por el campo eléctrico, se llama "espacio drift". El segundo par de grillas con su circuito sintonizado se llama "Catcher".

En microondas los valores de L y C son tan bajos que es preferible usar cavidades resonantes. Mientras más pequeñas son las dimensiones de la cavidad mayor es la frecuencia a la que resuena.

En los Klystrons y Magnetrons, las cavidades resonantes forman parte integral de las válvulas y por lo tanto no se necesitan alambres de interconexión entre la válvula y el circuito sintonizado.

EL MAGNETRON

El magnetrón es un oscilador de microonda de alta potencia, en el que las oscilaciones son mantenidas por transferencia de energía DC a un campo oscilatorio por medio de los electrones. Igual que en el Klystron y el TWT, los electrones ganan energía cuando son acelerados por un campo eléctrico intenso de DC; -

y ceden algo de su energía a un campo eléctrico oscilatorio retardado. Sin embargo, en el Magnetron, el trayecto de los electrones es influenciado por un campo magnético de DC muy fuerte producido por un imán permanente. Este tipo de interacción, en el que el campo magnético de DC toma parte en la transferencia de energía se llama interacción tipo M (magnético), a diferencia del Klystron y TWT en los que la interacción es de tipo O (ordinario).

Efecto del campo magnético. - Un electrón moviéndose en un campo magnético de DC establece como se muestra en la figura 31a., tendrá una fuerza actuando sobre él. La magnitud de esta fuerza depende de la velocidad del electrón y la intensidad del campo magnético H; la dirección de la fuerza es siempre a 90° de la trayectoria del electrón. El electrón se mueve entonces en forma circular como en "a" de la figura.

En el magnetron, los electrones se mueven bajo la influencia de un campo eléctrico E establece y un campo magnético H también establece, estando estos campos a ángulos rectos el uno del otro. La figura b muestra la trayectoria que forma un electrón cuando es influenciado simultáneamente por estos dos campos. Un electrón estacionario en el punto A no es influenciado por el campo H., pero es acelerado hacia la placa positiva por el campo eléctrico E. Cuando comienza a moverse, el campo H ejerce una fuerza sobre él, en ángulo recto a su dirección, y entonces se mueve siguiendo una trayectoria curva hacia B. De A a B el electrón es acelerado por el campo eléctrico E, pero de B a C es retardado. En C, el electrón se para momentáneamente y es entonces acelerado hacia la placa positiva y continúa en una trayectoria curva. El trayecto ABC tomando por el electrón se llama cicloide. La curvatura del cicloide depende de la intensidad de los campos E y H.

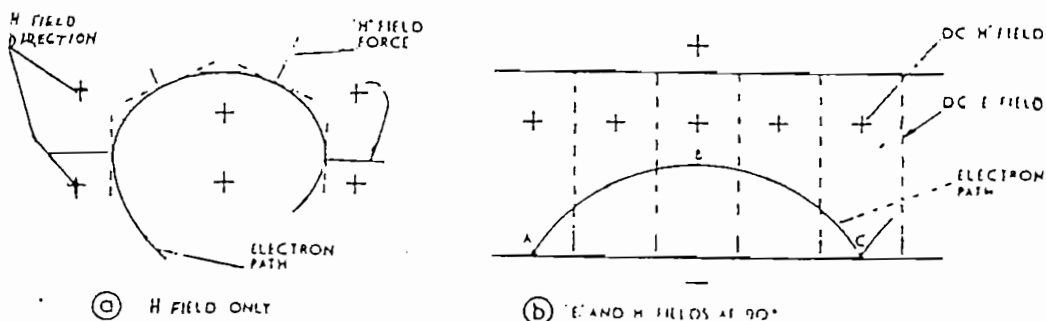


Fig. 31

Cuando el campo H es paralelo al cátodo de un diodo de ánodo cilíndrico como se muestra en la fig. 32a. la trayectoria radial normal (AB) de los electrones se vuelve curvada (CD) debido a las fuerzas discutidas anteriormente. Si la intensidad del campo magnético es aumentada, la curvatura del cicloide aumenta. Cuando se alcanza un valor crítico del campo H , los electrones no alcanzan a llegar al ánodo y son retornados al cátodo (EF); la corriente de ánodo cesa. Este valor crítico del campo H depende del voltaje entre ánodo y cátodo (fig. 32b.)

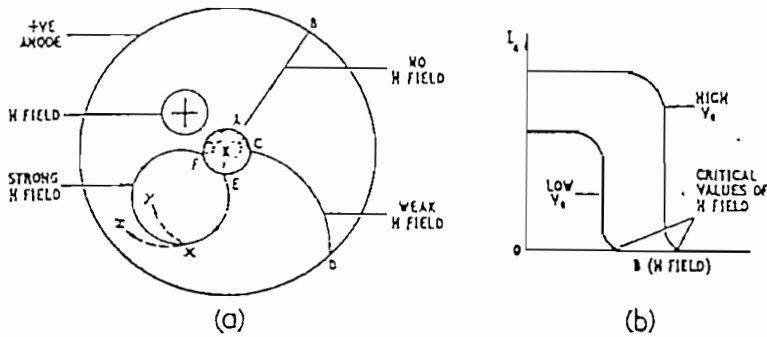
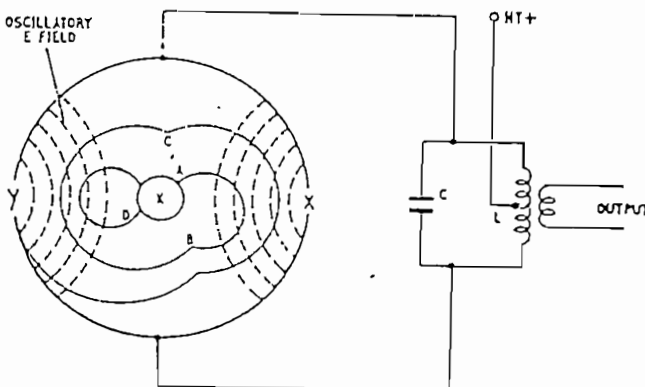


Fig.32 EFECTO DEL CAMPO H. SOBRE UN ELECTRON EN UN DIODO.

Si la velocidad de un electrón es aumentada en el punto X por ejemplo, la fuerza a ángulos rectos de su trayectoria aumentará, causando que el electrón se mueva en la dirección Y. Si el electrón es retardado, la curvatura de su trayectoria disminuye en la dirección Z.

El magnetron del ánodo dividido.- Para comprender los principios de un magnetron multicavidad práctico, consideremos primero la acción de un artefacto simple como el que se muestra en la fig. 33.



Fif.33 MAGNETRON DE ANODO DIVIDIDO.

Este consiste de un válvula diodo con un ánodo cilíndrico dividido en 2 segmentos. Un circuito LC se conecta entre los dos segmentos. Un campo magnético H intenso y estable, paralelo al cátodo, es proporcionado por un imán permanente. Cuando el alto voltaje es conectado, el circuito sintonizado comienza a oscilar y un campo oscilatorio E se forma entre los segmentos del ánodo. Los campos E y H estables, a pesar de estar presentes, no se muestran en la figura.

Los electrones emitidos por el cátodo se mueven hacia el ánodo en una trayectoria curvada. Consideremos el electrón A, el cual es acelerado hacia el ánodo por el campo eléctrico de DC estable, ganando energía de este campo. Su trayectoria de cicloide lo lleva a través del campo eléctrico oscilatorio en el punto X, y si este campo es retardante, el electrón cede energía al circuito sintonizado; su velocidad disminuye y la curvatura de su trayectoria se reduce hasta que casi se detiene en B. El electrón es nuevamente acelerado hacia el ánodo por el campo eléctrico estable de DC y entra al campo eléctrico oscilatorio en el punto Y. Si el tiempo de tránsito del electrón es igual a la mitad del período de oscilación del campo eléctrico, el campo en Y es ahora retardante y nuevamente el electrón cede energía al circuito sintonizado antes de volver a casi detenerse en C. Esta acción ocurre varias veces antes de que el electrón finalmente llega al ánodo.

El electrón D, emitido al mismo instante que el electrón A, también gana energía mientras es acelerado hacia el ánodo, pero entra al campo eléctrico oscilatorio en Y, cuando este campo es acelerante. Entonces el electrón D extrae energía del circuito sintonizado, la curvatura de su trayectoria aumenta y regresa al cátodo donde pierde su energía en forma de calor. Ya que los electrones son emitidos en forma uniforme desde la superficie del cátodo, habrá aproximadamente el mismo número de electrones tipo A y D. Sin embargo, debido a que los electrones tipo A forman algunos cicloides, ellos dan más energía al circuito sintonizado que la que es extraída por el único cicloide de los electrones tipo D. De esta manera las oscilaciones son mantenidas en el circuito oscilatorio.

MAGNETRON MULTICAVIDAD.- La eficiencia de un simple magnetrón de ánodo dividido es muy baja, pero puede ser mejorada aumentando el número de campos eléctricos retardantes a través de los cuales los electrones pueden pasar, es to es, aumentando el número de segmentos del ánodo. Esto es lo que se hace -

en un oscilador magnetrón de multicavidad, un corte seccional del cual se muestra en la fig. 34. Consiste de un block de cobre cilíndrico hueco, en el cual se han perforado un número de cavidades, usualmente 8-12 o 16. Cada cavidad resuena a la misma frecuencia que es determinada por sus dimensiones. El cátodo está montado en el centro del block y siendo recubierto de óxido, es capaz de una emisión intensa. Unas placas, superior e inferior, sellan el magnetrón y la estructura completa es puesta al vacío. Un campo eléctrico E estable se obtiene aplicando un voltaje extra alto negativo al cátodo, mientras que el ánodo se lo mantiene a tierra. Un campo magnético estable de DC paralelo al cátodo se provee por medio de un imán permanente sumamente fuerte. En la figura solo se muestran los campos oscilatorios E y H .

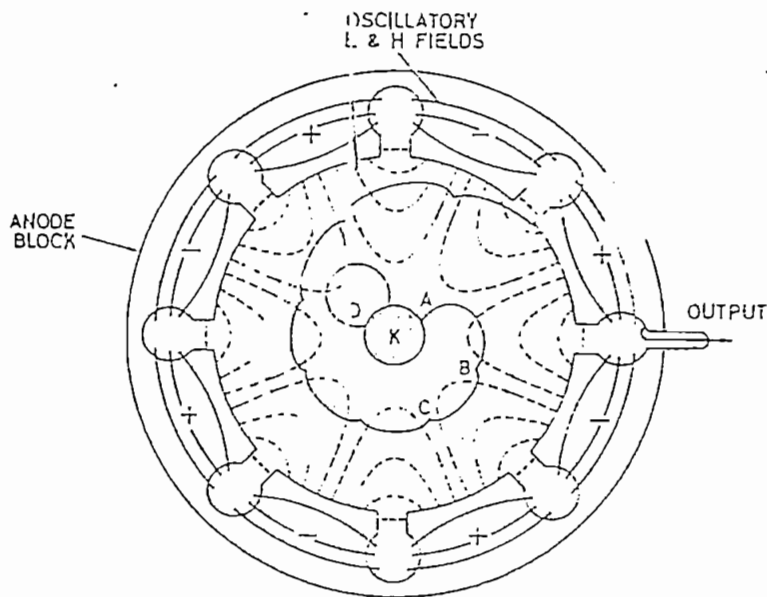


Fig. 34 MAGNETRON MULTICAVIDAD

Cuando el magnetrón está oscilando, las cavidades están acopladas entre ellas por los campos E y H y entonces se extrae energía de todas las cavidades por medio de un loop, o ranura cortada en una cavidad. En la figura se muestra un patrón de campo oscilatorio típico en el interior del magnetrón.

Un electrón emitido desde el cátodo, será retardado en el punto A por el campo oscilatorio E durante su trayecto de cicloide AB.

El tiempo de tránsito es hecho igual a la mitad del período de la oscilación del magnetrón, de tal manera que la dirección de todos los campos oscilatorios serán reversados y el electrón otra vez retardado durante el cicloide BC.

Algunas trayectorias de cicloide posteriores se forman antes de que el electrón alcance el ánodo, y durante cada cicloide, energía es transferida por el electrón desde la fuente DC al campo oscilatorio.

Un electrón emitido en el punto D al mismo instante que el emitido desde el punto A, será acelerado por el campo oscilatorio E y regresa después de un salto de cicloide al cátodo. La acción de los electrones A y D es similar a aquella del magnetrón de ánodo dividido, pero como cavidades resonantes son usadas juntamente con un voltaje estable extra alto (alrededor de 10KV) y un fuerte campo magnético estable, las oscilaciones son en la banda de microonda. Además debido a que los electrones tipo A encuentran más campos eléctricos oscilatorios, ellos transmiten más energía de la fuente EHT' (extra high tension) a las cavidades oscilantes, y una muy alta potencia con alta eficiencia es obtenida.

En adición a esta acción básica, los electrones en un magnetrón multicavidad son modulados en velocidad y tienden a formar bunches cuando ellos pasan las cavidades.

En un magnetrón de 8 cavidades, estos bunches forman cuatro radios (spokes) centrados en el cátodo y girando en sincronismo con el campo oscilatorio. Fig. 35.

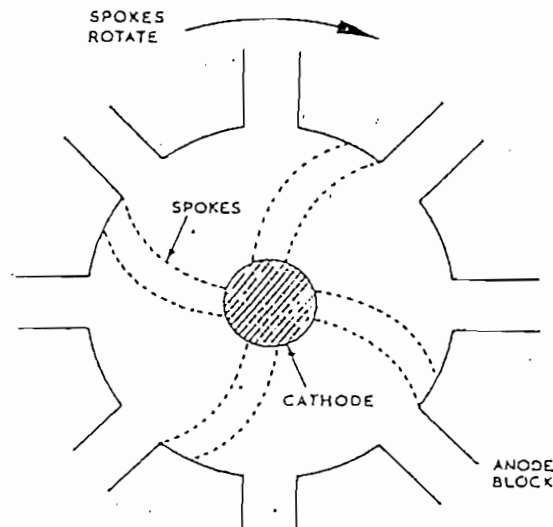


Fig.35 MODULACION DE VELOCIDAD EN UN MAGNETRON

Una vista de un magnetron multicavidad se muestra en la fig. 36. El imán permanente se muestra separadamente.

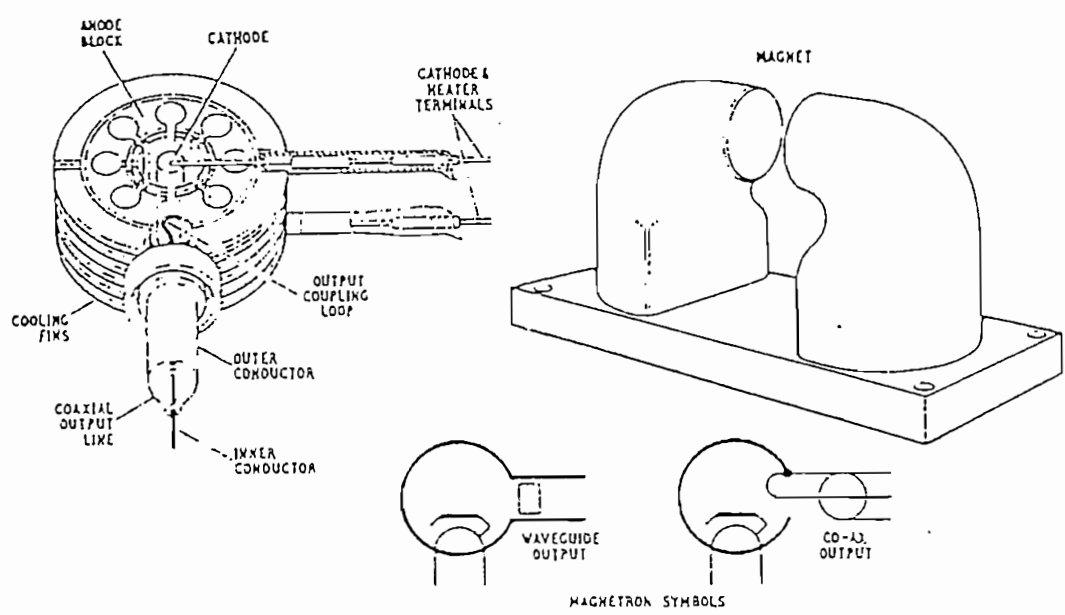


Fig. 36 MAGNETRON MULTICAVIDAD.

Aletas de enfriamiento son necesarias para disipar el calor causado por los electrones al impactar en el ánodo. El acoplamiento de salida puede ser alimentada a la guía de onda, ó a longitudes de onda más largas, a un cable coaxial. Algunos magnetrones, tipo paquete, se construyen con el imán y el block del ánodo como una sola unidad.

Los electrones que regresan al cátodo despues de un cicloide pierden su energía como calor, y en algunos magnetrones la corriente de filamento debe ser reducida o suspendida una vez que el magnetron está oscilando para prevenir sobrecalentamiento del cátodo.

E L K L Y S T R O N

Las válvulas Klystron son usadas como amplificadores de microonda y osciladores en transmisores y receptores de radar.

Pueden ser diseñados para proveer potencias de salida que van desde miliwatts (CW) a megawatts (pulsado). Los primeros son usados con osciladores locales en receptores de radar. Amplificadores Klystron de alta potencia son utilizados como amplificadores de potencia en algunos transmisores de radar.

Debido a que generan ruido indeseable, los Klystron no son usados como amplificadores de pequeñas señales en receptores.

El circuito sintonizado del amplificador Klystron u oscilador es una cavidad resonante tipo rhumbatron; pueden tener una o varias cavidades dependiendo del tipo y propósito.

En un Klystron las cavidades usualmente están conectadas a tierra y un voltaje negativo elevado es aplicado al cátodo.

En el amplificador Klystron, el haz de electrones es producido por un cañón de electrones similar al del CRT.

Todos los electrones del haz viajan entonces a la misma velocidad hacia el gap en la cavidad. Si la cavidad es excitada a su frecuencia resonante por una señal de entrada, el campo electrónico entre los labios de la cavidad oscilarán como se muestra en la fig. 37.

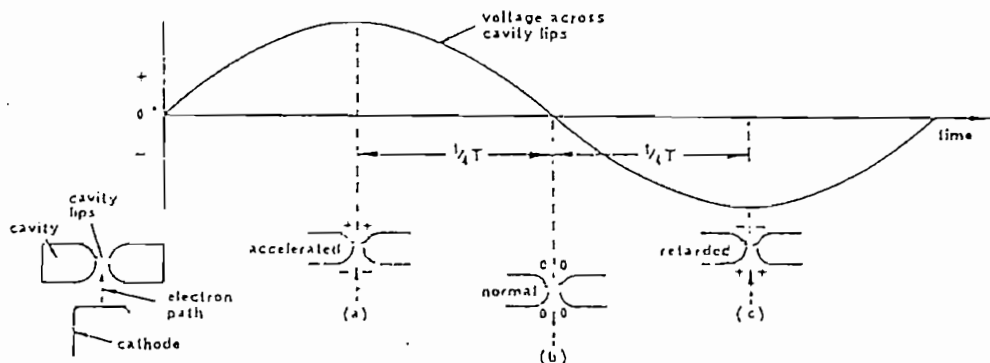


Fig.37 MODULACION DE VELOCIDAD.

En (a) de la figura, un electrón pasando a través del hueco de la cavidad es acelerado y gana energía del campo oscilatorio.

Un cuarto de ciclo más tarde (b) no hay campo a través del gap y el electrón emerge sin cambio en su velocidad.

Al tercer cuarto de ciclo, el electrón será retardado y algo de su energía cinética pasará al campo oscilatorio.

Cuando han pasado a través del gap de la cavidad, los electrones están viajando a diferentes velocidades, esto es, han sido modulados en velocidad. Los electrones más rápidos alcanzan a los más lentos que han pasado por el gap de la cavidad antes que ellos y se formará el bunch de electrones a cierta distancia del plano modulante. Esto es llamado plano de aglomeración. Conforme aumenta la distancia desde el plano modulante se forma otro bunch, esto es, hay varios planos de aglomeración. En la fig. 38 se muestra el diagrama Applegate que es un ploteo de distancia versus tiempo que ilustra la acción descrita. Se puede ver que en cada plano, un bunch es formado por cada ciclo de oscilación de la cavidad.

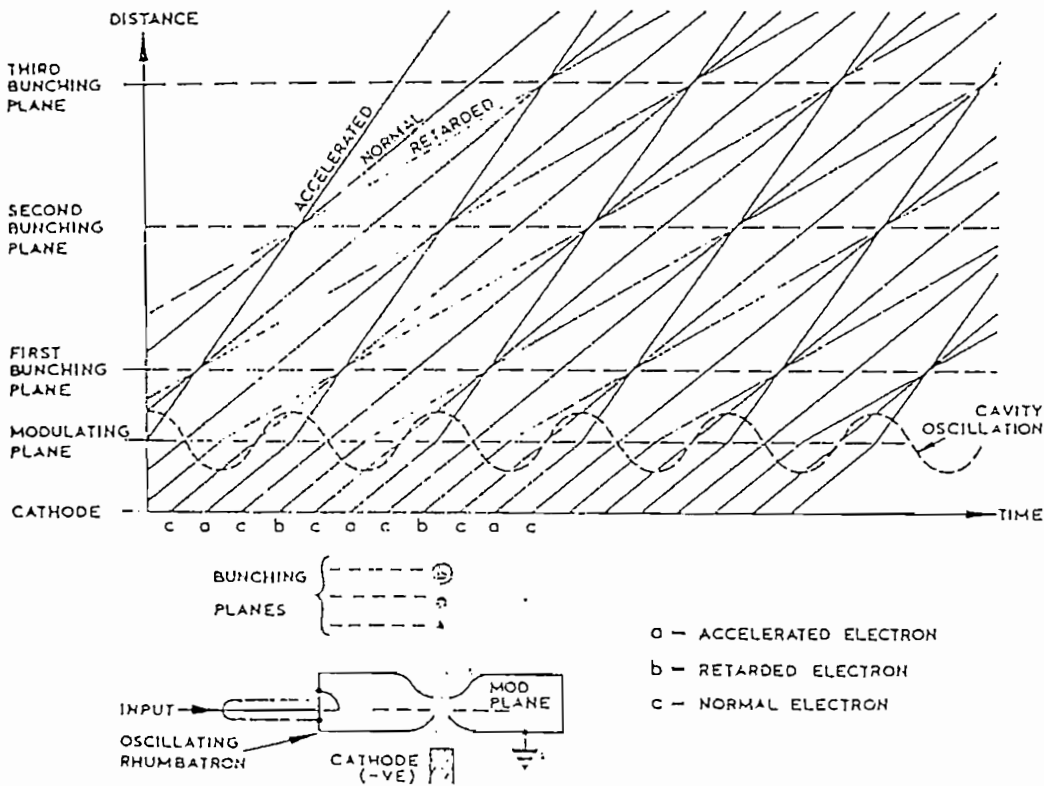


Fig. 38 DIAGRAMA APPLLEGATE.

Si el voltaje entre el cátodo y la cavidad es disminuído los planos de voltaje

de aglomeración ocurren más cerca de la cavidad y los bunches se forman más tarde en tiempo. Debido a la repulsión mutua entre electrones, los planos de aglomeración más alejados son menos definidos, es decir, los bunches son más flojos y grandes. A fin de evitarlo el Klystron es enfocado por medio de un solenoide instalado alrededor del tubo. El campo magnético creado por el solenoide, obliga a los electrones a viajar en línea recta.

EL KLYSTRON DE DOBLE CAVIDAD

El principio de modulación de velocidad descrito anteriormente es usado en el Klystron de doble cavidad, cuya construcción se muestra en la fig. 39. El cátodo de calentamiento indirecto se mantiene a un voltaje negativo con respecto a las cavidades, las cuales como hemos dicho, generalmente están a tierra.

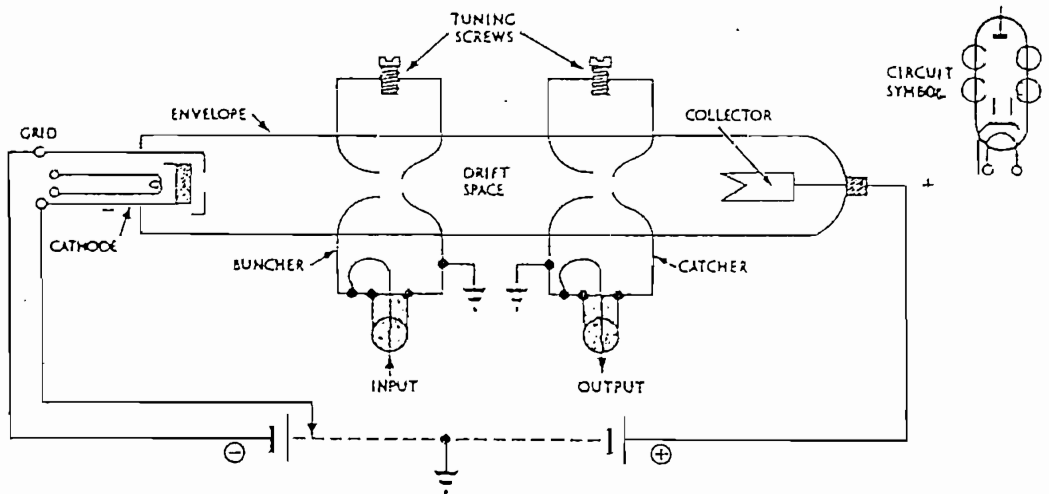


Fig.39 KLYSTRON DE DOBLE CAVIDAD

Después de pasar por las cavidades, los electrones son regresados al cátodo desde el colector y por la fuente de poder. La cavidad más cercana al cátodo es el "buncher", y la segunda cavidad es el "catcher". El espacio entre los dos es el espacio drift.

La cavidad buncher es excitada por la señal de entrada y causa la modulación de velocidad en el haz. La cavidad catcher es localizada en uno de los planos de aglomeración y es sintonizado a la misma frecuencia de la cavidad buncher. Si ocurre un máximo retardo del campo cuando un bunch de electrones llega al gap de la cavidad catcher, máxima energía es extraída del haz de electrones.

Medio ciclo más tarde, cuando la cavidad catcher presenta un campo eléctrico acelerante no hay bunch en el gap, pocos electrones son acelerados y muy poca energía es extraída de la cavidad. Entonces, en un ciclo de oscilación, más electrones han dado energía al catcher que la que han tomado de ella y por lo tanto el haz de electrones ha dado energía a la cavidad catcher en fase correcta para posibilitar la formación de oscilaciones.

Estas condiciones pueden ser obtenidas localizando la cavidad catcher a la distancia correcta del buncher y ajustando el voltaje DC del Klystron así como la amplitud de la señal de entrada.

Una salida amplificada puede ser extraída por medio de un loop en el catcher y aplicada a la carga. Si se remueve la señal de entrada, parte de la energía amplificada en el catcher puede ser realimentada al buncher por medio de loops - acopladores. En esta forma el Klystron de doble cavidad operará como oscilador.

KLYSTRON DE CAVIDADES MULTIPLES

Los amplificadores Klystron de alta potencia son usados en transmisores de radar pulsados o de CW.

Estos Klystron tienen una cavidad adicional insertada entre las cavidades buncher y catcher. Esta nueva cavidad es puesta a la óptima distancia drift, y debido a que no está cargada, tiene un alto Q y desarrolla grandes voltajes a través de su gap. Entonces el haz es otra vez modulado en velocidad y un aumento de potencia se desarrolla en la cavidad catcher. Hasta ocho cavidades pueden ser aumentadas de esta forma. Estas cavidades pueden sintonizarse escalonadamente aumentando así el ancho de banda.

La energía cinética del haz de electrones se convierte en calor cuando los electrones golpean el colector por lo que algunos amplificadores Klystron emplean colectores enfriados por agua.

Este calor representa energía de DC desperdiciada, y para mejorar la eficiencia, el voltaje de colector puede ser disminuído reduciendo así la energía cinética de los electrones al golpear el colector.

Las cavidades pueden tener "grillas" metálicas o mallas a través de los gaps - de las cavidades para aumentar el campo eléctrico oscilatorio.

Esto da como resultado un aumento de eficiencia, pero como estas grillas interceptan algunos de los electrones, el nivel de ruido aumenta.

Los Klystron de cavidad múltiple tienen una ganancia de potencia de 40 dB sobre un ancho de banda de pocos MegaHertz con una eficiencia de alrededor del 40%. Los niveles de potencia de salida para los Klystron de alta potencia operando en banda S (10cm.) son típicamente de unos pocos KW en CW, a varios Megawatts pulsados.

El tamaño de los Klystron varía desde unas 2 pulgadas, para osciladores locales en receptores, hasta varios pies en Klystrons multicavidad de alta potencia. En algunos radares se utiliza una pequeña grúa para instalarlos o removerlos.

En algunos transmisores, los electrones golpean el colector de Klystron a tan alta velocidad, que ocasionan la emisión de rayos X por lo que deben ser blindados

REFLEX KLYSTRON

El amplificador Klystron de doble cavidad puede ser convertido en oscilador, realimentado a la entrada parte de la cavidad de salida.

El Reflex Klystron es el oscilador más simple del tipo de modulación de velocidad. Una sólo cavidad sirve a la vez como buncher y como catcher sin que haya necesidad de un loop externo de realimentación. Un diagrama de Reflex Klystron se muestra en la fig. 40.

Igual que en el amplificador Klystron, el cátodo es conectado a un voltaje negativo y la cavidad está en tierra.

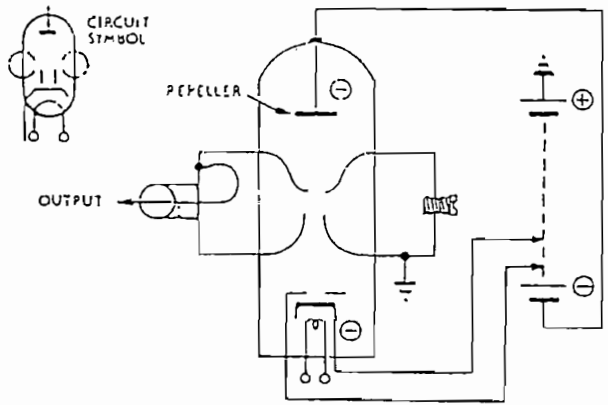


Fig.40 EL REFLEX KLYSTRON

Los electrones son acelerados desde el cátodo hacia la cavidad y excitan esta última a oscilación. El haz es entonces modulado en velocidad por el campo eléctrico oscilatorio. Los electrones pasan a través del gap de la cavidad y entran bajo la influencia de un campo eléctrico repelente de DC, debido al voltaje negativo, con relación a la cavidad, en el electrodo "repeledor". Este voltaje es lo suficientemente alto para parar los electrones y hacerlos regresar a la cavidad, entonces los electrones regresarán a través del gap de cavidad.

La distancia viajada por un electrón antes de ser regresada a la cavidad depende del voltaje del repeledor y de la velocidad de los electrones. Así, los electrones que son acelerados por el campo eléctrico oscilatorio llegarán más cerca del repeledor que los electrones retardados, y pueden llegar al gap de la cavidad al mismo tiempo que estos últimos. Bunches de electrones serán formados en el gap de la cavidad en su camino de regreso, si la distancia del repeledor al gap y el voltaje del repeledor son correctamente escogidos.

En la fig. 41 se muestra un diagrama de Applegate modificado. El voltaje del repeledor ha sido ajustado de tal manera que los tiempo de tránsito de los electrones a, b y c son iguales a $1 - 3/4$, y $1/2$ del período de la oscilación de la cavidad respectivamente. Estos 3 electrones forman un bunch en el gap de la cavidad en su viaje de regreso, cuando la cavidad está presentando un campo eléctrico retardante a los electrones que regresan, entonces parte de la energía poseída por estos 3 electrones es cedida a la cavidad.

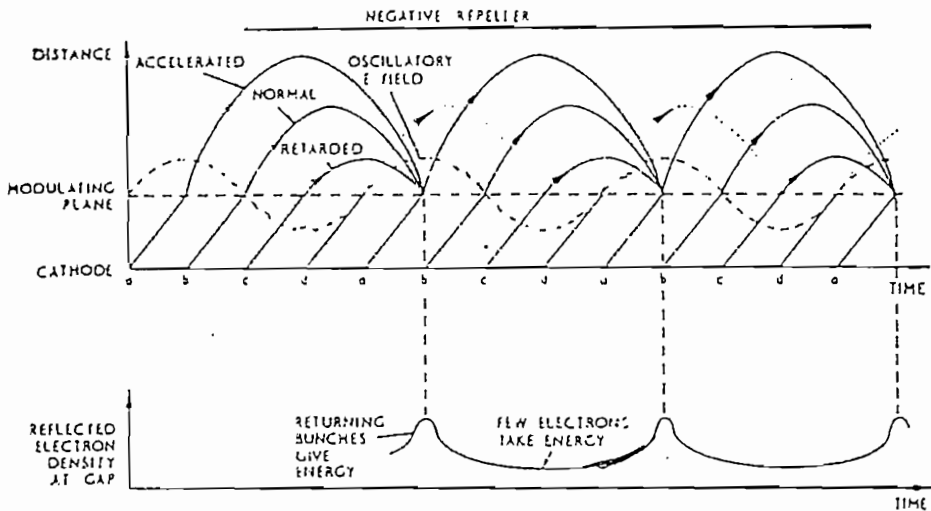


Fig. 41 DIAGRAMA APLEGATE DEL REFLEX KLYSTRON.

Ei electrón "d" llega de regreso al gap de la cavidad y es acelerado por el campo eléctrico y por lo tanto toma energía de lá cavidad. Sin embargo, en un ciclo completo más energía es cedida a la cavidad, que la que es tomada de élla y así las oscilaciones son sostenidas.

La frecuencia de resonancia del Reflex Klystron puede ser variada alterando mecánicamente la forma o el tamaño de la cavidad con tornillos capacitivos o inductivos que son ajustables. Es también posible variar la frecuencia de salida variando el voltaje del repeedor ligeramente del valor óptimo. Si el voltaje del repeedor se lo hace ligeramente más negativo, los bunches de electrones se formarán antes y la frecuencia de salida aumenta. Un voltaje menos negativo resulta en una disminución de frecuencia. Si la frecuencia sale de resonancia, la potencia de salida disminuye. El cambio de frecuencia causado por un cambio en el voltaje del repeedor entre los puntos de media potencia: ($\sqrt{\frac{1}{2}} = 0.707$ de la máxima potencia); se llama ancho de banda electrónico de Klystron.

TUBOS DE ONDA VIAJERA
(Traveling - Wave Tubes)

Para satisfacer los requerimientos de diferentes sistemas de radar, se han desarrollado amplificadores y osciladores que no son del tipo de Klystron

de cavidad múltiple o Reflex. Uno de ellos es el Traveling Tube (TWT o "Tweet").

AMPLIFICADOR TWT.- Una parte esencial del amplificador y oscilador Klystron es la cavidad resonante, la cual tiene normalmente un factor Q muy alto. La cavidad de alto Q es necesaria con el fin de aplicar un voltaje oscilatorio engrandecido a través de un gap muy pequeño para modular la velocidad del electrón.

El uso de cavidades de alto Q significa que el ancho de banda del Klystron es restringido, y en algunas aplicaciones, esto es una considerable desventaja.

En los Klystron Reflex y de doble cavidad, un electrón tiene sólo una oportunidad de transferir su energía a la cavidad. Esto cuenta para la normalmente baja eficiencia de estos tubos.

En el Klystron multicavidad, el electrón cede energía a cada cavidad por las que atravieza y esto resulta un aumento de su eficiencia.

En el TWT el haz de electrones es modulado en velocidad, pero la modulación es un proceso continuo en el cual los electrones dan energía en varios periodos de la señal de entrada. Esto resulta en una eficiencia elevada. El TWT no emplea cavidades resonantes y es un artefacto de banda ancha. Quizás lo más importante del TWT es su bajo factor de ruido que es mucho más bajo que el del Klystron. Estas propiedades hacen que el TWT sea más apropiado como amplificador de microondas en receptores y transmisores de radar.

Los detalles de construcción de un TWT se muestra en la fig. 42.

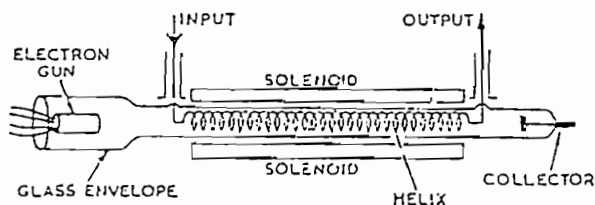


Fig.42 TUBO TWT.

Un cañón de electrones emite electrones los cuales son atraídos a través del tubo a un colector positivo. La señal de entrada es aplicada a una punta de un alambre enrollado en forma de Helix, y la señal de salida se la toma de la otra punta del Helix. Los electrones viajan a lo largo del eje del Helix y para prevenir que toquen el Helix, se provee un campo magnético axial por medio de imanes permanentes alrededor del tubo.

Actualmente se usan imanes cerámicos para formar el campo magnético. Se usan también solenoides con este fin.

El Helix reduce la velocidad de la onda a lo largo del eje del tubo y por eso se llama "estructura de onda lenta".

OPERACION.- La figura 43 muestra un corte transversal de un TWT. Los pequeños círculos representan las puntas de las espirales del Helix despues del corte. En un tubo electrónico corriente, internamente se produce ruido, el que se mezcla con la señal. En el TWT los electrones deben ser mantenidos separados de la señal.

Para que los electrones no se dispersen y toquen el Helix, se introduce una fuerza magnética originada por imanes permanentes o solenoide. Esta fuerza obliga que los electrones viajen en línea recta.

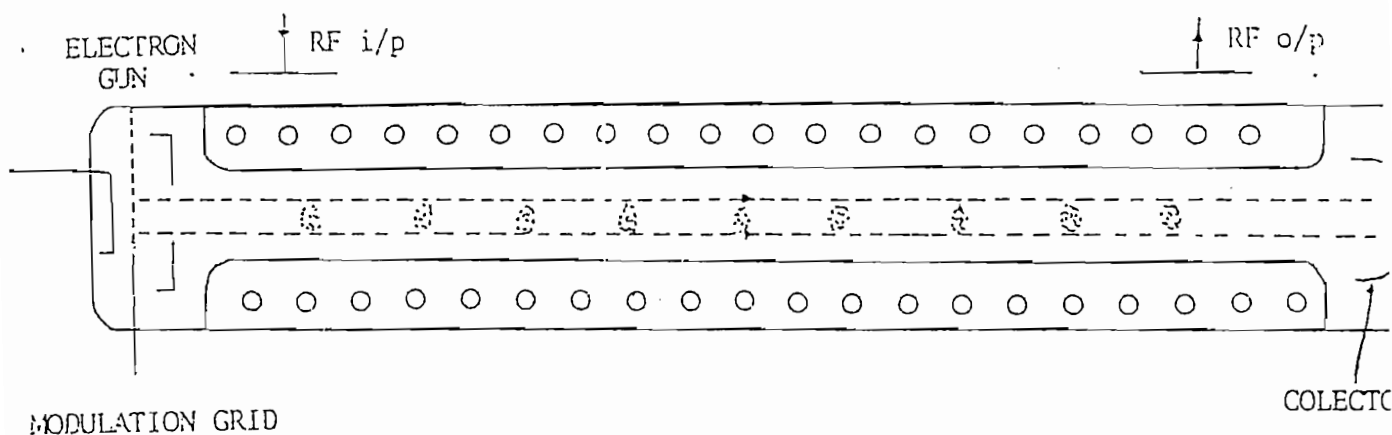


Fig. 43 El TWT.

La señal de entrada de RF, en un momento hará que el comienzo de la primera vuelta del Helix sea negativa. Por inducción, la segunda vuelta en ese instante será positiva y así sucesivamente.

Los electrones de la señal de rf viajan por el alambre Helix y por lo tanto su velocidad será menor que la de los electrones del Beam.

Las cargas del Helix y de RF se interactúan, y por lo tanto las cargas entre 2 vueltas consecutivas aceleran o retardan la velocidad de los electrones del Haz. En un par de espirales consecutivas, si la 1ra es negativa con respecto a la 2da, los electrones del Beam serán acelerados; pero si la 2da es nega

tiva con respecto a la primera, los electrones serán retardados.

Esta acción producirá bunches de electrones que van aumentando de carga y velocidad continuamente a lo largo del tubo.

Estos bunches inducen un voltaje en el Helix lo cual aumenta el voltaje de la señal. La señal amplificada causa más bunches, los que posteriormente aumentan más la señal.

Así pues la energía DC del haz es convertida en energía AC para la señal y el tubo actúa como amplificador.

Teóricamente, mientras más largo es el TWT mayor sería la amplificación, pero en la práctica hay límites ocasionados por diversos factores, uno de ellos el mismatch entre la entrada de RF y el Helix, y entre el Helix y la salida de RF, mismatch que puede producir oscilaciones. El defecto del TWT es que es de banda ancha, pues como no tiene cavidades, no es sintonizado.

ENFRIAMIENTO.- Hemos dicho que en los Klystron y Tweeks, los electrones al golpear el colector producen calor, el que disminuye la eficiencia del tubo. Con el fin de eliminar el calor, algunos tubos necesitan ser enfriados por agua. En este caso alrededor del tubo se instala una chaqueta que contiene agua. Así mismo, el colector se lo hace hueco con el fin de hacer circular agua por su interior. Fig. 44.

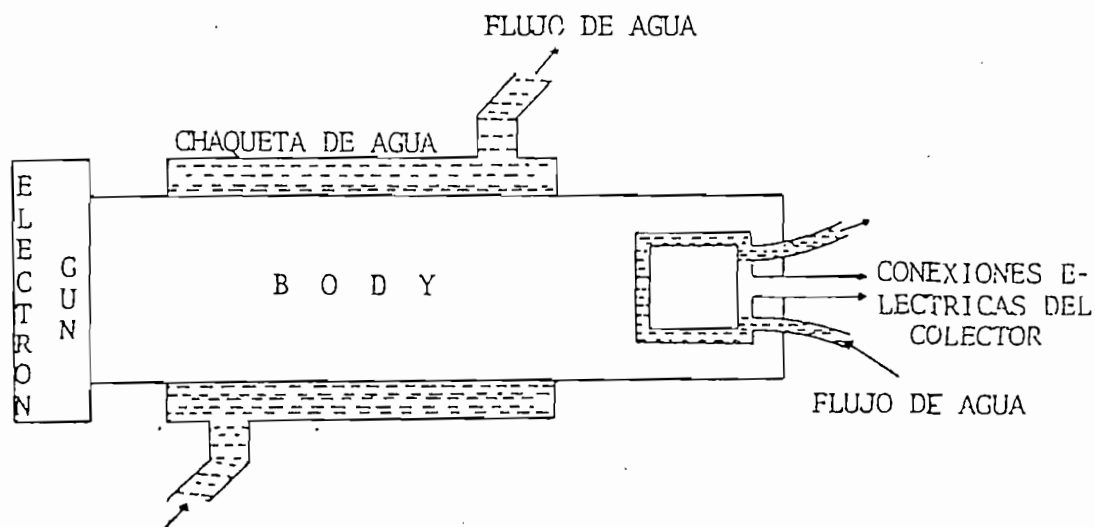


Fig. 44

El agua empleada para enfriar el colector debe ser extremadamente pura; el agua destilada no es suficientemente pura. El procedimiento es filtrar el agua en un filtro de resina, y luego destilarla. El agua así obtenida debe tener una resistencia de por lo menos $1 \text{ M}\Omega/\text{cm}^3$ y se la mezcla con Glicol Etilénico para obtener una mejor capacidad de enfriamiento.

Los Klystron de gran potencia, como hemos dicho van instalados dentro de un solenoide, y este también tiene que ser enfriado por agua.

Aislamiento para voltajes extra altos. - La etapa de salida de los radares que usan los amplificadores finales hasta aquí descritos usan voltajes extremadamente altos. Para aislar dichas tensiones se emplea aceite aislante. En ciertos radares, el Klystron como hemos dicho, va dentro del solenoide, el mismo que es enfriado por agua y todo el conjunto sumergido en un tanque lleno de aceite aislante conocido como "EHT Tank". Fig. 45.

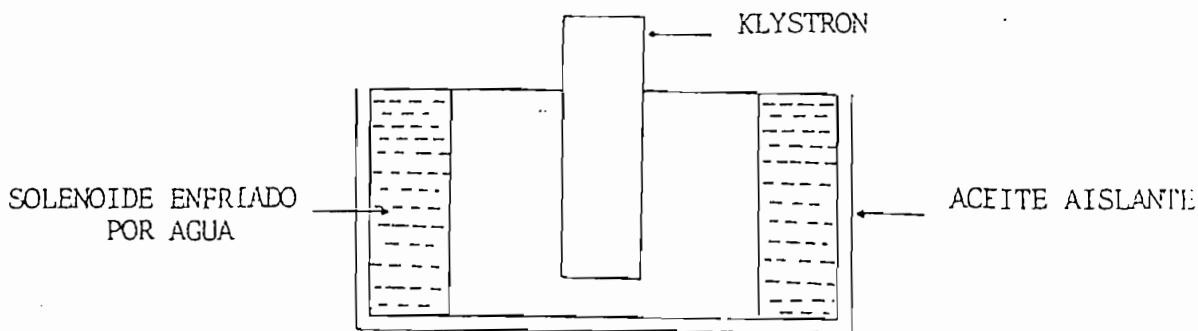


Fig. 45

ANEXO VIII

PULSE FORMING NETWORK:

13. Two important characteristics of an artificial line are as follows:

a. Characteristic resistance (R_0). This corresponds to the characteristic impedance (Z_0) of a transmission line, and is equal to the input impedance when the line has an infinite number of sections, or when it is terminated in the same characteristic impedance. For an artificial line, Z_0 is resistive, and hence will be referred to as the characteristic resistance. Its value is

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ ohms}$$

where L and C are the inductance and capacitance per section. A typical value for R_0 is of the order of 100 ohms.

b. Delay time (T). This is the time taken for energy applied at the input to the line to travel the length of the line and reach the far end. If there are n sections in the line, the delay time is

$$T = n \sqrt{LC} \text{ seconds}$$

where L and C are the inductance and capacitance per section. In practical lines, the delay time is of the order of microseconds.

14. A conventional ("distributed") transmission line introduces a time delay between one end and the other, but even for a delay as short as a microsecond, a twin-wire or ~~coaxial line would have to be several hundred metres long.~~ An artificial line, which is a "lumped" transmission line, can be very much more compact, and of convenient size for practical use.

DELAY OF A STEP VOLTAGE

15. Fig 8 shows a delay line terminated in a load equal to its characteristic resistance. When the switch SW is closed, 100V is applied to the line terminals AB. At this instant the line appears, to the voltage source, as a load equal to its characteristic resistance, R_0 , and a voltage step of 100V, accompanied by the appropriate value of current, starts to travel down the line. As it travels, the line capacitors charge, in turn, to 100V. The voltage step does not reach the load until $n \sqrt{LC}$ seconds after SW closes. After this time a steady state is reached with the line charged to 100V. Note that this corresponds to the values given by ohm's and Kirchoff's laws, treating the line as a loss-free component. In all line circuits the final voltages and currents must obey these laws.

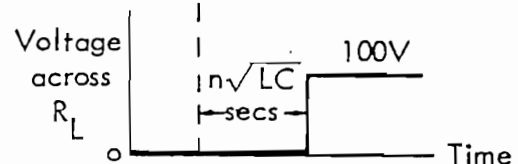
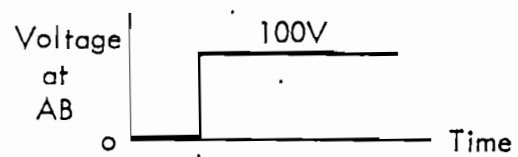
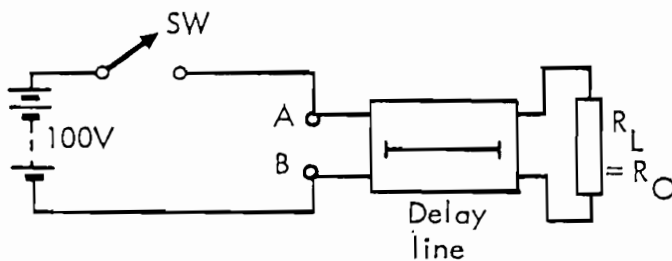


Fig 8. Voltage Step Applied to Delay Line

6. The voltage step applied to the line could easily have been negative-going instead of positive-going. In this case a step of -100V would travel down the line, charging it to -100V . Such a step would be produced by earthing the positive battery terminal, or by earthing A.

DELAY OF A PULSE

7. A positive-going pulse consists of a positive-going step followed by a negative-going step. If a 100V pulse is applied at the line terminals, the positive-going leading edge will travel down the delay line, charging the capacitors to $+100\text{V}$ as it goes, and reaching the load after $n\sqrt{LC}$ secs. The negative-going trailing edge acts as a negative-going step, which travels along the line, discharging the capacitors as it goes, finally reaching the load. Waveforms are shown in Fig 9; note that the final voltages agree with the values given by Ohm's and Kirchoff's laws.

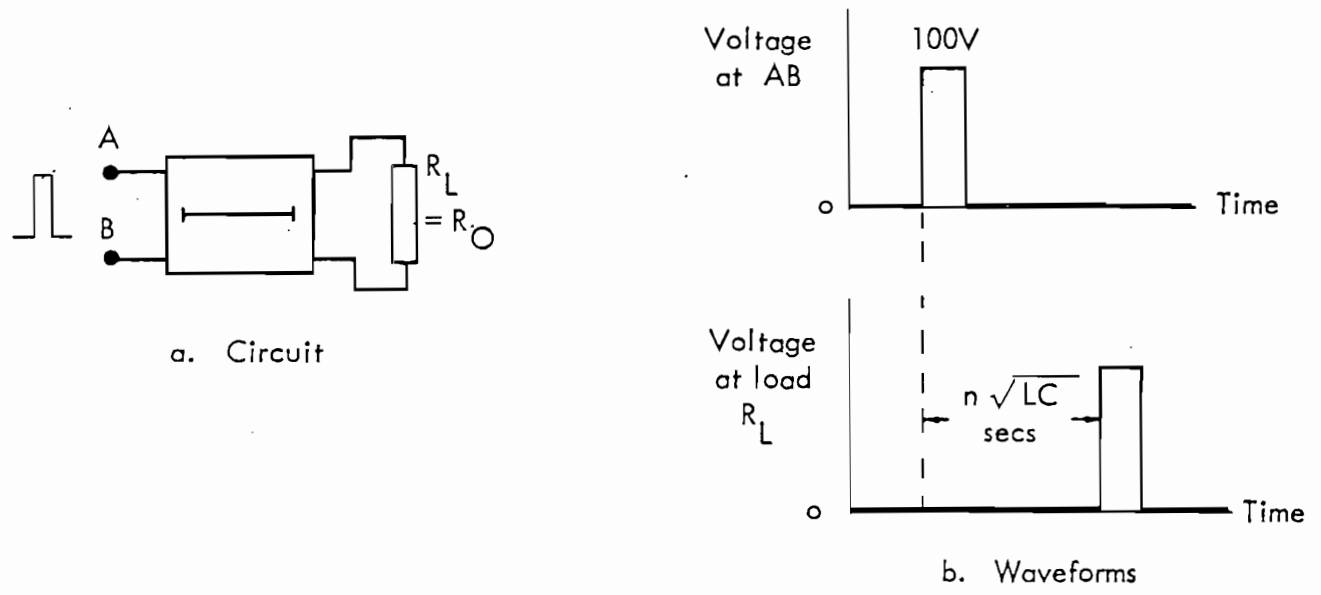


Fig 9. Delaying a Pulse

CHARGING PULSE FORMING NETWORK (P.F.N.)

8. An artificial line which is open-circuited at its far end can be used to generate a pulse. The process consists of, firstly, charging the line, and then, when it is fully charged, discharging it through a load equal to R_o . When a travelling voltage step reaches an open circuit, complete reflection occurs, with the incident voltage being reflected in phase to produce double the incident voltage across the open circuit. The current that accompanies the voltage step is also reflected, but in antiphase, so that the total current at the open circuit is zero, as it must be. In order to avoid more than one reflection, Fig 10 shows the line charging through a source resistance R_s which is chosen to be equal to R_o .

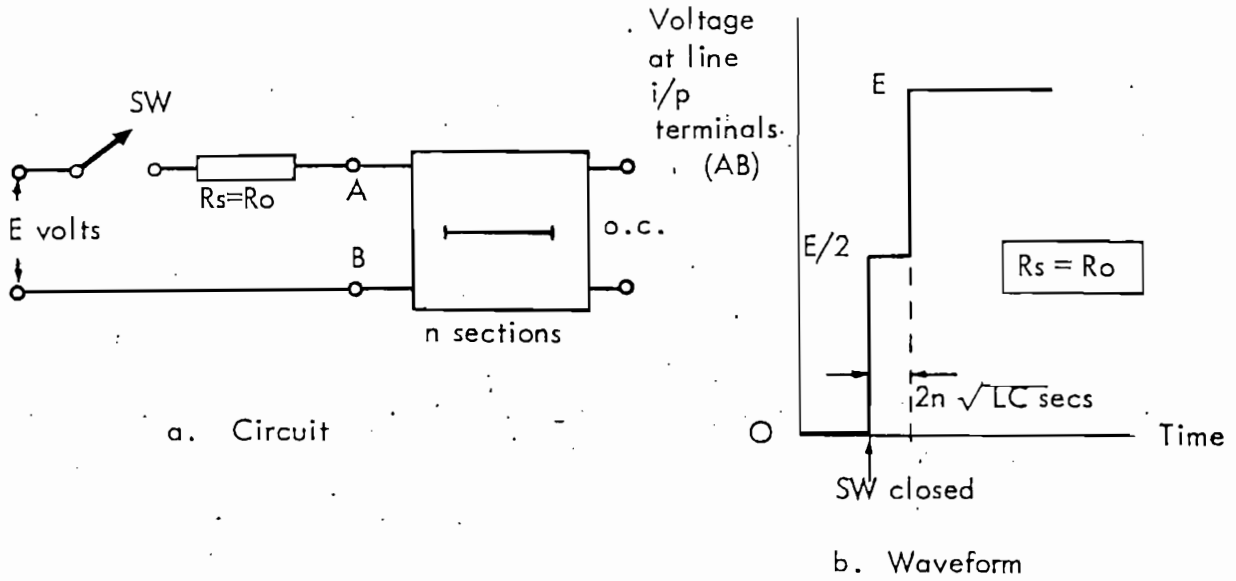
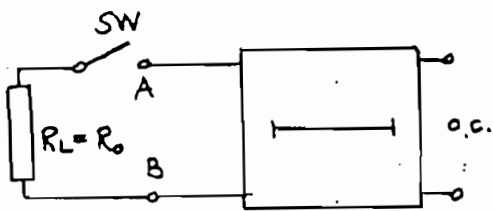


Fig 10 - Charging a P.F.N.

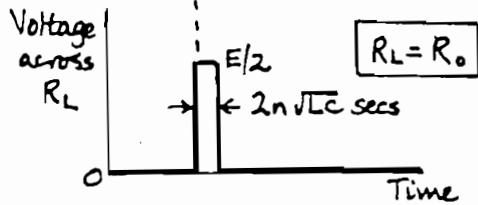
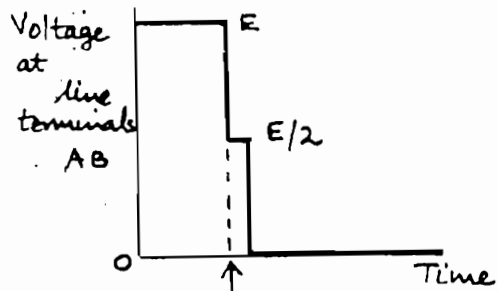
19. When E volts is suddenly applied, by closing SW , the input to the line, at terminals AB , appears as the characteristic resistance R_o . A voltage $E/2$ volts thus immediately appears at AB and travels as a step down the line. At the open circuit the voltage step is reflected in phase, and travels back to AB where, because $R_s = R_o$, it is absorbed. As the forward step travels it charges each section of the line to $E/2$ volts, and as the backward step travels it charges each section to a further $E/2$ volts, i.e. to E volts in all. Thus after $n\sqrt{LC}$ secs the line is charged to $E/2$ volts, and after $2n\sqrt{LC}$ secs it is charged to E volts. i.e. The Charged Line Voltage (CLV) = E_V . The charge is held in the line capacitors. Fig 10b shows the voltage at terminals AB during the process. After the line is fully charged the voltage source E could be disconnected.

DISCHARGING A P.F.N.

20. The line can be discharged by connecting it to a resistive load, the line acting as a voltage source of E volts with internal resistance R_o ohms. In Fig 11, a matching load $R_L = R_o$ is chosen. When SW is made, a voltage step of $E/2$ volts appears across R_L at this instant, and the voltage at AB immediately falls from E to $E/2$ volts. This negative step of $E/2$ volts now travels along the line, discharging all capacitors to $E/2$ volts as it goes. At the open circuit it is reflected to give a further negative step of $E/2$ volts i.e. a total fall to zero. This further step travels back to AB , discharging the line capacitors completely to zero as it goes. When AB is reached, the step is absorbed in R_L without reflection.



a. Circuit



b. Waveforms

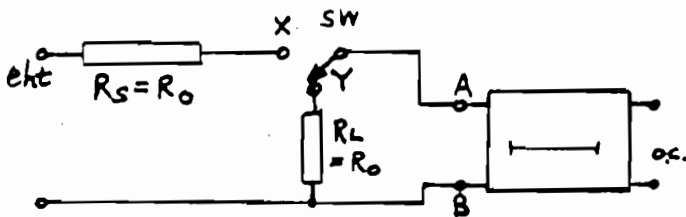
Fig 11 - Discharging a P.F.N.

21. The total time for the double journey is $2n\sqrt{LC}$ secs, and during this time the voltage across R_L remains at $E/2$ volts, falling to zero at the end. A short-duration pulse, of amplitude $E/2$ volts, and duration $2n\sqrt{LC}$ secs, thus appears across the matched load, R_L .

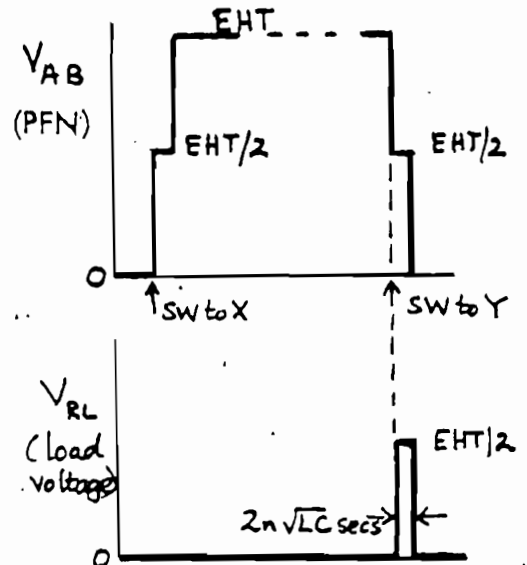
PULSE FORMING WITH A P.F.N.

22. The principle of generating a pulse using an artificial line is that the line is first charged from a d.c. supply voltage (e.h.t.) and is then discharged through a matching load to form the pulse. A line used in this way is called a pulse-forming network (p.f.n.)

Fig 12 shows how this may be arranged, with SW alternately connecting the line to the e.h.t. supply and to the load. In practice SW would be an electronic switch, such as a soft valve. Note that the load only receives half of the voltage to which the line charges.



a. Circuit



b. Waveforms

Figure 12 - Pulse Formation Using an Artificial Line

23. In high-power radars, the voltages and currents involved are very large. For example, a pulse across a magnetron load of 20kV with current of 50A would apply 1MW to the magnetron; with a typical magnetron efficiency of 50% this would produce an r. f. peak power of 500kW. With the arrangement of Fig 12, the charging current of the line would also be 50A, which is a huge drain on the e. h. t. supply. In practice, the p. f. n. is charged through a choke which allows the line to charge relatively slowly, with small current drain on the e. h. t. supply. It is then discharged rapidly, with high current, through a load which closely matches the R_0 of the delay line.

P.F.N. MODULATION

24. A block diagram of a P.F.N. modulator is shown in Fig 13. . When e. h. t. is switched on, the p. f. n. charges through the choke and the pulse transformer primary; the inductance of the pulse transformer is small compared with that of the charging choke. The pulse is generated by firing the trigger valve with a pip from the m. t. u., and the p. f. n. then discharges through the pulse transformer primary which presents a load which closely matches the characteristic impedance of the P.F.N. As usual, the pulse developed across the primary of the pulse transformer has a value equal to half the voltage to which the p. f. n. is charged. (charged line voltage (CLV))

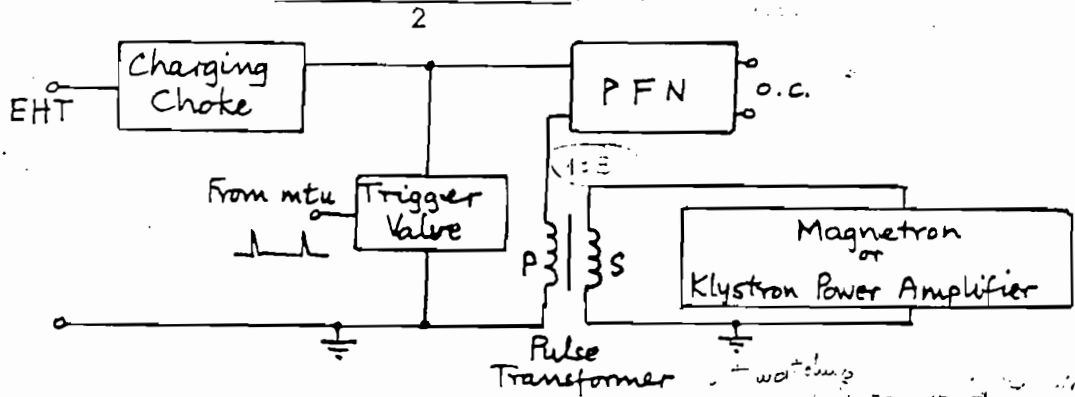


Fig 13 - P.F.N. Modulator

25. With high-power radars the components must be able to withstand the currents and voltages involved. The p. f. n. may charge to tens of kV, and supply hundreds of amperes during the pulse. The line inductors and capacitors are thus physically large, and are often oil-immersed. The trigger valve must be able to pass the large discharge current, and must withstand the p. f. n. voltage when it is not conducting; it is also a high-power device. The charging choke and pulse transformer must also be insulated to withstand the high voltages involved; both are also physically large, and the transformer is also often oil-immersed. The p. r. f. is determined by the m. t. u, but the pulse shape and pulse duration are determined by the p. f. n.

26. Trigger Valve. Trigger valves used in practice are soft valves of the same type as are used in high-power rectification, viz thyratrons or mercury-pool valves. The valve is normally kept cut off by a negative grid voltage, even when its anode rises to the p. f. n. charging voltage. When the main pulse is to be generated, a trigger pulse derived from the m. t. u. raises the grid voltage and the valve fires. The discharge extinguishes when the anode voltage falls to the extinction level (almost zero), but owing to the deionization

ANEXO IX

RUIDO DE PARTICION:

En una válvula o transistor que tiene mas de un electrodo que recibe los electrones (o huecos), los electrones son compartidos en forma aleatoria entre estos electrodos, lo que produce ruido. Los tetrodos son más ruidosos que los triodos y los pentodos mas ruidosos que los tetrodos. En un transistor normal (bipolar), cuando este está trabajando, existe siempre una circulación de corriente entre base y colector, por lo tanto, siempre está presente el ruido de partición.

ANEXO X:

FORMAS DE COLOCAR EN EL SISTEMA LAS TR CELLS

which then also ionises. It is possible to use a p. i. n. diode, or for lower powers, a varactor diode as a pre-tr cell; the diode can be made to conduct by applying a voltage pulse to it just as, or just before, the transmitter fires. A disadvantage of gas-filled tr cells is their relatively short life.

8. TB cells are usually constructed like tr cells but they have no keep-alive electrodes, because their position in the system is such that they do not directly protect the receiver.

BRANCH-ARM TR SWITCHING

9. In this tr system, tr and tb cells are placed in side arms of the main transmission line between transmitter and aerial. The side arms may form series or shunt junctions with the main line, and the one nearer to the aerial connects with the receiver. The usual transmission line is waveguide, but in order to illustrate the action, the diagrams show twin-wire lines; the principle is the same for any type of transmission line.

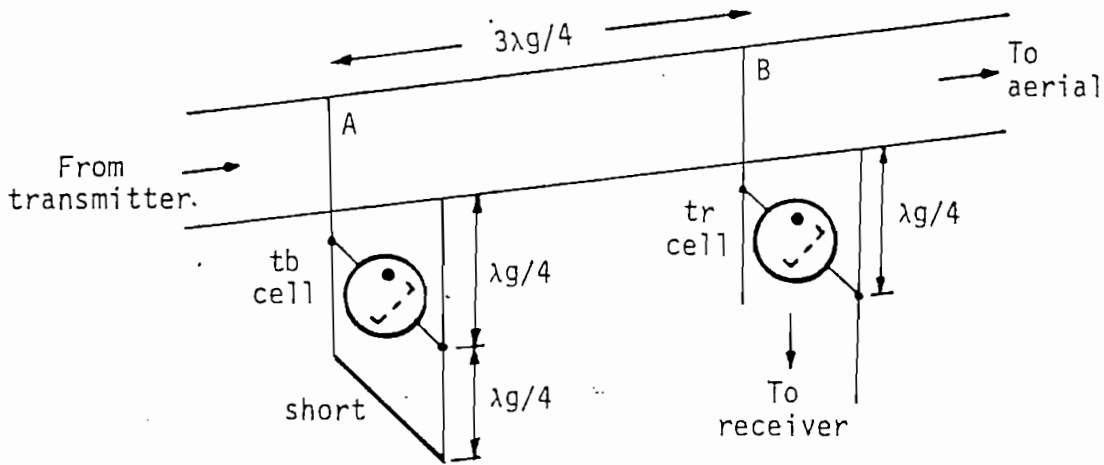


FIG. 2. BRANCH-ARM TR SWITCHING - SHUNT CONNECTION

10. In Fig 2, a shunt arrangement is shown, which, with waveguide transmission, would involve H junctions. (Note the BS 3939 symbol for a tr or tb cell). When the transmitter fires the tb cell ionises to form a short circuit which is $\lambda_g/4$ away from the shunt junction. This appears as an open circuit in parallel with the main transmission line, and thus allows energy to travel towards the aerial. The tr cell (or pre-tr cell) acts similarly, but the tr cell short circuit also prevents energy reaching the receiver. When an echo is received the cells do not ionise, and energy can now pass through the open-circuit tr cell to the receiver. The tb cell stub places a short circuit in parallel with the main line, which prevents echo energy entering the transmitter. This short circuit is also transformed by the $3\lambda_g/4$ section into an open circuit in parallel with the receiver junction; this helps even more to direct the echoes to the receiver. The section AB could in theory be any odd number of quarter-wavelengths long, but $3\lambda_g/4$ is a convenient practical figure.

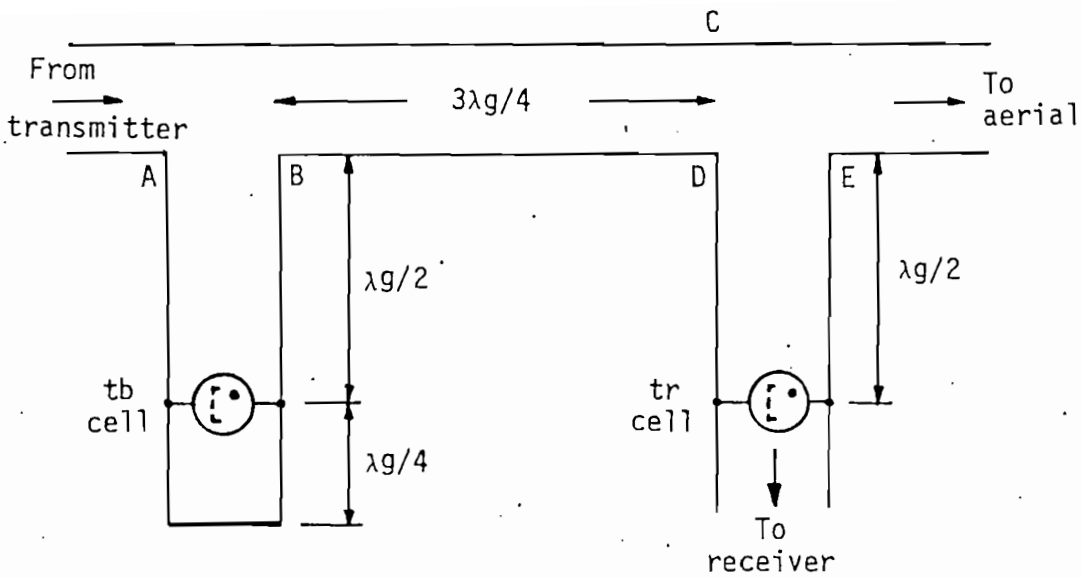


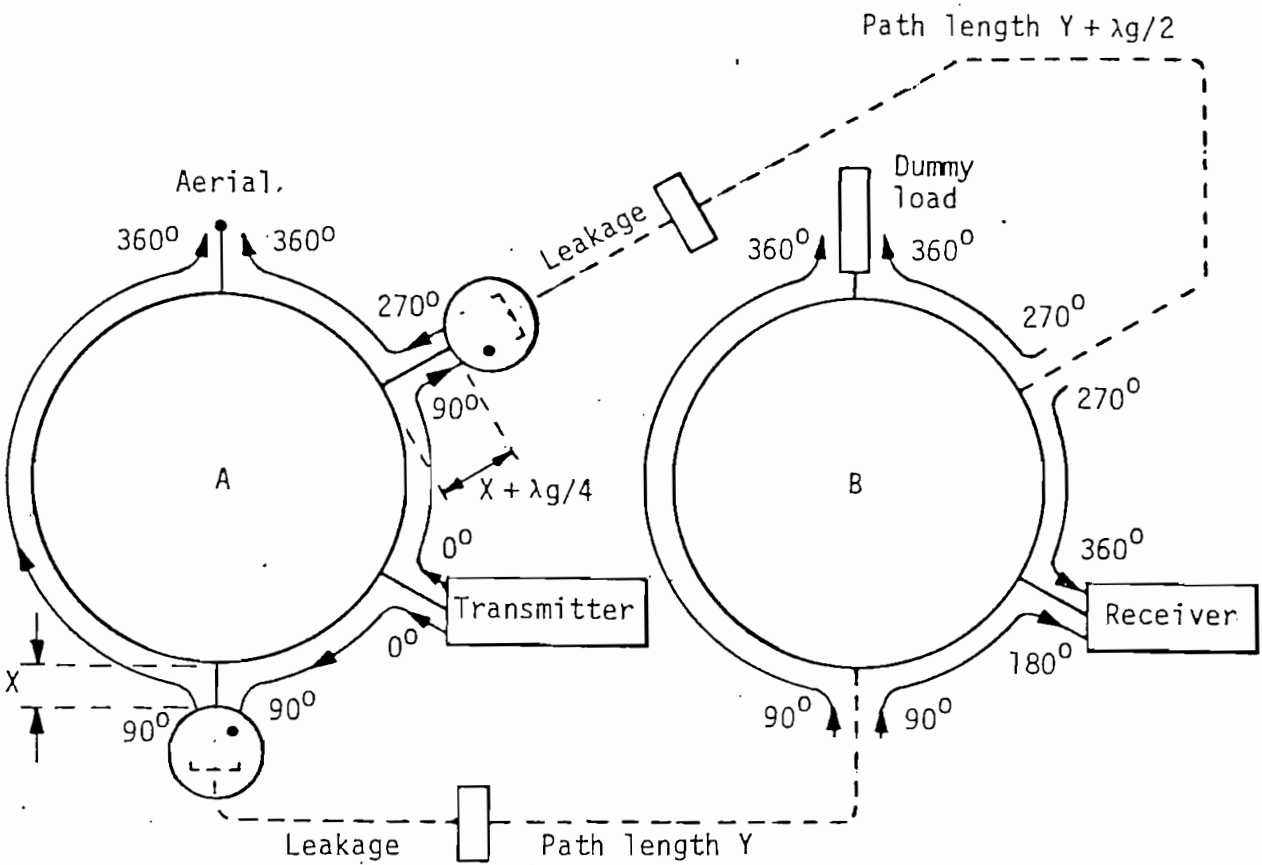
FIG. 3. BRANCH-ARM TR SWITCHING - SERIES CONNECTION

Fig 3 shows a series arrangement. When the transmitter fires, the tb and tr cells place a short circuit across the main line junctions AB and DE, thus completing the path to the aerial. On reception, the open circuit at the tb cell junction prevents signals reaching the transmitter. This open circuit is transformed into a short circuit between points C and D, which, with the series junction, completes the signal path to the receiver. The waveguide arrangement would use E junctions.

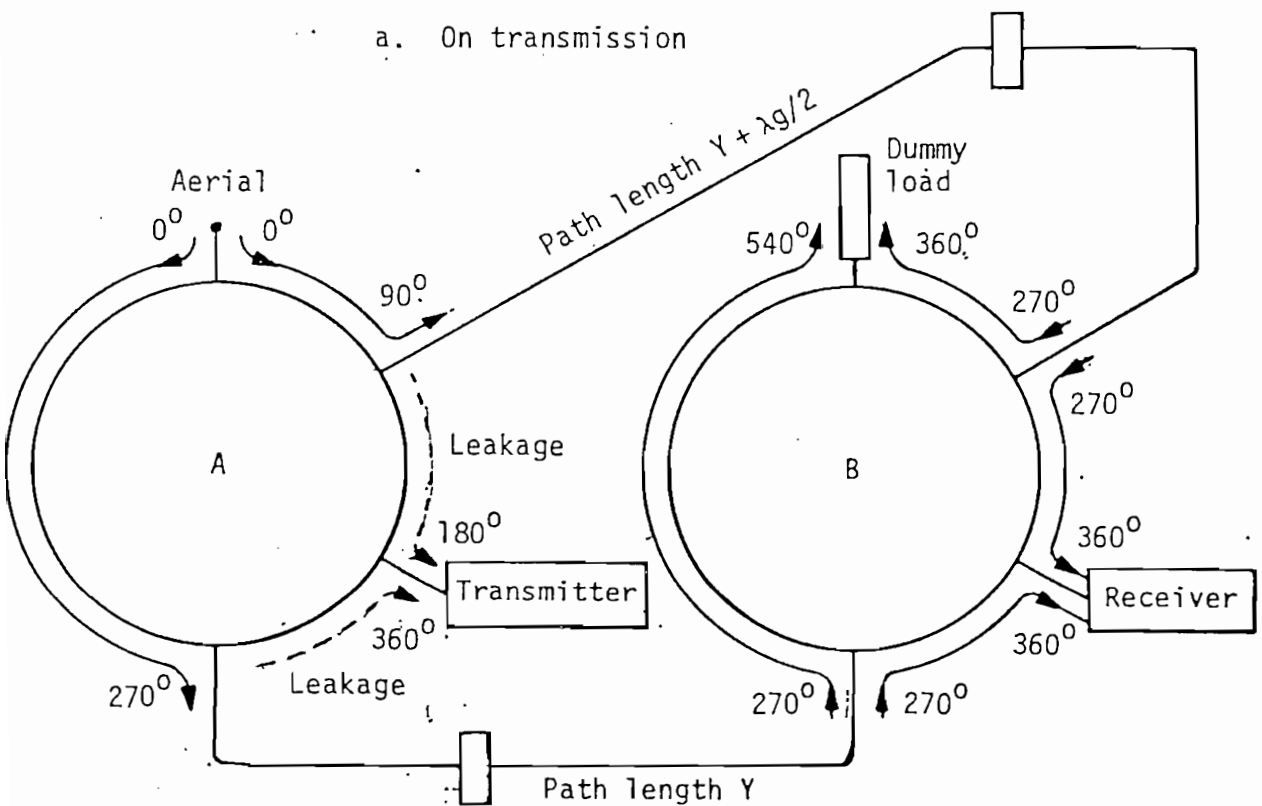
BALANCED TR SWITCHING

In balanced tr switching the transmitted energy is split into two parts which are so phased that they recombine in the direction of the aerial but cancel in the direction of the receiver. On reception the echo signals are also split and recombine in the direction of the receiver but cancel in the direction of the transmitter. Balanced systems give better receiver protection than branch-arm systems.

Hybrid ring system. Two hybrid rings are used, connected by waveguides which have such lengths that one path is exactly $\lambda_g/2$ longer than the other (Fig 4). Two tr cells are also used, one of which is placed $\lambda_g/4$ further from the transmitter hybrid ring than the other. In travelling round a hybrid ring, or along a waveguide, energy has a phase change of 360° for every guide wavelength of distance travelled; this fact is used to arrange for signals to arrive at junctions in phase or in antiphase, as required. Phase changes due to unequal lengths only will be considered; the facts that energy splits in antiphase at an E junction, and that voltage is reflected with 180° phase change from a short circuit, will be considered because they affect both paths equally. In Fig 4 the figures shown in degrees are the relative phases of the energy at different parts of the circuit at any given instant.



a. On transmission

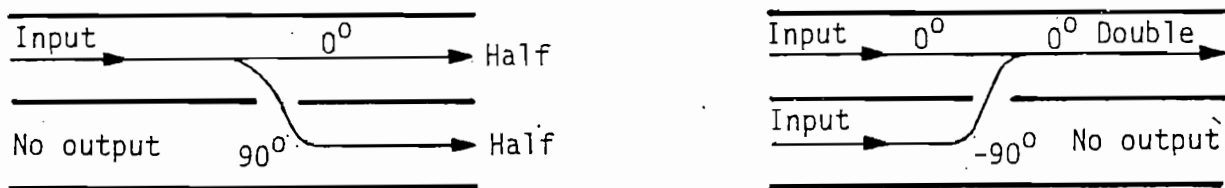


b. On reception

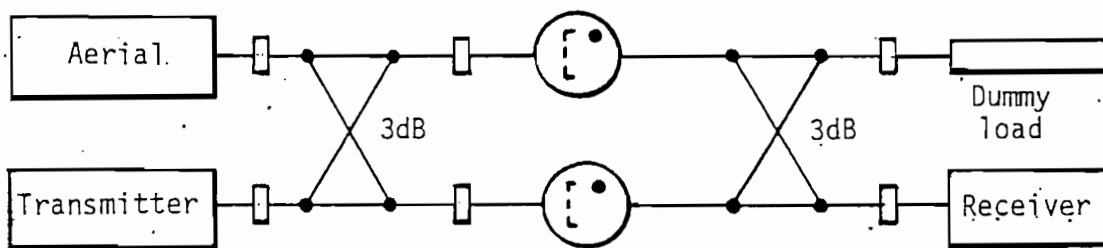
FIG. 4. HYBRID RING TR SWITCHING

On transmission, energy of the phases shown in Fig 4a shows that the energy reflected from the ionised tr cells adds at the aerial port, for that reflected from the upper tr cell is $\lambda_g/2$ further than that reflected from the lower tr cell. Any energy that leaks past the tr cells adds at the dummy load and is absorbed; at the receiver port it cancels. On reception the tr cells are inoperative, and the phasing shown in Fig 4b results in echo signals adding at the receiver port and cancelling at the dummy load. Energy that may leak past the tr cells at the transmitter port of hybrid ring A cancels at the transmitter port.

Short - slot coupler system: A short-slot 3dB coupler has the properties illustrated in Fig 5a. Energy into one port gives directional outputs of equal strength, with 90° phase difference on passing through the coupler. Equal amounts of energy into two ports, as shown, with a 90° phase difference, combine to give an output at one port only.



a. Short-slot 3dB coupler



b. TR system

FIG. 5. SHORT-SLOT COUPLER TR SWITCHING - LAYOUT

The tr switching system uses two short-slot 3dB couplers, and two tr cells, as shown in Fig 5b. On transmission, energy from the transmitter splits into two halves at the first coupler, and both tr cells ionise to form a short circuit Fig 6a. Energy is reflected at the aerial port, with 180° voltage phase change, and recombines as shown to give the full output at the aerial port. (The reflected energy cancels at the transmitter port). Any energy that leaks through the tr cells combines through the second coupler to be absorbed in the dummy load. On reception, Fig 6b, the cells do not ionise, and signals from the aerial combine through the two couplers to give an input to the receiver. The signals cancel at the dummy load, and no output appears at the transmitter port. An additional tr cell may be placed between the second coupler and the receiver to give protection when the transmitter fires. This tr system does not depend upon path lengths for its operation, so it is not sensitive to changes in transmitter frequency; the hybrid ring is affected by such changes because λ_g changes with frequency.

ANEXO XIII

ESPECIFICACIONES DEL SSR

El observador tuviese duda acerca de cuál de ellas es la correcta, puede generalmente resolver la ambigüedad tomando una marcación de la estación terrestre. El observador puede establecer su posición por referencia a dos estaciones terrestres Consol independientes.

correspondiente a 7 palabras por minuto aproximadamente.

3.7.3.—MANIPULACIÓN DE NAVEGACIÓN

Cada Consol se manipulará en emisión tipo A1. La manipulación suministrará puntos y rayas entrelazadas de $\frac{1}{8}$ de segundo y $\frac{3}{8}$ de segundo respectivamente. El ciclo de manipulación de navegación será de 30 segundos de duración aproximadamente, e irá precedido y seguido de un intervalo de silencio.

Nota.—La estrecha observancia del ciclo de manipulación de navegación de 30 segundos facilitará la construcción de contadores automáticos.

3.7.3.1 RECOMENDACIÓN.—
La duración del intervalo de silencio debería ser del orden de 2 a 3 segundos.

3.7.1.—RADIOFRECUENCIAS

3.7.1.1 RECOMENDACIÓN.—
Las radiofrecuencias asignadas al Consol deberían seleccionarse entre las disponibles en la porción del espectro entre 200 y 415 kHz.

3.7.2.—IDENTIFICACIÓN

Cada Consol se identificará por un grupo de 2 ó 3 letras del Código Morse internacional transmitidas a un ritmo

Nota.—En esta sección los cuatro Modos de SSR se designan por las letras A, B, C y D. Para designar los impulsos individuales utilizados en los trenes de impulsos aire-tierra, se utilizan letras con subíndice, por ejemplo, A₂, B₄. Este uso común de letras no debe interpretarse como indicación de una determinada asociación entre modos y claves.

3.8.1.—INTERROGACIÓN Y CONTROL (SUPRESIÓN DE LA INTERROGACIÓN DE LOS LÓBULOS LATERALES) RADIOFRECUENCIAS (DE TIERRA A AIRE)

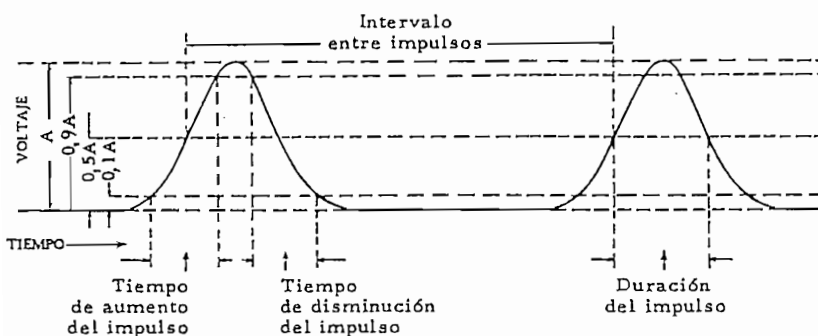
3.8.1.1 La frecuencia central de las transmisiones de interrogación y de control será de 1030 MHz.

3.8.1.2 La tolerancia de frecuencia será de $\pm 0,2$ MHz.

3.8.1.3 Las frecuencias centrales de la transmisión de control y de cada una de las transmisiones de impulsos de interrogación no diferirán entre sí más de 0,2 MHz.

3.8.—Características del sistema de radar secundario de vigilancia (SSR)

DEFINICIONES DE LA FORMA Y ESPACIADO DE LOS IMPULSOS DEL RADAR SECUNDARIO DE VIGILANCIA



DEFINICIONES

Amplitud del impulso A. La amplitud máxima de voltaje de la envolvente del impulso.

Duración del impulso. El intervalo de tiempo entre los puntos 0,5A en el borde frontal en el borde posterior de la envolvente del impulso.

Intervalo entre impulsos. El intervalo de tiempo entre el punto 0,5A en el borde frontal del primer impulso y el punto 0,5A en el borde frontal del segundo impulso.

Tiempo de aumento del impulso. El tiempo de aumento medio entre 0,1A y 0,9A en el borde frontal de la envolvente del impulso.

Tiempo de disminución del impulso. El tiempo de disminución medio entre 0,9A y 0,1A en el borde posterior de la envolvente del impulso.

3.8.2.—RADIOFRECUENCIA DE RESPUESTA (DE AIRE A TIERRA)

3.8.2.1 La frecuencia central de la transmisión de respuesta será de 1090 MHz.

3.8.2.2 La tolerancia de frecuencia será de ± 3 MHz.

3.8.3.—POLARIZACIÓN

3.8.3.1 La polarización de las transmisiones de interrogación, control y respuesta será predominantemente vertical.

3.8.4.—MODOS DE INTERROGACIÓN (SEÑALES EN EL ESPACIO)

3.8.4.1 La interrogación consistirá en la transmisión de dos impulsos llamados P₁ y P₂. Se transmitirá un impulso de control P₂ inmediatamente después del primer impulso de interrogación P₁.

3.8.4.2 Los cuatro modos de interrogación serán los definidos en 3.8.4.3.

3.8.4.3 El intervalo entre P₁ y P₂ determinará el modo de interrogación y será el siguiente:

- Modo A... 8 \pm 0,2 microsegundos
- Modo B... 17 \pm 0,2 microsegundos
- Modo C... 21 \pm 0,2 microsegundos
- Modo D... 25 \pm 0,2 microsegundos

3.8.4.4 El intervalo entre P_1 y P_2 será de $2 \pm 0,15$ microsegundos.

3.8.4.5 La duración de los impulsos P_1 , P_2 y P_3 , será de $0,8 \pm 0,1$ microsegundos.

3.8.4.6 El tiempo de aumento de los impulsos P_1 , P_2 y P_3 estará comprendido entre 0,05 y 0,1 microsegundos.

Nota.—El límite inferior del tiempo de aumento (0,05 microsegundos), trata de reducir la radiación de banda lateral. El equipo cumplirá este requisito si la radiación de banda lateral no excede de la que produciría teóricamente una onda trapezoidal que tuviera el tiempo de aumento indicado.

3.8.4.7 El tiempo de disminución de los impulsos P_1 , P_2 y P_3 estará comprendido entre 0,05 y 0,2 microsegundos.

Nota.—El límite inferior del tiempo de disminución (0,05 microsegundos) trata de reducir la radiación de banda lateral. El equipo cumplirá este requisito si la radiación de banda lateral no excede de lo que produciría teóricamente una onda trapezoidal que tuviera el tiempo de disminución indicado.

3.8.6.2 *Impulsos de información.* Los impulsos de información estarán espaciados a intervalos de 1,45 microsegundos a partir del primer impulso de referencia. La designación y posición de estos impulsos de información serán las siguientes:

Impulsos	Posición (Microsegundos)
C_1	1,45
A_1	2,90
C_2	4,35
A_2	5,80
C_4	7,25
A_4	8,70
X	10,15
B_1	11,60
D_1	13,05
B_2	14,50
D_2	15,95
B_4	17,40
D_4	18,85

Nota.—En 2.5.4.1 de la Parte I figura la norma referente a la utilización de estos impulsos. No obstante, la posición del impulso "X" sólo se especifica como norma técnica para salvaguardar posible uso futuro. Orientación adicional sobre esta materia se da en el Adjunto B a la Parte I, 4.8.5.

3.8.6.3 *Impulso especial de identificación de posición (SPI).* Además de los impulsos de información, aparecerá, con un espaciado de 4,35 microsegundos respecto al último impulso de referencia, un impulso especial de identificación de posición que podrá transmitirse con cualquiera de los otros impulsos de información.

3.8.6.4 *Forma del impulso de respuesta.* Todos los impulsos de respuesta tendrán una anchura de $0,45 \pm 0,1$ microsegundos, un tiempo de aumento del impulso comprendido entre 0,05 y 0,1 microsegundos y un tiempo de disminución del impulso entre 0,5 y 0,2 microsegundos. La variación de amplitud de un impulso con respecto a cualquier otro en una secuencia de respuesta no excederá de 1 db.

Nota.—El límite inferior de los tiempos de aumento y de disminución (0,05 microsegundos) trata de reducir la radiación de banda lateral. El equipo cumplirá este requisito si la radiación de banda lateral no excede de la que produciría teóricamente una onda trapezoidal que tuviera los tiempos de aumento y de disminución indicados.

3.8.6.5 *Tolerancias en la posición del impulso de respuesta.* La tolerancia en el espaciado de cada impulso (incluyendo el último impulso de referencia), respecto al primer impulso de

referencia del grupo de respuesta, será de $\pm 0,10$ microsegundos. La tolerancia en la posición del impulso especial de identificación de posición, respecto al último impulso de referencia del grupo de respuesta, será de $\pm 0,10$ microsegundos. La tolerancia en el espaciado de cualquier impulso del grupo de respuesta, respecto a cualquier otro impulso (salvo el primer impulso de referencia), no excederá de $\pm 0,15$ microsegundos.

3.8.6.6 *Nomenclatura de las claves.* Las designaciones de clave consistirán en números entre 0 y 7, ambos inclusive, y se compondrá de la suma de los subíndices de los impulsos dados en 3.8.6.2, usados de la siguiente forma:

Dígitos	Grupo de impulsos
Primero (El más importante)	A
Segundo	B
Tercero	C
Cuarto	D

3.8.7.—CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL RESPONDEDOR DE A BORDO

3.8.7.1 *Respuesta.* Cuando se haya ajustado para responder a un modo de interrogación particular, el respondedor (con no menos del 90 por ciento de activación) responderá cuando se cumplan todas las siguientes condiciones:

- a) la amplitud recibida de P_3 sea superior a un nivel de 1 dB por debajo de la amplitud recibida de P_1 , pero no más de 3 dB por encima de la amplitud recibida de P_1 ;
- b) o bien no se recibe ningún impulso en el intervalo de 1,3 a 2,7 microsegundos después de P_1 , o P_1 excede en más de 9 dB cualquier impulso recibido en este intervalo;
- c) la amplitud recibida de una señal de interrogación apropiada exceda en más de 10 dB la amplitud recibida de impulsos casuales, cuando éstos no se identifiquen por el respondedor como P_1 , P_2 o P_3 .

3.8.7.2 El respondedor no responderá en las siguientes condiciones:

- a) a interrogaciones en las que el intervalo entre los impulsos P_1 y P_3 difiera en más de ± 1 microsegundo de la separación especificada en 3.8.4.3 para el modo particular seleccionado en el respondedor;
- b) al recibir un solo impulso cualquiera que no tenga variaciones de amplitud que se aproximen a una condición de interrogación normal.

3.8.7.3 *Tiempo muerto.* Después de haber recibido una interrogación

3.8.5.—CARACTERÍSTICAS DE LAS TRANSMISIONES DE CONTROL E INTERROGACIÓN (SUPRESIÓN DE LOS LÓBULOS LATERALES DE INTERROGACIÓN — SEÑALES EN EL ESPACIO)

3.8.5.1 La amplitud radiada de P_2 en la antena del respondedor será:

- a) igual o mayor que la amplitud radiada de P_1 en la mayor transmisión de los lóbulos laterales de la antena que radia P_1 , y
- b) a un nivel inferior a 9 dB por debajo de la amplitud radiada de P_1 , dentro del arco de interrogación deseado.

3.8.5.2 Dentro de la anchura del haz de interrogación direccional deseado (lóculo principal), la amplitud radiada de P_3 estará dentro de 1 dB de la amplitud radiada de P_1 .

3.8.6.—CARACTERÍSTICAS DE LA TRANSMISIÓN DE RESPUESTA (SEÑALES EN EL ESPACIO)

3.8.6.1 *Impulsos de referencia.* En la respuesta se empleará una señal compuesta de dos impulsos de referencia con un espaciado de 20,3 microsegundos como la clave más elemental.

propia, el respondedor no responderá ninguna otra interrogación, al menos durante el tiempo empleado en la emisión del grupo de impulsos de respuesta. Este tiempo muerto terminará no después de los 125 microsegundos siguientes a la transmisión del último impulso de respuesta del grupo.

3.8.7.4 Supresión.

3.8.7.4.1 Al recibirse interrogaciones que se ajusten a lo dispuesto en 3.8.4 en cuanto al modo, tanto si se ha elegido manual como automáticamente, el respondedor dejará de funcionar cuando la amplitud recibida de P_2 sea igual o mayor que la amplitud recibida de P_1 y exista un espaciado entre ambas de $2 \pm 0,15$ microsegundos. No se requiere la detección de P_3 como condición previa para iniciar la acción de supresión.

3.8.7.4.2 El respondedor dejará de funcionar durante un período de 15 ± 10 microsegundos.

3.8.7.4.2.1 Podrá volverse a iniciar la supresión con toda su duración dentro de los 2 microsegundos siguientes a la terminación de cualquier período de supresión.

3.8.7.5 Sensibilidad del receptor y arma dinámica.

3.8.7.5.1 El nivel mínimo de activación del respondedor será tal que provoque respuestas al 90 por ciento de las señales de interrogación, por lo menos, cuando:

a) los dos impulsos P_1 y P_3 constituyentes de una interrogación sean de igual amplitud y no se detecte P_2 , y

b) la amplitud de estas señales recibidas en la antena del respondedor esté nominalmente 71 dB por debajo de 1 milivatio, dentro de los límites de 69 y 77 dB por debajo de 1 milivatio.

3.8.7.5.2 Las características de respuesta y supresión tendrán aplicación cuando la amplitud recibida de P_1 esté comprendida entre el nivel mínimo de activación y 50 dB por encima del mismo.

3.8.7.5.3 La variación del nivel mínimo de activación entre modos no excederá de 1 dB para las separaciones nominales de impulso y los anchos de impulso.

3.8.7.6 *Discriminación por duración del impulso.* Las señales recibidas con una amplitud comprendida entre el nivel mínimo de activación y 6 dB por encima de este, con una duración menor de 0,3 microsegundos, no iniciarán la acción de respuesta de supresión del respondedor. A excepción de impulsos aislados cuyas variaciones

de amplitud se parezcan a las de una interrogación, cualquier impulso aislado de duración superior a 1,5 microsegundos no iniciará la acción de respuesta o de supresión del respondedor dentro de los límites de la amplitud de señal comprendidos entre el nivel mínimo de activación y 50 dB por encima de dicho nivel.

3.8.7.7 *Supresión de eco y recuperación.* El respondedor contendrá un dispositivo de supresión de eco, proyectado de forma que permita el funcionamiento normal en presencia de ecos de señales en el espacio. Este dispositivo será compatible con los requisitos relativos a la supresión de lóbulos laterales dados en 3.8.7.4.1.

3.8.7.7.1 *Desensibilización.* Al recibirse cualquier impulso de duración superior a 0,7 microsegundos, el receptor se desensibilizará en una magnitud comprendida dentro de por lo menos 9 dB de la amplitud del impulso desensibilizador, pero sin sobrepasarla en ningún momento, a excepción del posible exceso durante el primer microsegundo siguiente al impulso desensibilizador.

Nota.—No se requiere que los impulsos aislados de duración menor de 0,7 microsegundos causen la desensibilización mencionada ni que provoquen una desensibilización de duración mayor que la permitida en 3.8.7.7.1 y 3.8.7.7.2.

3.8.7.7.2 *Recuperación.* Después de su desensibilización, el receptor recuperará la sensibilidad (dentro de 3 dB respecto al nivel mínimo de activación) dentro de los 15 microsegundos siguientes a la recepción de un impulso desensibilizador que tenga una intensidad de señal de hasta 50 dB por encima del nivel mínimo de activación. La recuperación será nominalmente lineal, a una razón media que no exceda de 3,5 dB por microsegundo.

3.8.7.8 *Régimen de activación casual.* La instalación en la aeronave se hará de tal forma que, con todos los equipos interferentes posibles instalados en la misma aeronave y operando de un modo normal en los canales de interferencia máxima, pero sin interrogaciones verdaderas, el régimen de activación casual de respondedor (squitter) no excederá de 30 respuestas por segundo, integradas en un intervalo equivalente a 300 activaciones casuales por lo menos, o 30 segundos, tomándose el menor de estos valores.

3.8.7.9 Régimen de respuesta.

3.8.7.9.1 El respondedor será capaz de dar por lo menos 1 200 respuestas por

segundo para una respuesta en clave de 15 impulsos, excepto que, para instalaciones de respondedores utilizadas exclusivamente por debajo de 15 000 pies, o por debajo de una altitud menor fijada por la autoridad competente, o establecida en virtud de acuerdo regional de navegación aérea, se permitirán respondedores capaces de dar por lo menos 1 000 respuestas por segundo para una respuesta en clave de 15 impulsos.

3.8.7.9.2 *Control del límite del régimen de respuesta.* Para proteger el sistema contra los efectos de una interrogación excesiva del respondedor, evitando que responda a señales más débiles cuando se ha alcanzado un régimen de respuesta predeterminado, se incorporará en el equipo un control de límite de respuesta del tipo de reducción de sensibilidad. La amplitud de ese control permitirá como mínimo efectuar un ajuste de forma que limite las respuestas a cualquier valor entre 500 y 2 000 respuestas por segundo, o al régimen máximo de respuestas si éste fuese inferior a 2 000 respuestas por segundo, independientemente del número de impulsos de cada respuesta. La reducción de sensibilidad de más de 3 dB no tendrá lugar hasta que se exceda el 90 por ciento del valor seleccionado. La reducción de sensibilidad será de 30 dB por lo menos, para regímenes que excedan del 150 por ciento del valor seleccionado.

3.8.7.9.3 **RECOMENDACIÓN.—** *El límite del régimen de respuesta debería establecerse en 1 200 respuestas por segundo, o en el valor máximo que corresponda a las posibilidades del respondedor si este valor fuese inferior a 1 200 respuestas por segundo.*

3.8.7.10 *Demora e inestabilidad de las respuestas.* La demora entre la llegada, al receptor del respondedor, del borde frontal de P_3 y la transmisión del borde frontal del primer impulso de la respuesta será de $3 \pm 0,5$ microsegundos. La inestabilidad total del grupo de clave del impulso de respuesta con respecto a P_3 no excederá de 0,1 microsegundos si el nivel de entrada del receptor está comprendido entre 3 dB y 50 dB por encima del nivel mínimo de activación. Las variaciones de la demora entre los modos en los cuales el respondedor es capaz de responder no excederán de 0,2 microsegundos.

3.8.7.11 *Potencia de salida del respondedor y ciclo de trabajo.*

3.8.7.11.1 La potencia de cresta del impulso disponible en el extremo de la antena de la línea de transmisión del respondedor será como mínimo de 21 dB y no excederá de 27 dB por encima de 1 vatio, excepto que, para instalaciones de responde-

dores utilizadas exclusivamente por debajo de 15 000 pies, o por debajo de una altitud menor fijada por la autoridad competente, o establecida en virtud de acuerdo regional de navegación aérea, se permitirá una potencia de cresta del impulso disponible en el extremo de la antena de la línea de transmisión del respondedor de un mínimo de 18,5 dB y de un máximo de 27 dB por encima de 1 vatio.

3.8.7.11.2 RECOMENDACIÓN.— *La potencia de cresta del impulso que se especifica en 3.8.7.11.1 debería mantenerse dentro de un régimen de respuestas de clave 0000 a un régimen de 400 respuestas por segundo hasta un máximo contenido de impulsos a un régimen de 1 200 respuestas por segundo, o un valor máximo inferior a 1 200 respuestas por segundo, según sean las posibilidades del respondedor.*

3.8.7.12 Claves de respuesta.

3.8.7.12.1 Identificación. Las 4 096 claves disponibles en la norma de 3.8.6.2 deberían seleccionarse manualmente para responder a las interrogaciones en el Modo A.

3.8.7.12.2 Transmisiones de altitud de presión. Independientemente de los otros modos y claves seleccionados manualmente, el respondedor responderá automáticamente a las interrogaciones en el Modo C.

3.8.7.12.2.1 La respuesta a las interrogaciones en el Modo C constará de los dos impulsos de referencia especificados en 3.8.6.1 junto con los impulsos de información especificados en 3.8.6.2.

3.8.7.12.2.2 Tan pronto como sea posible, se proveerá a los respondedores de medios para eliminar los impulsos de información pero para retener los impulsos de referencia cuando no se cumpla la disposición de 3.8.7.12.2.5 al replicar a la interrogación en el Modo C.

3.8.7.12.2.3 Los impulsos de información serán automáticamente seleccionados por un convertidor analógico-digital, conectado a una fuente de datos de altitud de presión, a bordo de la aeronave, referidos al reglaje altimétrico tipo 1013,25 milibares (29,92 pulgadas de mercurio).

3.8.7.12.2.4 La altitud de presión se notificará por incrementos de 100 pies, mediante selección de impulsos que figuran en la Tabla B (véanse páginas 42 a 61).

Nota.—Algunos respondedores en servicio transmiten el impulso especial de identificación de posición (SPI) además del impulso D₁.

3.8.7.12.2.5 La clave numérica seleccionada corresponderá dentro de un margen de tolerancia de $\pm 37,5$ metros (125 pies), para una probabilidad del 95 por ciento, a la información de la altitud de presión [referida al reglaje altimétrico tipo de 1013,25 milibares (29,92 pulgadas de mercurio)], que se utiliza a bordo de la aeronave para atenerse al perfil de vuelo asignado.

Nota.—En 4.8.4 del Adjunto B a la Parte I, figura texto de orientación referente a la transmisión de altitud de presión.

3.8.7.13 Tiempos de transmisión del impulso especial de identificación de posición (SPI). Cuando se seleccione manualmente en el Modo A, el impulso adicional se transmitirá durante un período comprendido entre 15 y 30 segundos.

3.8.7.14 Antena.

3.8.7.14.1 El sistema de antena del respondedor, cuando esté instalado en una aeronave, tendrá un diagrama de radiación esencialmente omnidireccional en el plano horizontal.

3.8.7.14.2 RECOMENDACIÓN.— *La anchura vertical de haz (puntos de media potencia) debería ser por lo menos de 30 grados por encima y por debajo del plano horizontal.*

3.8.8.—CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL INTERROGADOR TERRESTRE

3.8.8.1 Frecuencia de repetición de la interrogación. La frecuencia máxima de repetición de la interrogación será de 450 interrogaciones por segundo.

3.8.8.1.1 RECOMENDACIÓN.— *A fin de reducir al mínimo la activación innecesaria del respondedor y la muy elevada interferencia mutua resultante, todos los interrogadores debieran utilizar la frecuencia más baja posible de repetición que sea compatible con las características de presentación, anchura del haz de la antena del interrogador y velocidad de rotación de la antena empleadas.*

3.8.8.2 Potencia radiada. La potencia máxima efectiva radiada de los impulsos de interrogación (P₁ y P₃) no excederá de 52,5 dB por encima de 1 vatio. La amplitud de P₃ no excederá de la amplitud de P₁ en más de 1 dB.

3.8.8.2.1 RECOMENDACIÓN.— *Con objeto de mantener al mínimo la interferencia del sistema, la potencia de cresta radiada efectiva de los interrogadores debería reducirse al valor más bajo compatible con el régimen exigido operacionalmente*

de cada uno de los emplazamientos del interrogador.

3.8.8.3 RECOMENDACIÓN.— *Cuando la información en Modo C haya de usarse en relación con aeronaves que vuelen por debajo de los niveles de transición, debería tenerse en cuenta todo el texto de orientación que sea pertinente.*

Nota.—Se llama la atención respecto al texto de orientación sobre este tema dado en la Sección 7 del Adjunto B a la Parte I. La utilización del Modo C por debajo de los niveles de transición está de acuerdo con el criterio de que el Modo C puede emplearse útilmente en todos los ambientes.

3.8.9.—DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL INTERROGADOR

RECOMENDACIÓN.— *La anchura del haz de la antena direccional del interrogador por la cual se radia P₁ no debiera ser mayor que la requerida para su funcionamiento. La radiación de los lóbulos lateral y posterior de la antena direccional debieran estar por lo menos 24 dB por debajo del máximo de la radiación correspondiente al lóbulo principal.*

3.8.10.—MONITOR DEL INTERROGADOR

3.8.10.1 La precisión en alcance y azimut del interrogador habrán de estar controlados.

Nota.—Los interrogadores que están relacionados con el radar primario y operan conjuntamente con dicho elemento, pueden utilizar el radar primario como dispositivo monitor; en otro caso haría falta contar con un monitor electrónico de alcance y azimut.

3.8.10.2 RECOMENDACIÓN.— *Además del dispositivo monitor de alcance y azimut, debiera preverse un control continuo de los demás parámetros críticos del interrogador terrestre, para detectar cualquier degradación de las características de actuación que exceda de las tolerancias del sistema, y proporcionar una indicación de semejante ocurrencia.*

Nota.—En el Adjunto B a la Parte I, 4.7, figura texto de orientación sobre los parámetros de sistema respecto a los cuales son de particular importancia las disposiciones de control continuo o periódico.

3.8.11.—RADIACIONES Y RESPUESTAS ESPURIAS

3.8.11.1 Radiaciones espurias.

RECOMENDACIÓN.— *La radiación CW no debiera exceder de 76 dB por debajo de 1 vatio para el interrogador, y de 70 dB por debajo de 1 vatio para el respondedor.*

3.8.11.2 Respuestas espurias.

RECOMENDACIÓN.— *La respuesta de los equipos de a bordo y terrestre a señales no comprendidas en el paso de banda del receptor debiera ocurrir por lo menos a 60 dB por debajo de la sensibilidad normal.*

ANEXO XIV

SISTEMA SELCAL:

proporcione, en un elevado porcentaje de ocasiones, una señal de salida de audio con una relación de señal deseada/no deseada de 15 dB, con una señal de radio modulada en amplitud (A3) del 50 por ciento que tenga una intensidad de campo de 75 microvoltios por metro (-109 dBW/m²).

Nota.—A los efectos de la planificación de instalaciones VHF de alcance ampliado, se puede suponer una sensibilidad de 30 microvoltios por metro de la función receptora de a bordo.

4.7.2.2 Ancho de banda eficaz aceptable para instalaciones receptoras con separación de 100, 50 y 25 kHz entre canales. La función receptora deberá garantizar un ancho de banda eficaz aceptable, como sigue:

a) hasta el 1º de enero de 1974 y en las áreas donde se empleen sistemas de portadoras desplazadas la función receptora deberá proporcionar una salida de audio adecuada cuando la señal especificada en 4.7.2.1 tenga una frecuencia de portadora que se encuentre dentro de un margen de 15 kHz respecto a la frecuencia asignada;

b) después del 1º de enero de 1974 y en las áreas donde se empleen sistemas de portadoras desplazadas, la función receptora deberá proporcionar una salida de audio adecuada cuando la señal especificada en 4.7.2.1 tenga una frecuencia de portadora que se encuentre dentro de un margen de 8 kHz respecto a la frecuencia asignada;

c) en las áreas donde se empleen sistemas de portadoras desplazadas, la función receptora deberá proporcionar una salida de audio adecuada, cuando la señal especificada en 4.7.2.1 tenga una frecuencia de portadora que se encuentre dentro de $\pm 0,005$ por ciento respecto a la frecuencia asignada.

4.7.2.3 Rechazo entre canales adyacentes. La función receptora deberá lograr un rechazo efectivo entre canales adyacentes, como sigue:

a) cuando se use la separación de 25 kHz entre canales: 50 dB o más a ± 25 kHz con respecto a la frecuencia asignada, y 40 dB o más a ± 17 kHz;

b) cuando se use la separación de 50 kHz entre canales: 50 dB o más a ± 50 kHz con respecto a la frecuencia asignada y 40 dB o más a ± 35 kHz;

c) cuando se use la separación de 100 kHz entre canales: 50 dB o más a ± 100 kHz con respecto a la frecuencia asignada.

4.7.2.4 RECOMENDACIÓN.— Siempre que sea factible, el sistema receptor debería lograr un rechazo efectivo entre canales adyacentes de 60 dB o más a ± 25 ,

50 y 100 kHz con respecto a la frecuencia asignada en cuanto a los sistemas receptores que tengan que funcionar con una separación de 25, 50 y 100 kHz entre canales, respectivamente.

Nota.—El planeamiento de frecuencias se basa normalmente en un supuesto de rechazo efectivo entre canales adyacentes de 60 dB a ± 25 , 50 y 100 kHz con respecto a la frecuencia asignada, según sea apropiado al ambiente de la separación entre canales.

4.7.2.5 RECOMENDACIÓN.— En el caso de receptores que se utilicen en áreas donde se encuentren en vigor sistemas de portadora desplazada que cumplan con lo estipulado en 4.7.2.2, las características del receptor deberían ser tales que:

a) la respuesta de la frecuencia de audio evite los niveles perjudiciales de frecuencias heterodínamas de audio resultantes de la recepción de dos o más frecuencias de portadoras desplazadas;

b) los circuitos silenciadores del receptor, si los hubiera, deberán operar satisfactoriamente en presencia de frecuencias heterodínamas de audio resultantes de la recepción de dos o más frecuencias de portadoras desplazadas.

4.8.—Sistema SELCAL

4.8.1 RECOMENDACIÓN.— Cuando se instale un sistema SELCAL deberían aplicarse las siguientes características del sistema:

a) Clave transmitida. Toda clave transmitida debiera componerse de dos impulsos de tono consecutivos, y cada impulso contener dos tonos transmitidos simultáneamente. Los impulsos debieran ser de $1,0 \pm 0,25$ segundos de duración, separados por un intervalo de $0,2 \pm 0,1$ segundos.

b) Estabilidad. La frecuencia de los tonos transmitidos debiera mantenerse con una tolerancia de $\pm 0,15$ por ciento para que el descifrado de a bordo pueda operar apropiadamente.

c) Distorsión. La distorsión audio total de la señal r-f transmitida no debiera exceder del 15 por ciento.

d) Porcentaje de modulación. Las señales r-f transmitidas por la estación terrestre de radio debieran contener, dentro de 3 dB cantidades iguales de ambos tonos de modulación. La combinación de tonos debiera resultar en una envolvente de modulación que tenga un porcentaje nominal de modula-

ción lo más alto posible, pero en ningún caso inferior al 60 por ciento.

e) Tonos transmitidos. Los tonos cifrados debieran estar constituidos por varias combinaciones de los tonos enumerados en la tabla siguiente, que se designan por el color y una letra:

TABLA DE FRECUENCIAS DE TONO

Designación	Frecuencia Hz
Rojo A	312,6
Rojo B	346,7
Rojo C	384,6
Rojo D	426,6
Rojo E	473,2
Rojo F	524,8
Rojo G	582,1
Rojo H	645,7
Rojo J	716,1
Rojo K	794,3
Rojo L	881,0
Rojo M	977,2
Azul A	323,6
Azul B	358,9
Azul C	398,1
Azul D	441,6
Azul E	489,8
Azul F	543,3
Azul G	602,6
Azul H	668,3
Azul J	741,3
Azul K	822,2
Azul L	912,0
Azul M	1 011,6
Amarillo A	335,0
Amarillo B	371,5
Amarillo C	412,1
Amarillo D	457,1
Amarillo E	507,0
Amarillo F	562,3
Amarillo G	623,7
Amarillo H	691,8
Amarillo J	767,4
Amarillo K	851,1
Amarillo L	944,1
Amarillo M	1 047,1

Nota 1.—Se observará que los tonos de cualquier grupo de colores están espaciados por $\text{Log.}^{-1} 0,045$, para evitar la posibilidad de combinaciones armónicas.

Nota 2.—De acuerdo con los principios de aplicación preparados en la VI Conferencia del Departamento de Comunicaciones, las únicas claves que actualmente se usan internacionalmente se seleccionan del grupo rojo.

Nota 3.—En el Adjunto D a la Parte I, figura el texto de orientación sobre el empleo del sistema SELCAL.

ADJUNTO "D" A LA PARTE I.—TEXTO DE ORIENTACIÓN RESPECTO A SISTEMAS DE COMUNICACIONES

1.—Factores que afectan la técnica del sistema de radioteletipo

Introducción.—Este texto tiene por objeto proporcionar información y orientación respecto al establecimiento de circuitos de radioteletipo, de acuerdo con la técnica conveniente. Está relacionado con las recomendaciones para el establecimiento de Normas y Métodos Recomendados contenidos en la Parte I, Capítulo 4.

1.1.—RELACIÓN SEÑAL/RUIDO

1.1.1 Es conveniente que las señales recibidas tengan una relación señal/ruido mínima, expresada en valores eficaces (RMS), no menor de 2:1 para uno o dos canales y no menor de 4:1 para tres o cuatro canales, cuando se emplee multiplex por división de tiempo. Los factores que contribuyen a una relación señal/ruido satisfactoria son:

- elección de la frecuencia;
- selección del emplazamiento del receptor;
- tipo de antenas;
- potencia transmitida adecuada.

1.2.—FRECUENCIAS

1.2.1 Debiera contarse con instalaciones transmisoras y receptoras que abarquen todas las frecuencias exigidas por las variaciones diurnas, de estación y solares.

1.3.—EMPLAZAMIENTO

1.3.1 La estación receptora debiera ubicarse en una zona relativamente libre de interferencias locales de radio y eléctricas, de forma que una señal que produzca un campo de intensidad razonable, proporcione la relación señal/ruido deseada.

1.4.—ANTENAS

1.4.1 Debieran emplearse antenas direccionales tanto en las estaciones transmisoras como en las receptoras, siempre que lo permitan las posiciones relativas de las estaciones del circuito.

1.5.—SISTEMAS DE ANTENAS MÚLTIPLES (DIVERSITY)

1.5.1 A fin de mejorar el promedio de intensidad de la señal y reducir a un mínimo los efectos del desvanecimiento, debieran emplearse sis-

temas de antenas múltiples. Entre éstos, el de diversidad en espacio ofrece las mayores ventajas y debiera emplearse siempre que sea posible.

1.6.—FORMA DE LA SEÑAL

1.6.1 La forma de onda de los impulsos radiados (forma de la señal) no debiera producir radiaciones transitorias o espurias excesivas. Debieran evitarse los impulsos perfectamente rectangulares que se pueden producir por conmutación brusca de la frecuencia marcadora a la espaciadora y viceversa.

2.—Equipo de comunicaciones VHF

2.1.—CARACTERÍSTICAS AUDIO DEL EQUIPO DE COMUNICACIONES VHF

Los servicios radiotelefónicos aeronáuticos constituyen un caso especial de aplicación de la radiotelefonía, ya que lo necesario es que se transmitan los mensajes de manera que sea de importancia secundaria la fidelidad de la forma de onda, dándose mayor énfasis a la fidelidad de la inteligencia básica. Esto significa que no es necesario transmitir las partes de la forma de onda que solamente representan la individualidad, el acento y el tono.

2.2.—SISTEMAS DE PORTADORA DESPLAZADA

A continuación se citan algunos ejemplos de sistemas de portadora desplazada que satisfacen los requisitos especificados en 4.6.1.1.2 de la Parte I:

a) *Sistema de 2 portadoras.* Las portadoras deben estar separadas a ± 5 kHz. Ello exige una estabilidad de frecuencia de ± 2 kHz (15,3 partes por millón a 130 MHz).

b) *Sistema de 3 portadoras.* Las portadoras deben estar separadas a cero y a $\pm 7,3$ kHz. Ello exige una estabilidad de frecuencia de $\pm 0,65$ kHz (5 partes por millón a 130 MHz).

A continuación se citan ejemplos de sistemas de 4 y 5 portadoras que satisfacen los requisitos especificados en 4.6.1.1.3 de la Parte I:

a) *Sistema de 4 portadoras.* Las portadoras deben estar separadas a $\pm 2,5$ kHz y a $\pm 7,5$ kHz. Ello exige una estabilidad de frecuencia de $\pm 0,5$ kHz (3,8 partes por millón a 130 MHz).

b) *Sistema de 5 portadoras.* Las portadoras deben estar separadas a cero, a ± 4 kHz y a ± 8 kHz. Puede interpretarse que el requisito en cuestión significa una estabilidad de frecuencia del orden de ± 40 Hz (0,3 partes por millón a 130 MHz).

Nota.—Las separaciones de frecuencias de portadora mencionadas, están referidas a la frecuencia de canal asignada.

3.—Sistemas SELCAL

3.1 El propósito de este texto es dar información y orientación sobre el funcionamiento de los sistemas SELCAL. Está relacionado con los métodos recomendados que figuran en 4.8 de la Parte I.

i) *Función.* El objeto del sistema SELCAL es permitir la llamada selectiva de determinadas aeronaves utilizando los canales radiotelefónicos que enlazan la estación terrestre con las aeronaves, empleando para esto las frecuencias en ruta con el menor número posible de modificaciones eléctricas y mecánicas, los transmisores y receptores actuales HF y VHF destinados a las comunicaciones de tierra a aire. No debe afectar al funcionamiento normal de las comunicaciones de tierra a aire excepto en el momento en que se utilice el dispositivo de llamada selectiva.

ii) *Principios de operación.* Las llamadas selectivas se hacen por el cifrador del transmisor de tierra, que envía un grupo de impulsos de tono en clave al receptor y descifrador instalado a bordo de la aeronave. Este receptor y descifrador de a bordo recibe e interpreta, mediante un indicador, la clave correcta y rechaza las demás claves al percibir ruidos parásitos e interferencia. El dispositivo de cifrado de la instalación en tierra (unidad de llamada selectiva en tierra) suministra información cifrada al transmisor de tierra a aire. La unidad de llamada selectiva de a bordo consiste en equipo especial que funciona con los receptores de comunicaciones de a bordo y que permite descifrar las señales de tierra a aire para presentarlas en el indicador de señales. El tipo de indicador de señales puede seleccionarse según las necesidades del usuario y puede consistir en una lámpara, campana, carillón o una combinación de éstos.

ANEXO XV

ADJUNTO "C" AL ANEXO 10 AL CONVENIO SOBRE AVIACION CIVIL
INTERNACIONAL

2.9.—SENSIBILIDADES
DE DESPLAZAMIENTO DEL LOCALIZADOR
Y DE LA TRAYECTORIA DE PLANE0

2.9.1 Si bien se especifican ciertas sensibilidades de alineación y desplazamiento del localizador y de la trayectoria de planeo, en relación con la referencia ILS, no se trata de implicar que en dicha referencia deban hacerse mediciones de estos parámetros.

2.9.2 Los límites del sistema monitor del localizador y los límites de ajuste y mantenimiento que se dan en 3.1.3.5.5 y 3.1.3.9 de la Parte I se indican como cambios de porcentaje de la sensibilidad de desplazamiento. Este es un nuevo concepto (1966) que reemplaza especificaciones referentes a la anchura angular contenidas en ediciones anteriores. Se han introducido porque la respuesta de los sistemas de guía de aeronaves está relacionada directamente con la sensibilidad de desplazamiento. Se observará que la anchura angular es inversamente proporcional a la sensibilidad de desplazamiento.

2.10.—EMPLAZAMIENTO DE
RADIOBALIZAS ILS

2.10.1 Consideraciones de interferencia entre las radiobalizas interna e intermedia, y el intervalo de tiempo mínimo aceptable en las operaciones entre las indicaciones luminosas de la radiobaliza interna e intermedia, limitarán la altura máxima señalada por la radiobaliza intermedia hasta una altura en la trayectoria de planeo del orden de 37 metros (120 pies) sobre el umbral, para radiobalizas emplazadas dentro de las tolerancias actuales del Anexo 10. El estudio de cada emplazamiento determinará la altura máxima que puede señalarse, observando que con un reflector típico de radiobaliza de a bordo un período de separación de unos 3 segundos a una velocidad de aeronave de 140 nudos entre las indicaciones luminosas de la radiobaliza externa a intermedia es el intervalo de tiempo mínimo aceptable en las operaciones.

2.10.2 En el caso de instalaciones ILS que sirven pistas paralelas poco espaciadas, v.g., separadas 500 metros (1 650 pies), se requieren medidas especiales para asegurar el funcionamiento satisfactorio de las radiobalizas. Algunos Estados han considerado práctico emplear una radiobaliza común para ambas instalaciones ILS. Sin embargo, se necesitan disposiciones especiales, v.g., diagramas de radiación modificados, en el caso de radiobalizas intermedias, si ha de evitarse

la interferencia mutua, y especialmente en casos en que los umbrales están desplazados longitudinalmente entre sí.

2.11.—UTILIZACIÓN DEL DME EN SUSTITUCIÓN DE LAS RADIOBALIZAS DEL ILS

2.11.1 Cuando se utilice el DME en sustitución de las radiobalizas del ILS, el DME debería emplazarse en el aeropuerto de manera que la indicación de distancia cero corresponda a un punto próximo a la pista.

2.11.2 A fin de reducir el error de triangulación, el DME debería emplazarse de manera que sea pequeño —es decir, inferior a 20 grados el ángulo entre la trayectoria de aproximación y la dirección hacia el DME en los puntos en que la indicación de distancia se necesite.

2.11.3 La utilización del DME en sustitución de la radiobaliza intermedia supone que la precisión del sistema DME es por lo menos de 0,2 millas marinas, y que el poder de resolución de la indicación de los instrumentos de a bordo permita obtener esta precisión.

2.11.4 Aunque no se exige concretamente que la frecuencia del DME esté apareada con la del localizador cuando dicho elemento se utilice en sustitución de la radiobaliza exterior, el apareamiento de frecuencias es preferible siempre que el DME se utilice asociado con el ILS a fin de simplificar la tarea del piloto y de permitir a las aeronaves equipadas con dos receptores ILS que utilicen ambos receptores en el canal ILS.

2.11.5 Cuando la frecuencia del DME esté apareada con la del localizador, la identificación del respondedor del DME debería obtenerse mediante la señal "asociada", emitida por el localizador cuya frecuencia está apareada.

2.12.—UTILIZACIÓN DE FUENTES
SUPLEMENTARIAS DE GUÍA DE
ORIENTACIÓN JUNTO CON EL ILS

2.12.1 Las aeronaves que comienzan una aproximación ILS pueden ser ayudadas por la información de guía que facilite otras instalaciones de referencia a tierra, tales como el VOR, radar de vigilancia o, cuando estas instalaciones no puedan proporcionarse, por un radiofaro de localización.

2.12.2 Cuando la transición no quede asegurada por las instalaciones

existentes en ruta o en el área terminal, un VOR convenientemente situado garantizará una transición eficiente hacia el ILS. Para este fin, el VOR puede emplazarse en el rumbo del localizador o en un punto situado a cierta distancia del rumbo del localizador, con tal que un radial corte el rumbo del localizador bajo un ángulo que permita una transición suave en caso de autoacoplamiento. Habrá que tener en cuenta la distancia entre el emplazamiento del VOR y el punto de interceptación deseado cuando se determine la precisión de la interceptación y el espacio aéreo disponible para prevenir errores de alineación.

2.12.3 Cuando resulte prácticamente imposible proporcionar un VOR convenientemente emplazado, la transición hacia el ILS puede facilitarse mediante un radiofaro de localización o un radiofaro no direccional (NDB). Para asegurar la transición óptima, esta instalación debería montarse en el rumbo del localizador a una distancia conveniente del umbral.

2.13.—LA UTILIZACIÓN DE INSTALACIONES ILS DE LA CATEGORÍA I, PARA HACER AUTOMÁTICAMENTE APROXIMACIONES Y ATERRIZAJES EN CONDICIONES DE VISIBILIDAD, QUE PERMITAN AL PILOTO CONTROLAR VISUALMENTE LA MANIOBRA

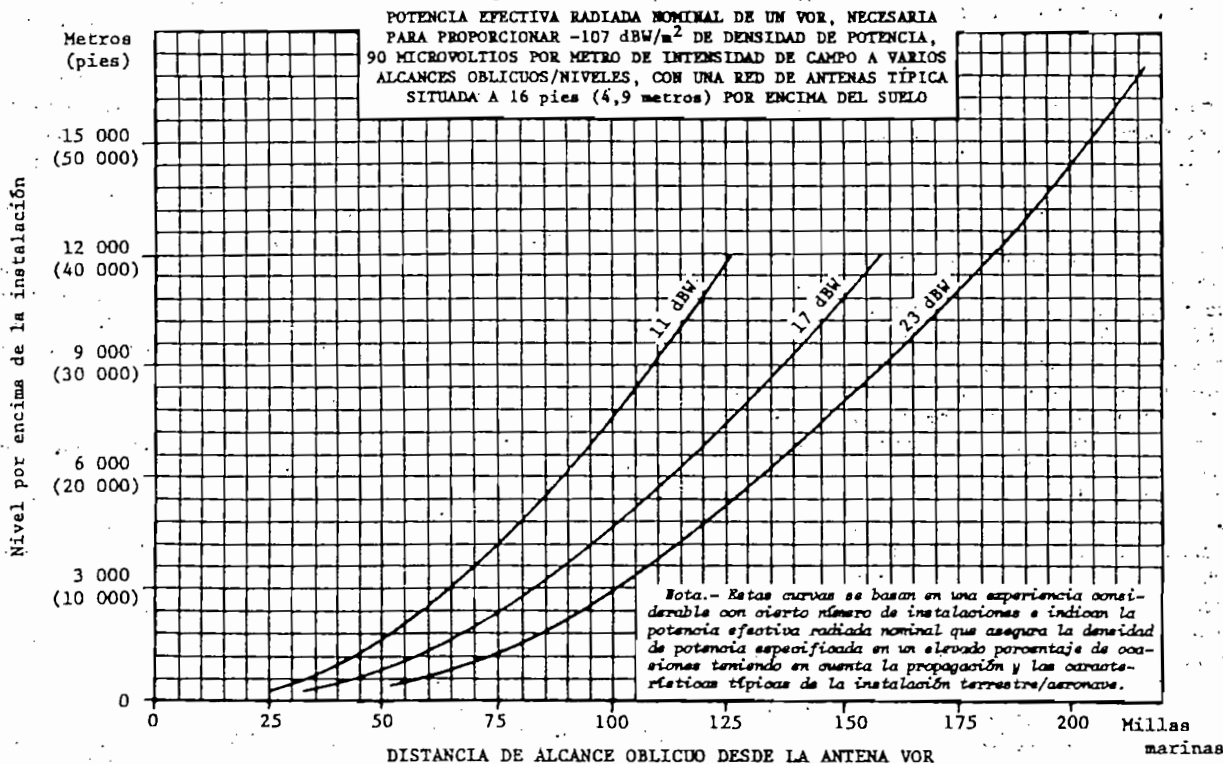
2.13.1 Pueden utilizarse instalaciones ILS de la categoría I, de calidad apropiada, en combinación con sistemas de control de vuelo de a bordo y que no dependan exclusivamente de la información de guía derivada de los sensores ILS, para hacer automáticamente aproximaciones y aterrizajes en condiciones de visibilidad que permitan al piloto controlar visualmente la maniobra.

2.13.2 Para facilitar a las empresas explotadoras de aeronaves la evaluación inicial de la idoneidad de cada instalación ILS para realizar las citadas maniobras, se recomienda a los Estados proveedores que publiquen:

a) cualquier diferencia con respecto al Anexo 10, Volumen I, Parte I, 3.1;

b) el grado de acatamiento de las disposiciones del Anexo 10, Volumen I, Parte I, 3.1.3.4 y 3.1.4.4, en lo relativo al localizador y a la estructura del haz de la trayectoria de planeo; y

c) la altura de la referencia ILS sobre el umbral.



Nota.— Estas curvas dan únicamente la cobertura en función de la potencia. Para orientación relativa a planificación de frecuencias véase 3.4 del Adjunto C a la Parte I.

Fig. C-13

2.13.3 Para evitar interferencias e pudieran impedir la realización de una aproximación y aterrizaje automáticos, es necesario concertar arreglos locales para proceder, en lo posible, las áreas críticas y sensores ILS.

2.13.4 Cuando se coloquen dos instalaciones ILS independientes en extremos opuestos de una pista, un sistema de chequeo debería garantizar que solamente da emitir el localizador que se utiliza a la dirección de aproximación.

—Texto de orientación referente al VOR

3.1.—ORIENTACIÓN RELATIVA A LA POTENCIA EFECTIVA RADIADA (ERP) Y COBERTURA DEL VOR

La intensidad de campo especificada en 3.3.4.2 de la Parte I se en la siguiente consideración:

Insensibilidad del receptor de a bordo — 117 dBW.

Pérdidas de la línea de transmisión, pérdidas por desacuerdo, variación de diagrama polar de la antena con respecto a una antena isotrópica

+ 7 dB

Potencia requerida en la antena — 110 dBW

La potencia requerida de -110 dBW se obtiene, a 118 MHz, con una densidad de potencia de -107 dBW/m^2 . El valor de -107 dBW/m^2 es equivalente a 90 microvoltios por metro, es decir, a $\pm 39 \text{ dB}$ referidos a 1 microvoltio por metro.

Nota.— La densidad de potencia en el caso de una antena isotrópica puede calcularse de la manera siguiente:

$$P_{\text{d}} = P_{\text{a}} \cdot 10 \cdot \log \frac{\lambda^2}{4\pi r^2}$$

donde: P_{d} = densidad de potencia, en dBW/m^2
 P_{a} = potencia en el punto de recepción, en dBW.
 λ = longitud de onda, en metros.

3.1.2 Los valores nominales de la ERP necesaria para obtener una intensidad de campo de 90 microvoltios por metro (-107 dBW/m^2) aparecen en la Fig. C-13. Para coberturas en que el terreno o el emplazamiento originen dificultades, puede ser necesario efectuar aumentos convenientes de la potencia efectiva radiada. Inversamente, la experiencia ha demostrado que en condiciones de emplazamiento favorables, y en condiciones menos pesimistas que con frecuencia se encuentran en la práctica, se obtiene un funcionamiento satisfactorio del sistema con una ERP más baja.

Nota.— Las potencias efectivas radiadas nominales, expresadas en función del nivel y del alcance, se fundan en la consideración de datos teóricos básicos de diversas fuentes (como son el CCIR, NBS, etc.) modificadas empíricamente para que reflejen la experiencia operacional típica.

El uso de la Fig. C-13 se ilustra con los siguientes ejemplos: Si se quiere alcanzar la intensidad de campo necesaria a 185 millas marinas/12 000 metros (40 000 pies), 162 millas marinas/12 000 metros (40 000 pies) y 90 millas

marinas/6 000 metros (20 000 pies), harán falta potencias efectivas radiadas nominales de +23 dBW, +17 dBW y +11 dBW respectivamente.

3.1.4 A fin de facilitar la planificación de frecuencias y de equipo, debieran emplearse, siempre que sea factible, categorías de ERP correspondientes a +23 dBW, +17 dBW y +11 dBW. Estos valores de ERP debieran indicarse durante las actividades de planificación regional.

3.1.5 Un VOR que tenga una ERP de +23 dBW se aproxima al VOR al que anteriormente se otorgaba en el Anexo 10 la categoría A (potencia del transmisor = 200 vatios). Los ejemplos siguientes ilustran las relaciones que podrían existir entre la ERP y las potencias de salida del transmisor:

	Ejemplo I	Ejemplo II
Potencia del transmisor	+23 dBW	+18 dBW
Pérdida en la línea de transmisión terrestre	-2 dB	-1 dB
Ganancia de antena respecto a una antena isotrópica	+2 dB	+6 dB
ERP	+23 dBW	+23 dBW

Del mismo modo, un VOR que tenga una ERP de +17 dBW se aproxima al VOR al que anteriormente se otorgaba en el Anexo 10 la categoría B (potencia del transmisor = 50 vatios). En los ejemplos siguientes se ilustran las relaciones que podrían existir entre la ERP y las potencias de salida del transmisor:

	Ejemplo I	Ejemplo II
Potencia del transmisor	+17 dBW	+10 dBW
Pérdida en la línea de transmisión terrestre	-2 dB	-1 dB
Ganancia de antena respecto a una antena isotrópica	+2 dB	+8 dB
ERP	+17 dBW	+17 dBW

3.1.6 Se reconoce que las anteriores categorías de ERP pueden alcanzar una cobertura superior a la que se necesita para algunos requisitos operacionales.

Podría lograrse una cobertura inferior adecuada, mediante una instalación VOR que tuviese una ERP de aproximadamente +11 dBW, en la siguiente forma:

	Ejemplo I	Ejemplo II
Potencia del transmisor	+11 dBW	+7 dBW
Pérdida en la línea de transmisión terrestre	-2 dB	-1 dB
Ganancia de antena respecto a una antena isotrópica	+2 dB	+5 dB
ERP	+11 dBW	+11 dBW

3.2.—ORIENTACIÓN REFERENTE AL EMPLAZAMIENTO DEL VOR

3.2.1 El emplazamiento debiera estar en la parte más alta del terreno de las cercanías, a fin de obtener la mayor línea visual posible, y debiera estar a nivel o en declive respecto a la estación (con una pendiente descendente no mayor del 4 por ciento) hasta una distancia de por lo menos 300 metros (1 000 pies), y de preferencia 600 metros (2 000 pies), a partir de la estación. Las curvas de nivel del emplazamiento debieran ser circulares respecto al sistema de antena, hasta un radio de por lo menos 300 metros (1 000 pies). El emplazamiento debiera estar lo más alejado posible de líneas y cercas alámbricas. La altura de las líneas y cercas alámbricas no debieran subtender un ángulo vertical superior a 1,5 grados ni extenderse más de 0,5 grados por encima de la horizontal, medidos desde el sistema de antena. Pueden aumentarse estos límites en un 50 por ciento para cercas o líneas alámbricas que esencialmente sean radios respecto al sistema de antena o que subtendan un ángulo horizontal no superior a 10 grados. Pueden tolerarse a más de 150 metros (500 pies) árboles aislados de tamaño moderado, de hasta 9 metros (30 pies) de altura. Ningún grupo de árboles debiera subtender un ángulo vertical superior a 2 grados o estar a menos de 300 metros (1 000 pies) de la estación. Debieran tomarse medidas para suprimir los árboles hasta una distancia de 600 metros (2 000 pies) si fuese necesario. Ninguna construcción debiera subtender un ángulo vertical superior a 1,2 grados o encontrarse a menos de 150 metros (500 pies) de la estación. Pueden subtender ángulos verticales de hasta 2,5 grados las construcciones de madera con partes metálicas

despreciables, en las que haya pocas probabilidades de que en el futuro se añadan más elementos metálicos.

3.2.2 En terreno montañoso será a menudo preferible que el emplazamiento se haga en la cima de una montaña. El emplazamiento debiera elegirse en la parte más alta accesible de una colina o de una montaña, cuya cima debiera explanarse en un radio de por lo menos de 45 metros (150 pies). Debiera instalarse el sistema de antena aproximadamente a media longitud de onda sobre el nivel del terreno, en el centro del área explanada, y el edificio del transmisor debiera estar fuera del área explanada, bastante abajo de la falda de la montaña para que quede por debajo de la línea visual desde el sistema de antena. No debiera quedar dentro de la línea visual desde el sistema de antena ningún terreno, árboles, líneas de transmisión de energía, edificios, etc., a una distancia comprendida entre 45 metros (150 pies) y 360 metros (1 200 pies).

3.3.—DETERMINACIÓN DEL EFECTO DEL "ERROR DE POLARIZACIÓN" EN LA EXACTITUD DEL VOR

3.3.1 Como no es posible especificar todavía el valor máximo admisible de la componente polarizada verticalmente de la radiación del VOR, es necesario llevar a cabo algunas pruebas en vuelo para determinar el efecto que en la exactitud de indicación de marcación tienen los "errores de polarización".

3.3.2 Se dispone de tres métodos para determinar los efectos de los "errores de polarización":

- i) inclinación de ala de 30 grados;
- ii) vuelo, sobre un punto de comprobación en tierra, siguiendo ocho direcciones diferentes;
- iii) vuelo circular con inclinación lateral de 30 grados.

El primero de estos métodos tiene por objeto medir los errores de polarización que se producen cuando una aeronave se balancea mientras vuela por un radio VOR determinado. El segundo método mide el error de polarización en ocho rumbos distintos cuando la aeronave no está inclinada. El tercer método mide los errores de polarización, en todos los rumbos seguidos por las aeronaves, inclinadas éstas 30 grados. Las pruebas en vuelo son las siguientes:

3.3.3 *Inclinación de ala de 30 grados.* Se hace volar la aeronave con

VALORES DE DISTANCIAS DE SEPARACIÓN GEOGRÁFICA PARA LA OPERACIÓN EN CANAL COMÚN (véase 3.4.6)

ALTITUD	Instalaciones VOR de igual potencia efectiva radiada		Instalaciones VOR cuya potencia efectiva radiada difiera en 6 dB		Instalaciones VOR cuya potencia efectiva radiada difiera en 12 dB	
	K (dB)	$\frac{20}{S}$ (NMF)	K (dB)	$\frac{20-K}{S}$ (NMF)	K (dB)	$\frac{20-K}{S}$ (NMF)
	3	4	5	7	9	12
	0	33	6	23	12	53
1 200 m (4 000 pies)	0	47	6	33	12	74
3 000 m (10 000 pies)	0	59	6	41	12	94
4 500 m (15 000 pies)	0	69	6	48	12	110
6 000 m (20 000 pies)	0	80	6	56	12	128
7 500 m (25 000 pies)	0	87	6	61	12	139
9 000 m (30 000 pies)	0	105	6	73	12	168
12 000 m (40 000 pies)	0	118	6	83	12	188
18 000 m (60 000 pies)	0		6		12	

Nota.—S, K y el signo de K se definen en 3.4.5.

un rumbo constante hacia la estación VOR y se inclina lentamente en sentido lateral desde más 30 grados a menos 30 grados. Se registra la corriente del indicador de desviación de rumbo, convirtiéndola a grados de desplazamiento respecto al rumbo.

3.3.4 *Vuelo sobre un punto de comprobación en tierra siguiendo ocho direcciones diferentes.* Se hace volar la aeronave en ocho direcciones distintas sobre un punto señalado de comprobación en tierra, separadas entre sí por ángulos de 45 grados. Se registra la corriente del indicador de desviación de rumbo, y se hace una anotación en la hoja de registro cuando la aeronave pasa sobre el punto de comprobación. La marcación indicada en cada rumbo se compara con la marcación indicada cuando la aeronave se dirige hacia la estación VOR y se halla sobre el punto de comprobación.

3.3.5 *Vuelo circular con inclinación lateral de 30 grados.* Primero se dirige la aeronave hacia la estación VOR pasando sobre un punto de comprobación en tierra. Desde este punto se vuela en círculo con una inclinación constante de 30 grados. Se registra la corriente del indicador de desviación de rumbo durante este recorrido en círculo y se convierte en grados de error respecto a la marcación indicada al iniciarse el procedimiento, cuando la aeronave se halla sobre el punto de comprobación. El cambio de marcación de la aeronave respecto a la estación VOR debe subtractarse del error de desviación del rumbo. La resultante, después de eliminar el error del receptor, se asume que es el error de polarización.

3.3.6 Estas pruebas de polarización pueden realizarse satisfactoriamente a una altitud de 300 metros (1000 pies). Los ensayos en vuelo a que se refieren 3.3.4 y 3.3.5 pueden llevarse a cabo respecto a un punto de comprobación situado a 18 millas marinas aproximadamente del VOR.

de las fórmulas, pueden calcularse criterios respecto a cualquier distancia o altitud

3.4.2 Las cifras enumeradas se han calculado en la hipótesis de que el rechazo eficaz de canal adyacente en el receptor de a bordo sea superior a 60 dB por debajo en el próximo canal asignable.

3.4.3 Los cálculos están basados en la hipótesis de que la protección contra interferencia que se da a la señal deseada contra la señal no deseada es de 20 dB, que corresponde a un error de marcación de menos de 1 grado, debido a la señal no deseada.

3.4.4 Se reconoce que en el caso de operación en canal adyacente hay una pequeña región en la proximidad de una instalación VOR en la cual puede producirse interferencia a una aeronave que utilice otra instalación, VOR. Sin embargo, la extensión de esta región es tan pequeña que la duración de la interferencia sería despreciable, y en todo caso es probable que la aeronave deje de utilizar una instalación para emplear la otra.

3.4.5 Las fórmulas convenidas para calcular las separaciones geográficas son las siguientes:

A.—Separación geográfica mínima (canal común):

$$\text{ya sea } 2 D_1 + \frac{20 - K}{S} \text{ millas marinas}$$

$$\text{en que } D_1 > D_2 + \frac{K}{S}$$

$$\text{o } 2 D_2 + \frac{20 + K}{S} \text{ millas marinas}$$

$$\text{en que } D_1 < D_2 + \frac{K}{S}$$

B.—Separación geográfica (canal adyacente):

caso de emplazamiento común

$$< \frac{40 - K}{S}$$

caso de emplazamiento no común

$$> 2 D_1 - \frac{40 + K}{S} \text{ millas marinas}$$

$$\text{en que } D_1 > D_2 + \frac{K}{S}$$

$$\text{o } > 2 D_2 - \frac{40 - K}{S} \text{ millas marinas}$$

$$\text{en que } D_1 < D_2 + \frac{K}{S}$$

C.—Separación geográfica (canal adyacente) (receptores proyectados para la separación de 100 kHz entre canales en un medio ambiente de 50 kHz de separación entre canales).

Cuando se usen receptores que tengan un rechazo efectivo total de canal adyacente de no más de 26 dB (por ejemplo, cuando se use un receptor de 100 kHz en un ambiente de 50 kHz), la cifra de 40 se sustituirá por 6 en las fórmulas anteriores de canal adyacente. En ese caso, no debería usarse la fórmula de emplazamiento geográfico común ya que la protección dada puede ser marginal.

Esto conduce a la siguiente fórmula:

$$> 2 D_1 - \frac{6 + K}{S} \text{ millas marinas}$$

$$\text{en que } D_1 > D_2 + \frac{K}{S}$$

$$\text{o } > 2 D_2 - \frac{6 - K}{S} \text{ millas marinas}$$

$$\text{en que } D_1 < D_2 + \frac{K}{S}$$

En las fórmulas anteriores:

$D_1 D_2$ = distancias efectivas requeridas de las dos instalaciones (NM)

K = la relación (dB) por la cual la potencia efectiva radiada de la instalación que proporciona cobertura D_1 excede a la de la instalación que proporciona cobertura D_2 .

Nota.—Si la instalación que proporciona cobertura D_1 es la de mayor potencia efectiva radiada " K " tendrá un valor negativo.

S = pendiente de la curva que indica la intensidad de campo en comparación con la distancia para una altitud constante (dB/NM)

3.4.6 Las cifras enumeradas en la tabla anterior (véase la página 116), tiene el fin de proporcionar un medio dentro del cual los receptores de a bordo puedan funcionar correctamente.

3.4.6.1 A fin de proteger los receptores VOR calculados para una separación entre canales de 50 kHz, se escogen separaciones mínimas a fin de proporcionar las siguientes relaciones mínimas de señal, dentro del espacio servido:

a) La señal deseada excede la señal no deseada de canal común en 20 dB o más.

b) Una señal no deseada separada en 50 kHz de la señal deseada, excede esta última hasta en 34 dB.

c) Una señal no deseada separada en 100 kHz de la señal deseada, excede esta última hasta en 46 dB.

d) Una señal no deseada separada en 150 kHz o más de la señal deseada, excede esta última hasta en 50 dB.

3.4.6.2 A fin de proteger los receptores VOR calculados para una separación entre canales de 100 kHz, se escogen separaciones mínimas a fin de proporcionar las siguientes relaciones mínimas de señal, dentro del espacio servido:

a) La señal deseada excede la señal no deseada de canal común en 20 dB o más.

b) Una señal no deseada separada en 50 kHz de la señal deseada, excede esta última hasta en 7 dB.

c) Una señal no deseada separada en 100 kHz de la señal no deseada, excede la señal deseada hasta en 46 dB.

d) Una señal no deseada separada en 150 kHz de la señal deseada excede la señal deseada hasta en 50 dB.

3.4.7 El uso de las cifras dadas en 3.4.6 anterior o de otras cifras apropiadas a otras distancias y altitudes efectivas, equivale a reconocer las hipótesis hechas en esta sustitución de un método aproximado para calcular la separación, y la aplicación de las cifras solamente será correcta dentro de las limitaciones establecidas por esas hipótesis. Éstas admiten que la variación de la intensidad de la señal en función de la distancia (Factor "S"), a las diversas altitudes de recepción, es válida únicamente dentro del horizonte radioeléctrico y de un ángulo máximo de elevación del VOR de unos cinco grados. Si se necesita una determinación más precisa de las distancias de separación en áreas de gran congestión de frecuencias, puede hacerse, respecto a cada instalación, a base de las curvas de propagación apropiadas.

3.4.8 El despliegue de la separación de 50 kHz entre canales requiere la conformidad con 3.3.2 y 3.3.5.7 de la Parte I, y 4.2.4 de la Parte II. En aquellos casos en que, debido a circunstancias especiales, sea esencial durante el período inicial de conversión de la separación de 100 kHz entre canales a una separación de 50 kHz entre canales, tener en cuenta instalaciones VOR cercanas que no se ajustan a 3.3.2.2, y 3.3.5.7 de la Parte I y 4.2.4 de la Parte II, se

requerirá una mayor separación geográfica entre éstas y las nuevas instalaciones que utilizan la separación de 50 kHz entre canales, para garantizar un error de marcación de menos de un grado, debido a la señal no deseada. En la suposición de que los niveles de banda lateral de la armónica de 9 960 Hz de la señal radiada de dichas instalaciones no excedan los niveles siguientes:

9 960 Hz	referencia 0 dB:
2a. armónica	-20 dB
3a. armónica	-30 dB
4a. armónica y siguientes	-40 dB

las fórmulas de separación en 3.4.5 deberían aplicarse como sigue:

a) cuando sólo sea necesario proteger receptores proyectados para la separación de 50 kHz entre canales, el valor 40 debería remplazarse por el de -20 en la fórmula B — caso de emplazamiento no común;

b) cuando sea necesario proteger receptores proyectados para la separación de 100 kHz entre canales, la fórmula A — caso de canal común — debería aplicarse para la gama de altitudes para las cuales se requiere protección.

3.4.9 Cuando las instalaciones DME/N y las instalaciones VOR funcionan combinadas entre sí, según se describe en 3.5.2.3.5 de la Parte I, y tienen un volumen de servicio común, las distancias de separación geográfica del canal común y del canal adyacente requeridas por el DME se satisfacen con las distancias de separación del VOR tal como se calculan en esta sección, a condición de que la distancia entre el VOR y el DME no exceda de 600 metros (2 000 pies). Sin embargo, si se emplean instalaciones DME/W, la separación mínima del primer canal adyacente para las instalaciones DME/W debería ser igual a la separación de canal común especificada para el VOR. La separación mínima del segundo canal adyacente para instalaciones DME/W debería ser igual a la separación del primer canal adyacente especificada para el VOR. También existe la posibilidad de interferencia al poner en servicio canales "Y" del DME, ya que entre dos estaciones terrestres DME separadas a 63 MHz, podría ocurrir interferencia al transmitir y recibir en la misma frecuencia. (Por ejemplo, las transmisiones del canal 17 Y podrían interferir con la recepción en los canales 80 X u 80 Y). A fin de obviar cualquier insensibilización del receptor terrestre debido a esta interferencia, es necesario una distancia mínima de separación terrestre de 10 millas marinas entre instalaciones.

3.5.—CRITERIOS RESPECTO A SEPARACIÓN GEOGRÁFICA DE LAS INSTALACIONES VOR/ILS

3.5.1 Al usar las cifras de 3.5.3.1 y 3.5.3.2, hay que tener en cuenta que se han hecho las hipótesis siguientes:

a) que la característica del receptor del localizador es la indicada en 2.6.2, y que la del receptor VOR es la que aparece en 3.4.2;

b) que la relación de protección para el sistema ILS y el sistema VOR es de 20 dB según se indica en 2.6.3 y 3.4.3, respectivamente;

c) que el punto de protección del ILS se halla a una distancia efectiva de 25 millas marinas, medida a lo largo de la línea de utilización y a una altitud de 1 900 metros (6 250 pies).

Nota.—Con la introducción de redes de antenas de localizador ILS sumamente direccionales, el punto de protección más crítico no se encontrará a lo largo de la prolongación del eje de la pista. Las antenas direccionales producen puntos de protección crítica a distancia máxima, ya sea de $\pm 10^\circ$ o de $\pm 35^\circ$ fuera del eje de la pista. Debería examinarse la protección de esos puntos durante el proceso de asignación de frecuencias.

3.5.2 Aunque las instalaciones VOR e ILS internacionales no aparezcan en la misma frecuencia, puede ocurrir que una instalación VOR internacional comparta provisionalmente la misma frecuencia, y de manera comparable; con una instalación ILS nacional. Por este motivo, se da orientación respecto a la separación geográfica requerida, no solamente para un VOR y una instalación ILS separadas 50 ó 100 kHz, sino también respecto a la utilización de un canal común.

3.5.3 Al observar que las características de utilización de los dos equipos difieren, los criterios relativos a la separación geográfica mínima de VOR/ILS, para evitar interferencia perjudicial se expresan separadamente para cada instalación cuando corresponde:

3.5.3.1 Caso de canal común.

i) La protección del sistema ILS requiere que el VOR que tiene una ERP de 17 dBW (50 vatios) esté por lo menos a 80 millas marinas del punto de protección del ILS.
ii) En el supuesto de un VOR que tenga una ERP de 17 dBW (50 vatios) tenga que protegerse para una distancia efectiva de 25 millas marinas y una altitud de 3 000 metros (10 000 pies), la protección del sistema VOR requiere:

que el ILS se halle por lo menos a 80 millas marinas del VOR.

iii) Si se requiere protección del VOR hasta unas 50 millas marinas y a 6 000 metros (20 000 pies), el ILS debe hallarse a 135 millas marinas del VOR, por lo menos.

3.5.3.2 *Caso de canales adyacentes.* La protección del sistema VOR se obtiene efectivamente sin separación geográfica de las instalaciones. Sin embargo, en el caso de:

a) un receptor de localizador proyectado para un espaciado entre canales de 100 kHz y utilizado en un área en que las asignaciones a las ayudas para la navegación estén espaciadas a 100 kHz, la protección del sistema ILS requiere que un VOR que tenga una ERP de 17 dBW (50 vatios) esté por lo menos a 5 millas marinas del punto de protección ILS;

b) un receptor de localizador proyectado para un espaciado entre canales de 100 kHz y utilizado en un área en que las asignaciones a las ayudas para la navegación estén espaciadas a 50 kHz, la protección del sistema ILS requiere que un VOR que tenga una ERP de 17 dBW (50 vatios) esté por lo menos a 43 millas marinas del punto de protección ILS.

3.5.4 El uso de las cifras dadas en 3.5.3 anterior o de otras cifras apropiadas a otras distancias y altitudes efectivas, equivale a reconocer las hipótesis básicas hechas en esta sustitución de un método aproximado para calcular la separación, y la aplicación de las cifras solamente será correcta dentro de las limitaciones establecidas por esas hipótesis. Si se necesita una determinación más precisa de las distancias de separación en áreas de congestión de frecuencias, puede hacerse, respecto a cada instalación, a base de las curvas de propagación apropiadas.

3.5.5 Es necesario proteger el sistema ILS contra la interferencia del VOR, cuando la instalación VOR está emplazada cerca de la trayectoria de aproximación ILS. En tales circunstancias, para evitar la perturbación de las señales de salida del receptor ILS debidas a posibles efectos de transmodulación, conviene utilizar una separación de frecuencias apropiada entre los canales ILS y VOR. La separación de frecuencias dependerá de la relación entre las densidades de campo del VOR y del ILS, así como de las características de la instalación de a bordo.

3.6.—FUNCIÓN RECEPTORA

3.6.1 *Sensibilidad.* Después de tener debidamente en cuenta la falta de adaptación de alimentación de la aeronave, la pérdida de atenuación y la variación del diagrama polar de la antena, la sensibilidad de la función receptora debiera ser tal que proporcione en un gran porcentaje de ocasiones la precisión de la potencia de salida especificada en 3.5.2 con una señal que tenga una intensidad de campo de 90 microvoltios por metro o de — 107 dBW/m².

3.6.2 *Precisión.* La contribución de error de la instalación de a bordo no excederá ± 3 grados con una probabilidad del 95 por ciento.

Nota 1.—La evaluación de la contribución de error del receptor tendrá que tomar en consideración:

i) las tolerancias de las componentes de modulación de la instalación VOR terrestre, como se define en 3.3.5 de la Parte I;

ii) la variación en el nivel de la señal y en la frecuencia de la portadora de la instalación VOR terrestre;

iii) los efectos de las señales VOR e ILS no deseadas.

Nota 2.—La instalación VOR de a bordo no se considera que incluye ninguno de los elementos especiales que pueden ser prescritos para el proceso de la información VOR en la aeronave, y que a su vez puedan introducir errores [por ejemplo, el indicador radiomagnético (RMI) etc.].

3.6.3 *Funcionamiento de los banderines de alarma.* Idealmente estos banderines debieran advertir al piloto de cualquier defecto inaceptable de funcionamiento que pudiera producirse, ya sea en el equipo terrestre o en el de a bordo. A continuación se detalla hasta qué punto pudiera satisfacerse este ideal.

3.6.3.1 El movimiento del banderín se produce por la suma de dos corrientes que se derivan de los elementos de 30 Hz y 9960 Hz de la señal componente de marcación VOR y, por lo tanto, al eliminarse de la portadora radiada estos elementos, aparecen los banderines. Toda vez que el equipo monitor terrestre VOR suprime las componentes de marcación cuando se presenta alguna condición inaceptable en tierra, habrá una indicación inmediata en la aeronave cuando el sistema no sea utilizable.

3.6.3.2 La corriente que actúa el banderín depende también de las características AGC del equipo de a bordo y de cualquier ganancia subsiguiente al

segundo detector del receptor. De este modo, si con un receptor de a bordo ajustado correctamente el banderín de alarma está justamente fuera de la vista cuando reciba una señal VOR que se ajuste a las características de modulación especificadas en 3.3.5 de la Parte I, el banderín aparecerá nuevamente cuando se produzca una disminución en la característica de ganancia del receptor.

Nota.—Ciertos tipos de receptores utilizan indicaciones de advertencia que no son banderines mecánicos, para cumplir las funciones que aquí se describen.

3.6.4 *Susceptibilidad del receptor VOR a señales VOR y de localizador.*

3.6.4.1 El cálculo del receptor debería permitir su funcionamiento correcto en el medio siguiente:

a) La señal deseada sobrepasa la señal no deseada de canal común en 20 dB o más.

b) Una señal no deseada separada en 50 kHz de la señal deseada, excede a esta última hasta en 34 dB. [Durante el ensayo en banco del receptor, en el caso de este primer canal adyacente, la señal no deseada se varía sobre la gama de frecuencias de la tolerancia combinada de frecuencias de la estación terrestre (± 9 kHz) y del receptor.]

c) Una señal no deseada separada en 100 kHz de la señal deseada, excede esta última hasta en 46 dB.

d) Una señal no deseada separada en 150 kHz o más de la señal deseada, excede esta última hasta en 50 dB.

Nota 1.—Se reconoce que no todos los receptores cumplen actualmente el requisito b); sin embargo, todos los equipos futuros deberían calcularse de modo que satisfagan dicho requisito.

Nota 2.—En algunos Estados, se utiliza una tolerancia menor para la estación terrestre.

3.7.—PRECISIÓN DEL SISTEMA VOR

Nota.—El Anexo 11, Adjunto E, contiene también un texto de orientación sobre la determinación de los valores de performance de los sistemas VOR.

3.7.1 *Finalidad.* El texto de orientación que sigue trata de proporcionar ayuda en la utilización de los sistemas VOR. No pretende representar normas de separación lateral ni márgenes mínimos sobre los obstáculos, aunque, por supuesto, puede proporcionar un punto inicial para su determinación. El establecimiento de normas de separación o de márgenes mínimos sobre los obstáculos necesariamente habrá de tomar en consideración muchos factores no incluidos en este texto.

ANEXO XXVII

RADAR DE ESTADO SOLIDO:

Por último, un sistema radar totalmente de estado sólido

Se obtiene mayor fiabilidad de servicio y menores gastos de mantenimiento más bajos...



Nicholas de Ledinghen
Raytheon-CSF/SDC
(Francia)

Los radares primarios siempre han sido útiles y eficaces en tareas de protección de la seguridad del control del tráfico cuando las aeronaves involucradas difieren en cuanto a performance y equipo. Uno de los objetivos constantes de su desarrollo ha sido lograr un diseño radar totalmente de estado sólido.

Los avances técnicos en esta esfera deben caminar hacia una performance segura independientemente del lugar de empuje y de las condiciones meteorológicas, con garantía de continuidad absoluta del servicio y facilidad de mantenimiento del equipo. Por esta razón la tecnología de estado sólido se ha adaptado tan fácilmente en el pasado a los receptores, a las unidades de preamplificación y al tratamiento.

Por lo tanto, en los transmisores sólo el modulador ha pasado a ser de estado sólido, lo que no impide que en ciertos casos se considere un radar de "estado sólido" cuando la parte transmisora sea en realidad un magnetrón, un klístrón o una válvula de onda progresiva.

Al llegar el momento de pensar seriamente en el transistor como fuente de potencia capaz de sustituir a las válvulas electrónicas tradicionales y, por consiguiente, en un radar que en realidad sea totalmente de estado sólido".

Por esta razón a sus características, los transistores se utilizan para transmitir impulsos cortos. A su recepción es posible obtener impulsos más cortos comprimiendo los

impulsos de modo que se logre al mismo tiempo la alta definición necesaria para la separación de aeronaves.

En los últimos cinco años se han realizado avances importantes en la esfera de los transistores de potencia y técnicas de compresión de impulsos. Habida cuenta de estos adelantos, junto con la experiencia adquirida al aplicar la tecnología de estado sólido a esferas tan diversas como la radiodifusión televisada, las telecomunicaciones comerciales o militares, las ayudas para la navegación (DME, MLS, etc.) o los radares secundarios de vigilancia monoimpulso, estamos actualmente en condiciones de producir un radar ATC verdadera y totalmente de estado sólido.

Flexibilidad asegurada

Un radar de ese tipo permitiría la transmisión en frecuencias múltiples o no, la agilidad en frecuencia o la transmisión por sectores. Asimismo, gracias a la baja potencia utilizada, los niveles de interferencia y las transmisiones espurias se reducirían considerablemente.

Este nuevo radar de estado sólido conviene particularmente al control del área terminal (130-170 km). El radar puede abarcar un área terminal ampliada (220-260 km) duplicando simplemente el canal de transmisión.

Gracias al menor volumen requerido al emplear una tecnología de estado sólido, el radar puede instalarse fácilmente en edificios concebidos para radares más tradicionales. Dicho radar es perfectamente compatible con las antenas de banda-L, lo que nos permite proponer la posibilidad de reequipar con gran facilidad los equipos electrónicos de las estaciones actuales.

Consideraciones sobre la fiabilidad del servicio

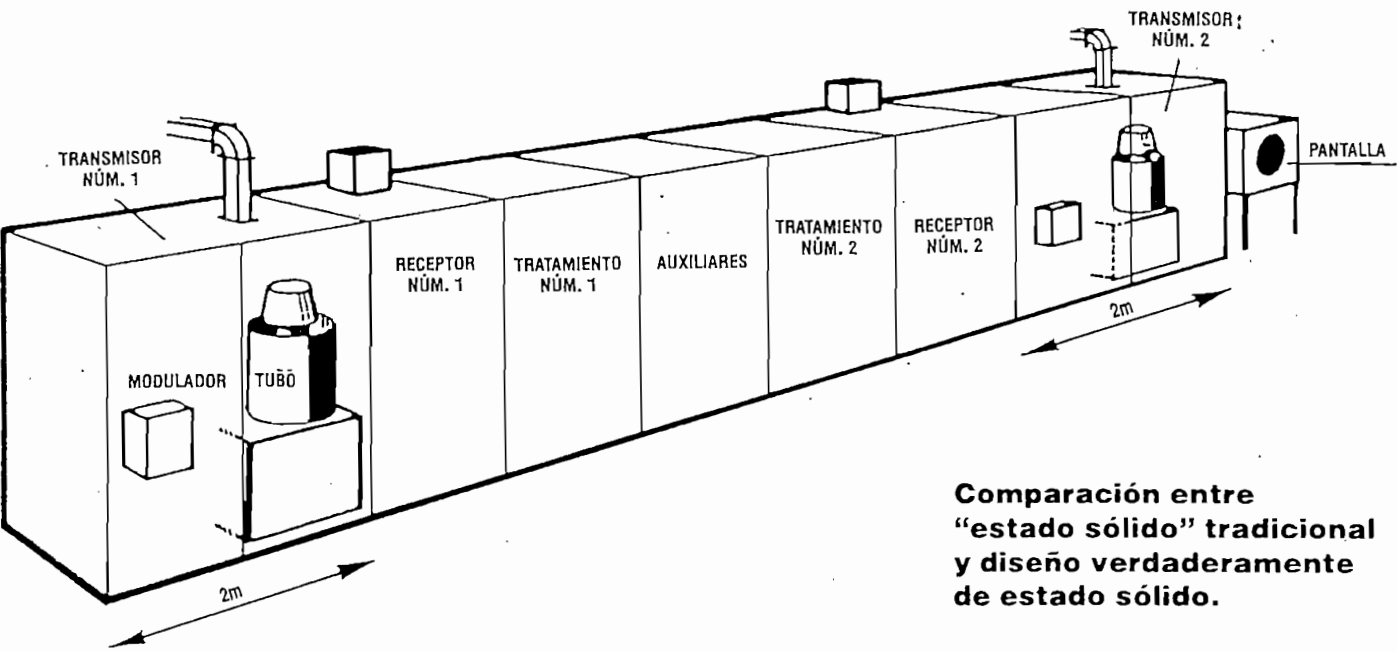
El diseño del sistema es altamente modular. Concretamente, los transistores se montan en módulos intercambiables que seguidamente se ordenan en paralelo en el transmisor. Éste, constituido por 20 módulos, está diseñado de manera que pueda funcionar aun en el caso de varias fa-

Resumen de las características del radar de estado sólido

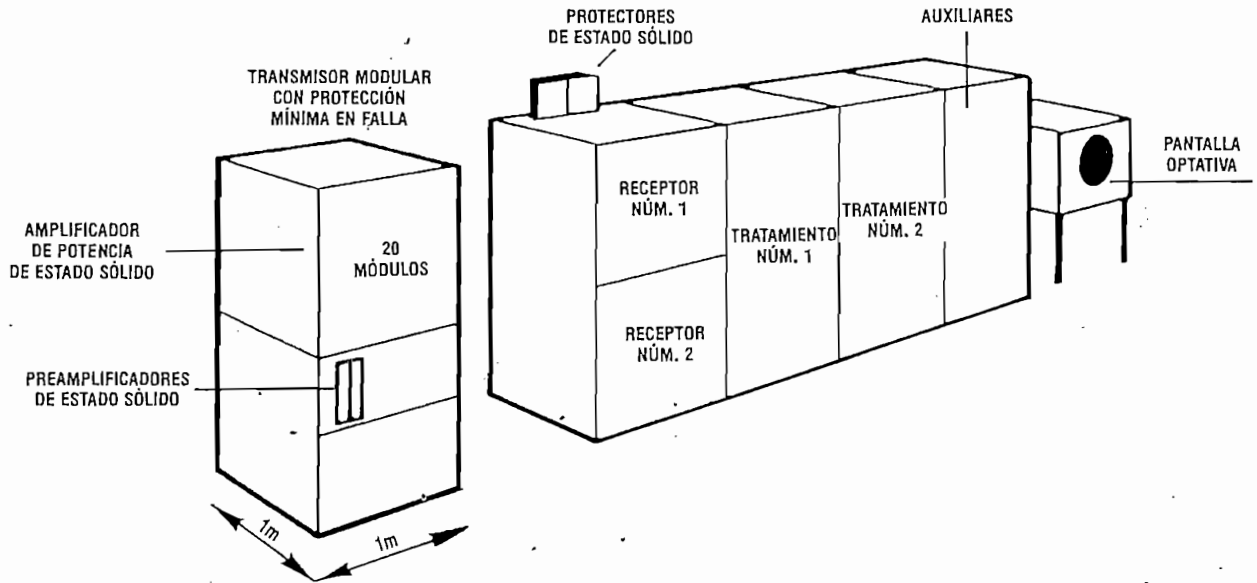
Frecuencia	Banda-L
Potencia máxima	10 kW
Potencia media	1 kW
Duración de los impulsos:	
Impulsos cortos	2 x 1 μ s
Impulsos largos	2 x 60 μ s
Comprimidos a	2 x 1 μ s
Alcance por instrumentos	130-185 km
Antena	Compatible con las antenas actuales de banda-L
Filtración	Doppler — 4 ú 8 filtros
Codificación	11 ó 12 bits
Factor de mejoramiento	60 dB
Prueba incorporada	Tratamiento descentralizado de cada unidad del equipo

Opciones:

- Canal meteorológico independiente
- Transmisor de doble potencia con una duración de los impulsos de 2 x 100 μ s (220-260 km de alcance)



Comparación entre "estado sólido" tradicional y diseño verdaderamente de estado sólido.



ilas. Se pueden reemplazar, asimismo, los elementos defectuosos sin trastornar el funcionamiento normal del radar.

Por último, los módulos están concebidos de manera que la avería del transistor no ocasione la falla de todo el transmisor, sino que tan sólo disminuya levemente la potencia de salida. La falla total de tres módulos produce una pérdida de alcance del 8% solamente. A título comparativo, en el caso de un radar de válvula electrónica de redundancia doble, la falla de una válvula de salida disminuye el alcance en más del 25%. De este modo, las condiciones de operación de los controladores se mejoran notablemente incluso en el caso de una falla de importancia.

El radar también incorpora un filtrado Doppler de nueva generación (detección de blanco móvil o MTD) que permite eliminar perfectamente los ecos espurios fijos o móviles, los ecos parásitos o los fenómenos meteorológicos. Constituye, asimismo, una característica de tramitación importante el modo de hacer visibles los blancos tangenciales gracias a un canal cero, cuyo umbral de detección está subordinado a un mapa de señales espurias actualizado en cada antena exploradora. De este modo, la vigilancia del espacio aéreo en áreas de ecos fijos no se limita a las aeronaves "cooperadoras" dentro del eje del radar.

También se puede dotar al sistema de un

canal aparte que utilice la polarización circular para el tratamiento de los ecos meteorológicos.

El radar detecta los ecos meteorológicos y define sus contornos. Los controladores verán simultáneamente en las pantallas la ubicación exacta de la aeronave y los ecos meteorológicos, junto con una indicación de la intensidad de estos últimos. De este modo, los controladores son capaces de desviar las aeronaves para que puedan evitar las áreas peligrosas.

Mejoramiento de la seguridad y del mantenimiento

Es un hecho bien establecido que los componentes semiconductores son más fiables

las válvulas. Por otra parte, tampoco voltajes elevados porque los transistores se alimentan con voltajes bajos (40 V) y las potencias máximas son suficientemente bajas como para reducir notablemente las causas de falla o fatiga del equipo.

Además, el hecho de que no haya altos voltajes o rayos-X contribuye a una mayor seguridad del personal de mantenimiento.

La ventaja de la tecnología de estado sólido es la considerable economía de mantenimiento.

Cualquier persona puede sustituir fácilmente un elemento defectuoso sin herramientas especiales, pues no se precisan para su manipulación ni para efectuar ajustes, en sustitución a las operaciones de mantenimiento en un radar de válvulas tradicio-

nal. Cada elemento del equipo de la estación realiza un ensayo "inteligente" independiente, o BITIO (equipo de prueba incorporado) diseñado por Thomson-CSF, cuyo objetivo es detectar y localizar las fallas y señalar el elemento que debe sustituirse. La información dimanante de los

ensayos descentralizados que se llevan a cabo con cada uno de los equipos se agrupa y se transmite a través de un sistema de mantenimiento y observación a distancia (RMM).

Esta nueva generación de control, observación y señalamiento a distancia ofrece los medios para poder efectuar verdaderamente el control desde una estación a distancia. En consecuencia, la estación radar no requiere estar dotada de personal.

Ya no es preciso contar con equipos de mantenimiento en las inmediaciones del radar; cuando ocurre una falla el sistema RMM avisa al personal correspondiente, notificando cuál es el equipo averiado y la índole de las medidas que deben adoptarse. En un transmisor de estado sólido las fallas ya no son "críticas", sino que se limitan a una degradación natural de la potencia de salida.

El diseño modular permite sustituir los módulos defectuosos sin trastornar el funcionamiento normal. La capacidad de operación del transmisor sigue siendo casi del 100%. La disponibilidad del radar sólo pueden limitarla, en este momento, los receptores y el subsistema de tratamiento de datos.

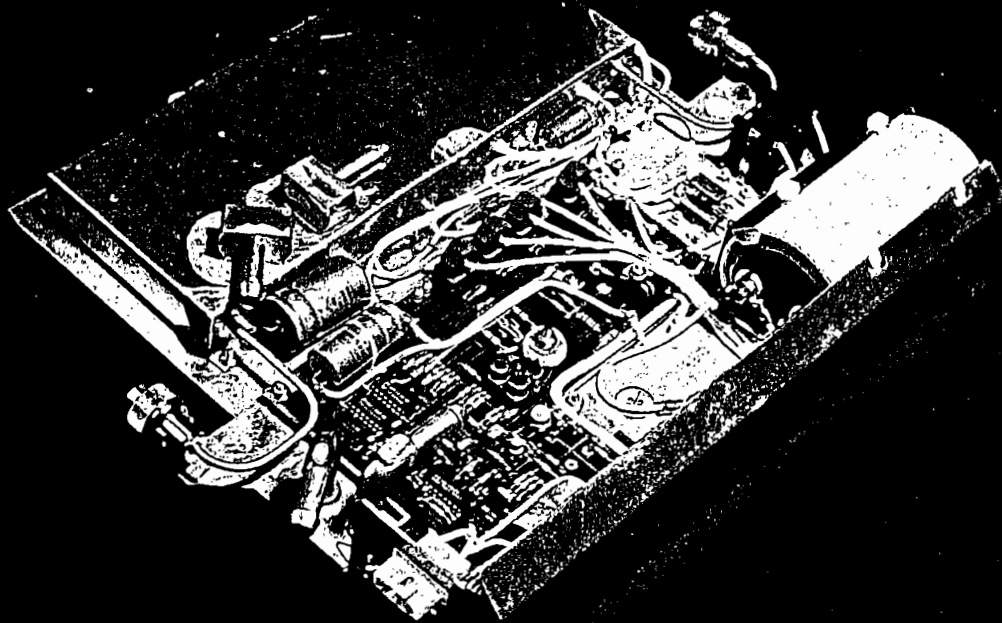
El hecho de que las fallas del transmisor ya no sean críticas significa que no es preciso adoptar medidas correctoras inmediatas. De hecho, los transmisores "con tolerancia de fallas" introducen un nuevo concepto de mantenimiento basado en la planificación anticipada, que se actualiza de conformidad con las indicaciones RMM.

El radar de estado sólido permite adoptar criterios de mantenimiento simplificados y los costes de funcionamiento son, por lo tanto, notablemente inferiores a los de los radares tradicionales, todo ello por un precio de compra que consideramos será altamente competitivo.

Así pues, estimamos que nuestro diseño de radar de estado sólido ofrece gran flexibilidad de utilización y gran fiabilidad, tanto si se trata de instalarlo en una nueva estación como si hay que reemplazar la instalación más antigua sin modificar la antena actual.

En resumen, el radar de estado sólido proporciona una solución rentable y moderna a la cuestión de fabricar un radar de nueva generación para el control del tránsito aéreo. □

Detalle de primer plano de uno de los veinte módulos transmisores de estado sólido utilizados. Esta unidad pesa unos 6 kg.



BIBLIOGRAFIA

1. MERRILL I. SKOLNIK
Introduction to Radar Systems
Mc Graw-Hill, 1984, Singapore.
2. MERRILL I. SKOLNIK
Fifty Years of Radar
Proceedings of the IEEE, vol 73, No 2, 1985, USA.
3. OACI
Telecomunicaciones Aeronáuticas.
OACI, 1972, Canadá.
4. MERRILL I SKOLNICK
Radar Handbook
Mc Graw-Hill, 1984, USA.
5. Idem 3
6. Idem 3
7. Idem 3
8. Idem 3
9. Idem 3
10. Idem 3
11. Idem 3
12. Idem 3
13. Idem 4
14. Idem 3

15. DIRECCION GENERAL DE AVIACION CIVIL.
Manual de Procedimientos Instrumentales.
DAC, 1986, Ecuador.
 16. OACI
Anexo 10 al Convenio de Telecomunicaciones Aeronáuticas.
OACI, 1982, Canadá.
 17. MANUAL DE PROCEDIMIENTOS DE LOS SERVICIOS DE TRANSITO AEREO
DEL ECUADOR
 18. Idem 17
 19. Idem 17
 20. Idem 17
 21. Idem 17
 22. Idem 17
 23. Idem 17
- JASIK, HENRY
Antena Enginnering Handbook
McGraw-Hill, SN, New York.
- PLESSEY
Radar Handbooks
Plessey, 1982, Inglaterra.
- IFATCA
The Controller
IFATCA, 1988, Suiza.
- OACI
Boletin OACI
OACI, 1987, Canada.