

**Universidad Nacional de Ingeniería**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica**



**Sistema Automático de Detección de Video**  
**Señales Eco - Radar**

**T E S I S**

**Para Optar el Título Profesional de**

**INGENIERO ELECTRONICO**

**JOSE MANUEL RAZURI CASTILLO**

**Promoción 1977 - 2**

**Lima - Perú**

**1980**

## E X T R A C T O

Proyecto de Tesis de Grado para optar el Título  
Profesional de Ingeniero Electrónico

TITULO: "Sistema automático de detección  
de video señales-eco radar"

AUTOR José Manuel Rázuri Castillo

FIEE-UNI, LIMA 1986

### 1.- Capítulo I.-

Aunque radar es tan antiguo como la teoría de electro--magnetismo mismo, sin embargo, frecuentemente es difícil - disponer de la información precisa concèrniante a este tema. Por tal motivo, creemos conveniente resaltar algunos - conceptos relacionados a su naturaleza y características - principales. Partiendo de la ecuación básica de radar en el espacio libre, podemos apreciar los factores que influ- yen en la performance del radar. La ecuación básica de ra- dar es útil, no porque es un medio para determinar la máxi ma distancia de cobertura desde el radar al blanco, sino que puede servir como una herramienta para entender la ope ración radar y a la vez como una base para el diseño mismo.

Un factor de mucha importancia, y que se analiza exten- samente, está relacionado a la señal mínima detectable. Es

conocido como Smín ó MDS. Su especificación es algunas veces difícil dado que está relacionado con la naturaleza estadística del ruido y entonces debe hacerse en términos de la probabilidad de falsa alarma, Pfa, y probabilidad de detección, Pd. Se proporciona un juego de curvas, desarrolladas para una determinada función de densidad de probabilidad, desde donde se puede calcular la mínima S/N necesaria en la salida del amplificador de FI de banda angosta, para una Pfa y Pd dadas. Conociendo la figura de ruido del receptor, la distancia y características del blanco, etc., podemos calcular la potencia del transmisor.

## 2.- Capítulo II.-

Se realiza un somero análisis de las causas por las que se hace necesario la presencia de un detector automático de blancos radar. Partiendo del hecho conocido referente a que la performance de un operador humano, quién tradicionalmente hace decisiones de detección de la presencia ó ausencia de un blanco sobre una pantalla de presentación radar, decrece al cabo de poco tiempo y se ve menoscabada por factores tales como fatiga, aburrimiento, etc., un detector automático es mucho más estable y consecuentemente, altamente confiable.

Asimismo, siendo menester muchas veces obviar los enlaces via microondas que transportan el completo ancho de banda de la información de video crudo radar, desde los sensores hacia los centros de control, la tendencia actual es contar con un enlace de datos digitales que necesitan menos ancho de banda puesto que solamente llevan los repor

tes de blanco radar, con la ventaja de ser menos inmune al ruido y un menor costo. Para realizar la transformación de la señal de video crudo y acomodarla en forma digital para su transmisión, se requiere un sistema llamado digitizador; parte de este sistema lo conforma el sistema automático de detección de blancos radar, en el cual se realiza una examinación estadística de las presencias de retorno de blanco utilizando un adecuado criterio de decisión.

### 3.- Capítulo III.-

Presentamos los diferentes criterios comúnmente utilizados en el proceso de detección de señales en presencia de ruido. Se analiza de manera simple las formas de detectores que se usan, haciendo una descripción extensiva del detector de muestra fija y algunas formas simplificadas, que aunque no tan eficientes, sin embargo, son útiles porque son de fácil construcción.

Asimismo, se examina el método de integración binaria - como un medio de mejorar la detección de señales radar en presencia de ruido, siendo la base teórica fundamental para el desarrollo de nuestro sistema detector automático de blancos radar. Se considera al integrador binario como un detector de doble umbral. El primero es el umbral de "cuantificación", que se determina considerando que ruido solo está presente. El segundo es el umbral de "decisión", por el cual de un cierto número de presencias de blanco se decide al blanco como válido. Se presenta un conjunto de gráficos de donde se pueden obtener los umbrales óptimos en el proceso de detección.

#### 4.- Capítulo IV.-

Constituye la parte central de la tesis. Está dedicado completamente al desarrollo de un modelo de sistema de detección automático, basado en la detección por integración binaria, el cual implementado con la tecnología digital moderna, permite una muy alta estabilidad de performance; por tanto, lo hace muy útil para cumplir requisitos exigidos en los sistemas de adquisición de datos.

El proceso de detección está basado en la correlación - de azimut, barrido por barrido, de las observaciones cuantificadas en amplitud y duración (estandarizadas) concernientes a las video señales-eco radar. Puesto que es difícil conocer exactamente las distribuciones de señal y ruido presentes en la salida del segundo detector, sin embargo, es posible asumir un modelo suponiendo que el ruido presente es el del receptor únicamente y del tipo gaussiano, además el blanco es no fluctuante. Así, en correspondencia con un cierto elemento de rango (resolución en rango) el dato de la señal de video cuantificado, utilizando el concepto de ventana movable, de los últimos "n" barridos es almacenado en una línea de retardo recirculante (memoria tipo de desplazamiento dinámico).

De esta manera, examinando las presencias dentro de la ventana, y si éstas sobrepasan un determinado umbral de decisión, un blanco es declarado presente. Teniendo el blanco declarado, un estimado de la posición angular es hecha localizando el centro del grupo de los "n" pulsos, por el método de división de haz.

## 5.- Capítulo V.-

Este capítulo está relacionado con la descripción funcional de los circuitos que realizan la transformación de la información concerniente a la posición angular de la antena radar, proveniente de los sensores en forma serie, llamada pulsos de cambio de azimut (ACP), a forma paralela y luego utilizar esta información para determinar la posición en azimut del centro de plot.

Asimismo, se presenta la generación de los datos de rango, obtenidos a partir de un contador que se incrementa por pasos correspondientes a una fracción de milla náutica desde la llegada de un pulso de trigger. Esta información se muestrea en el momento que un blanco es declarado válido y forma junto con los datos de azimut el reporte completo de blanco. Igualmente, se muestra la forma cómo se generan los pulsos de desplazamiento de información en memoria.

## 6.- Capítulo VI.-

Está dedicado exclusivamente al desarrollo en diagrama circuital del modelo de detector automático de blancos radar. Dado que las técnicas de integración de circuitos integrados, especialmente la MSI, ha permitido la realización de sistemas combinatoriales complejos compuestos por gran número de puertas, la utilización de estos circuitos en el diseño del sistema permite reducir el número de elementos en su realización, disminuir el tiempo de diseño y elevar la inmunidad al ruido.

## I N D I C E

CAP.	PAG.
Introducción . . . . .	13
1. NATURALEZA Y CARACTERISTICAS DE RADAR. . . . .	18
1.1 Definición . . . . .	18
1.2 Principio de operación . . . . .	18
1.3 Elementos de un radar de pulsos. . . . .	19
1.4 Forma simple de la ecuación radar. . . . .	23
1.4.1 Ecuación de transmisión radar. . . . .	23
1.4.2 Ecuación de máximo rango . . . . .	24
1.5 Definición y evaluación de factores de rango . . . . .	27
1.5.1 Potencia de transmisor y ancho de pulso. . . . .	28
1.5.2 Ganancia de antena . . . . .	28
1.5.3 Ancho de haz de antena. . . . .	29
1.5.4 Sección transversal de blanco. . . . .	30
1.5.5 Ancho de banda de ruido. . . . .	31
1.6 Mínima relación señal a ruido detectable . . . . .	32
1.6.1 Mínima señal detectable. . . . .	32
1.6.2 Definición y evaluación de probabilidades. . . . .	34
1.6.3 Relación señal a ruido requerida . . . . .	36

2.	NECESIDAD DEL DETECTOR AUTOMATICO DE BLANCOS	
	RADAR . . . . .	47
	2.1 Introducción. . . . .	47
	2.2 Procesamiento de señal. . . . .	49
	2.2.1 Procesamiento doppler de señal. . . . .	52
	2.2.2 Procesamiento no doppler de señal . . . . .	54
	2.3 Integración de pulsos radar . . . . .	56
	2.4 Fluctuaciones de blanco . . . . .	60
	2.5 Características de detector . . . . .	68
	2.5.1 Detector de envolvente-ley de detec- tor óptimo. . . . .	69
	2.5.2 Detector logarítmico. . . . .	71
	2.5.3 Detector coherente. . . . .	71
	2.6 Performance del operador radar. . . . .	71
	2.7 Objetivo del detector automático de blancos radar . . . . .	73
	2.8 Radares usados en control de tráfico aéreo	74
	2.8.1 Radar primario o ASR. . . . .	74
	2.8.2 Radar secundario o SSR. . . . .	75
	2.8.3 Sistema de adquisición y transfe- rencia de datos . . . . .	77
3.	ASPECTOS GENERALES DE LA TEORIA DE DETECCION AUTOMATICA. . . . .	81
	3.1 Introducción. . . . .	81
	3.2 Definiciones. . . . .	82
	3.2.1 Detector automático . . . . .	82
	3.2.2 Observaciones . . . . .	82
	3.2.3 Elemento de rango . . . . .	83

3.3	3.3	Criterios de detección . . . . .	83
	3.3.1	Criterio de Neymann- Pearson . . . . .	86
	3.3.2	Receptor de filtro adaptado. . . . .	87
3.4	3.4	Tipos generales de detectores automáticos.	90
	3.4.1	Detectores de muestra fija . . . . .	90
	3.4.2	Detectores de distribución-libre . . . . .	91
	3.4.3	Detectores secuenciales. . . . .	91
	3.4.4	Detectores binarios y M-arios. . . . .	92
	3.4.5	Formas óptimas . . . . .	93
3.5	3.5	Detectores de muestra fija . . . . .	94
	3.5.1	Detectores de razón de probabilidad. . . . .	94
	3.5.2	Limitaciones . . . . .	101
	3.5.3	Detectores simplificados . . . . .	103
3.6	3.6	Detección de señales repetitivas en ruido por integración binaria. . . . .	104
	3.6.1	Integrador binario general . . . . .	106
	3.6.2	Umbrales óptimos para integración binaria. . . . .	109
4.	4.	DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA DE DETECCION .	115
	4.1	Introducción . . . . .	115
	4.2	Principios generales de operación. . . . .	118
	4.3	Consideraciones preliminares de parámetros . . . . .	125
	4.3.1	Longitud de ventana. . . . .	125
	4.3.2	Determinación de umbrales óptimos. . . . .	126
	4.4	Descripción del diagrama funcional del circuito de ventana movable. . . . .	128
	4.5	Descripción funcional dela lógica de	

comienzo y fin de plot . . . . .	134
4.6 Diagrama funcional de la lógica de azimuth y discriminación de extensión en azimuth. . . . .	141
4.7 Centro real de plot. . . . .	145
4.8 Descripción de línea de retardo (memoria). . . . .	149
4.9 Performance del sistema detector. . . . .	152
5. DETERMINACION DE DISTANCIA Y AZIMUT . . . . .	155
5.1 Introduucción . . . . .	155
5.2 Regeneración de pulsos de disparo (trigger). . . . .	158
5.3 Generación de pulsos de reloj. . . . .	160
5.4 Descripción de lógica de pulsos de memoria . . . . .	163
5.5 Generación de datos de azimuth. . . . .	172
5.6 Generación de datos de rango . . . . .	178
6. DESARROLLO EN CIRCUITO DIGITAL DEL MODELO. . . . .	186
6.1 Introduucción . . . . .	186
6.2 Consideraciones preliminares . . . . .	187
6.3 Expresiones lógicas. . . . .	190
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES . . . . .	203
ANEXOS	
A1. Frecuencias radar standard . . . . .	207
A2. Tipos de presentación de datos radar . . . . .	208
A3. Funciones de densidad de probabilidad. . . . .	209
A4. La función error . . . . .	212
B1. Características de radares de ATC. . . . .	213
B2. Características de radar SSR . . . . .	214
C1. Principales circuitos integrados MSI . . . . .	215
C2. Algebra de Boole . . . . .	224
BIBLIOGRAFIA . . . . .	226

## I N T R O D U C C I O N

Siempre que hablamos de radar, inmediatamente asociamos el término con un simple sistema que sólo sirve para detectar la presencia de objetos. Sin embargo, no es frecuente que uno esté interesado en conocer solamente que un blanco está presente sin conocer algo acerca de su localización - en el espacio y su naturaleza. Más aún, cuando se aplica esta técnica como una ayuda para realizar las operaciones de tráfico aéreo, su construcción y grado de sofisticación dependen en gran medida de la seguridad y eficacia propias de tales operaciones.

Ahora bien, la función de un operador radar, quién tradicionalmente hace la decisión última viendo una pantalla de presentación radar ordinaria, es reconocer la presencia de blancos y extraer su localización. Si la afluencia y salida de aeronaves es baja, el operador cumple su función - para la que fue entrenado, en forma eficiente y confiable. Pero, si la densidad de tráfico es alta, propia de estos tiempos, puede cometer errores en el discernimiento entre señal de blanco verdadero ó falso. Para corregir esta situación sería conveniente y de mucha ayuda que el operador pudiera valerse además de la mancha de reflexión radar, de un reporte de blanco, presentado al lado de ésta. Entre o-

tras cosas podría indicar rango, azimut, altura, velocidad, identificación, etc. Lo anteriormente expuesto, implica tener que manejar una gran cantidad de datos que sólo con un computador digital podría conseguirse. Además, nos encontramos con el inconveniente de no poder utilizar directamente la señal-eco radar como tal, antes necesariamente debe someterse a un acondicionamiento previo, denominado procesamiento de video señal radar.

Entonces, nuestro propósito es llegar a conformar un sistema que sirva de nexo entre la parte donde se sensa la reflexión radar y el sitio donde se utiliza esta información. Generalmente, los sensores radar están alejados de los centros de control radar por varias millas náuticas o kilómetros, dependiendo del tipo de radar utilizado para el control de tráfico. Así, la función de este sistema será procesar la señal de video crudo radar, para transformarla y acondicionarla adecuadamente. Puesto que la tecnología digital de procesamiento de señal se incrementa explosivamente cada día, ésta es la forma más confiable y económica a utilizar. En concordancia con esto, el sistema también será capaz de conformar la información radar en adecuados formatos para su transmisión en forma digital.

Parte fundamental del sistema, denominado digitizador, es la detección automática de blancos radar. Aquí, las señales retorno de blanco previamente cuantificadas en amplitud y duración (estandarizadas), son sometidas a una examinación estadística para determinar si las observaciones de retorno son debidas a un blanco verdadero o si son produc-

to del ruido, ya sea del receptor, interferencia ó clutter. El proceso de detección consiste en utilizar un criterio - de la teoría de detección estadística de señales en presen - cia de ruido, conocido con el nombre de Neymann-Pearson, - el cual es la prueba de dos hipótesis. Primero, supone que la salida del receptor radar es debida a ruido solo, con - esto se fija la probabilidad de falsa alarma, Pfa. Segundo, supone que la entrada al detector automático es señal más ruido, procurando maximizar la probabilidad de detección, Pd, para la Pfa dada.

El método empleado en la detección automática es por in - tegración binaria. Para esto se toman las muestras de un - sólo bit. Así, en correspondencia con un cierto elemento de rango, las presencias de los últimos "n" barridos que logren pasar el umbral de cuantificación, son habilitados para ser almacenados en una línea de retardo (memoria) ne- cesaria para el proceso de integración. Si el número de presencias dentro de "ventana", concepto usado para desig- nar la longitud azimutal que ocupan los barridos a ser in- tegrados, es mayor que un cierto umbral de decisión, enton ces el blanco es declarado detectado y válido. Teniendo es ta indicación, las coordenadas del blanco son almacenadas para posterior formado de los reportes y transmisión.

Para desarrollar nuestra tesis, primeramente, presenta- mos un análisis de la naturaleza y características princi- pales del radar, haciendo resaltar los factores que afec- tan la performance del mismo. De particular importancia es la mínima señal detectable, MDS, puesto que sirve de ayuda

para entender el proceso de detectar señales radar en presencia de un ruido subyacente. Seguidamente, pormenorizamos conceptualmente la necesidad de un detector automático de blancos radar, incidiendo de manera especial en el proceso de integración de señales radar como método para mejorar la relación señal a ruido, S/N.

Como tercer paso tenemos una descripción sistemática de los principales criterios de decisión para la detección de señales en presencia de ruido. La parte central de nuestro trabajo está basado en la descripción del principio de operación en diagrama de bloques funcional, para luego hacer el desarrollo circuital del modelo. El uso extensivo de dispositivos de circuito integrado digital redundará en el logro de máxima confiabilidad a un bajo costo, puesto que son de aplicación general y de muy fácil obtención. Lo mismo se podría decir de la precisión que se consigue usando la técnica digital, haciendo la operación del sistema altamente estable, requisito básico exigido en las condiciones operativas de control de tráfico aéreo.

Como resultado de continuas evaluaciones realizadas por la Organización de Aviación Civil Internacional sobre el rol que juega el radar en los actuales centros CTA, que cada día tienden hacia su automatización total, su operación satisfactoria requerirá de una información radar de muy probada integridad en términos de estar libre de señales espurias y continuidad de detección, lo cual ha acelerado la demanda de sistemas de adquisición de datos radar, puesto que la conversión de la señal radar se realiza en la

fuente misma que es menos vulnerable a contaminación. Por tal motivo, creemos que la presentación de nuestro sistema de detección automática de blancos radar, como parte fundamental de tal sistema contribuirá a seguir desarrollando - nuevas técnicas, necesarias para poder alcanzar una independencia tecnológica que tanto hace falta.

Asimismo, debemos resaltar la importancia que tiene el sistema de detección, pues ayuda a sobrepasar los límites impuestos por el operador humano en la detección de blancos y porque permite formar el reporte de los mismos para su transmisión en adecuados formatos sin tener que enviar todo el video crudo, por medios de banda ancha.

Estamos sumamente complacidos en reconocer nuestro agradecimiento al Ing. Jorge Menacho Ramos, quién gentilmente aceptó asesorarnos en la realización del presente trabajo y por su colaboración y valioso aporte al revisar el manuscrito.

## C A P I T U L O I

### NATURALEZA Y CARACTERISTICAS DE RADAR

#### 1.1.- Definición.

Radar, etimológicamente, es una contracción gramatical que proviene de las palabras inglesas RADIO Detection And Ranging. Entonces, podemos definir el radar como una aplicación de los principios de radio operado por radiación de energía electromagnética, por medio de los cuales se puede detectar la presencia de blancos (targets) y determinar su posición (distancia o rango y azimut).

Aunque un radar moderno usualmente puede extraer más información de la señal-eco que, simplemente rango y azimut, es la medida del rango una de las más importantes funciones del radar. Y, parece ser que no existe otra técnica competitiva que pueda medir distancia tan bien o tan rápidamente como lo hace el radar.

#### 1.2.- Principio de operación.

El principio básico de detección radar es casi tan antiguo como el tema del electromagnetismo mismo. Ya en 1886, Hertz, experimentalmente probó las teorías de Maxwell y demostró que las ondas de radio podían ser reflejadas por cuerpos metálicos al igual que las ondas de luz.

Así, el radar al emitir una radiación electromagnética,

una porción de la señal transmitida es interceptada por un objeto reflectante y reirradiada en todas direcciones. Esta energía reirradiada en dirección contraria es de primordial interés para el radar. La antena radar recoge la energía retornada y la entrega al receptor, donde es procesada para detectar la presencia del blanco y extraer su localización. La distancia, o rango, al blanco es determinada midiendo el tiempo  $T_r$  que toma la señal-radar en viajar hasta el blanco y retornar. Puesto que la energía electromagnética se propaga a la velocidad de la luz  $c = 3 \times 10^8$  m/seg, el rango se determina por:

$$R_{(MN)} = 0.081 T_r (\mu s) \quad (1.1)$$

En terminología radar, a la energía reflejada se le conoce como señal-eco radar. El objeto reflectante, debido principalmente a la influencia militar de radar en sus inicios, es llamado blanco. Aunque radar es relativamente simple en concepto, su implementación práctica no lo es. Y, las técnicas empleadas, difieren marcadamente sobre un amplio rango de frecuencias, que van desde unos pocos megahertz al rango ultravioleta (referirse al anexo A1); pero, el principio básico de operación permanece inalterable.

### 1.3.- Elementos de un radar de pulsos.

Los elementos básicos de un radar de pulsos pueden ser descritos con la ayuda del diagrama de bloques mostrado en la fig.(1.1). El transmisor puede ser un oscilador de alta potencia tal como un magnetrón, que es "pulsado" (prendido y apagado) por el modulador para generar así un tren de

pulsos repetitivos. Un típico radar para detección de aernaves en rangos de 100 á 200 MN (millas náuticas) puede emplear potencias pico del orden de 1MW, potencia promedio de varios kilowatts, ancho de pulso de varios microsegundos y frecuencia de repetición de pulsos (PRF) de varios cientos de pulsos por segundo.

La forma de onda generada por el transmisor viaja por la línea de transmisión a la antena, donde es radiada al espacio. Una simple antena es generalmente usada para transmisión y recepción. Entonces, se requiere un dispositivo llamado duplexor para proteger el receptor de daños debido a la señal de alta potencia transmitida. El duplexor puede consistir de dos dispositivos de descarga de gas, uno llamado TR (transmisor-receptor), que protege al receptor durante la transmisión y otro, ATR (anti TR) que dirige la señal eco al receptor.

El receptor es usualmente del tipo superheterodino. La primera etapa puede ser un amplificador parámétrico ó un transistor de bajo ruido. El diseño de receptor es considerado un problema de extracción de señales deseadas de todo aquello que se pudiera considerar como ruido. Sabemos que el ruido puede entrar al receptor via los terminales de antena junto con las señales útiles, ó puede generarse dentro del receptor (ruido térmico).

El mezclador y el oscilador local (OL) convierten la energía RF a una frecuencia intermedia (FI). Un amplificador FI típico puede tener una frecuencia central de 30 Mhz y un ancho de banda del orden de 1 Mhz. Es diseñado para

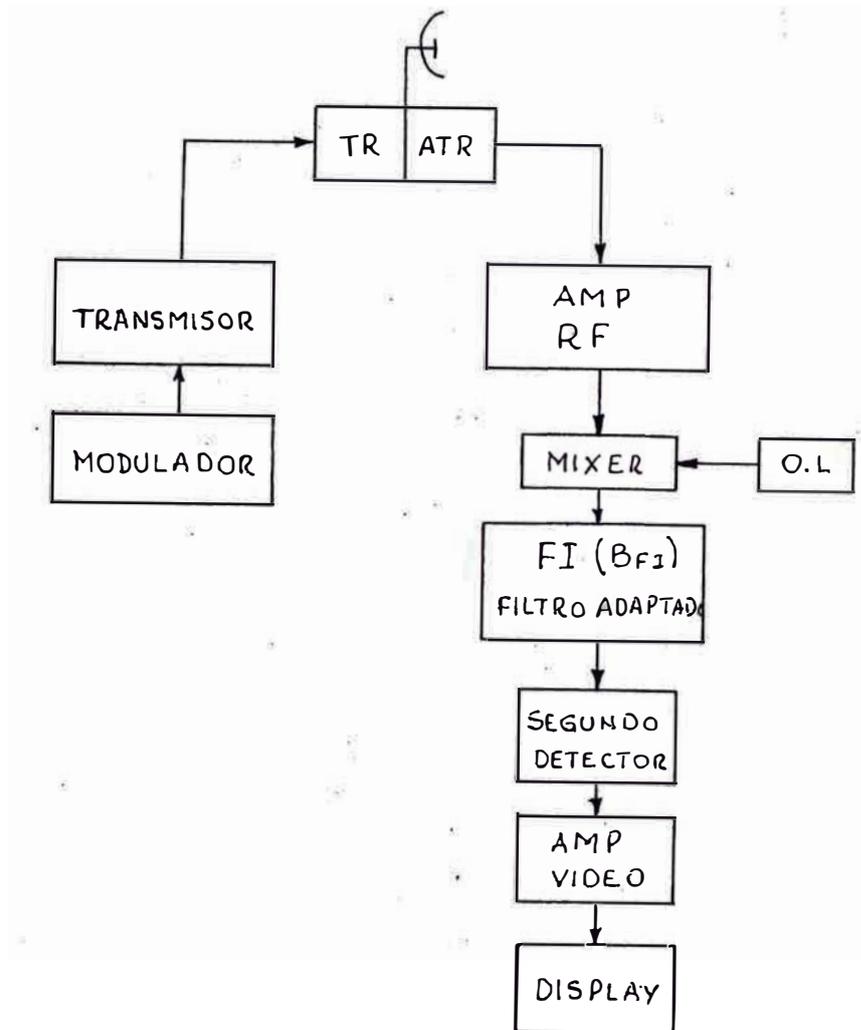


FIG. 1.1 DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL SISTEMA RADAR

aproximarse al filtro adaptado; y por ende, su función de respuesta de frecuencia  $H(f)$  debe maximizar la relación señal a pico a potencia media de ruido. Esto ocurre cuando la magnitud de la función de respuesta de frecuencia  $|H(f)|$  es igual a la magnitud del espectro de señal eco  $|S(f)|$ , y el espectro de fase del filtro es el negativo del espectro de fase de la señal eco. Ver ec.(3.3). En un radar con el pulso de forma rectangular, la característica pasa banda del filtro convencional se aproxima al filtro adaptado, cuando el producto ancho de banda y ancho de pulso se aproxima a la unidad, esto es,  $B\tau \approx 1$ .

Después de maximizar la relación señal a ruido en amplificador de FI, la modulación de pulso es extraída por el segundo detector y amplificada por el amplificador de video a un nivel donde sea propiamente presentado en un display. Este puede ser cualquiera de los tipos presentados en el anexo A2. En lugar de ser presentado el video crudo directamente sobre una pantalla, puede ser primero procesado por un detector automático, el cual cuantifica la completa cobertura del radar en celdas de resolución rango-azimut, suma (o integra) todos los pulsos eco recibidos dentro de cada celda, establece un umbral (sobre la base de los pulsos integrados) permitiendo pasar aquellos pulsos que sobrepasen el umbral y rechazando el ruido. Esta información puede ser utilizada para futuro procesamiento.

Una forma común de antena radar es un reflector con forma parabólica, iluminado desde una fuente en su foco. El reflector enfoca la energía en un haz estrecho.

#### 1.4.- Forma simple de la ecuación radar.-

Quizá la única descripción simple más útil de los factores que influyen en la performance del radar es la ecuación radar, la cual nos da el rango ó alcance del radar en términos de las características del transmisor, receptor, antena, blanco y medio ambiente operativo.

Es útil, no porque es un medio para determinar la máxima distancia desde el radar hasta el blanco, sino que puede servir como una herramienta para entender la operación radar y a la vez como una base para el diseño mismo.

##### 1.4.1.- Ecuación de transmisión radar.-

Si la potencia del transmisor radar es denotada por  $P_t$ , y si se usa una antena con una ganancia  $G$ , la densidad de potencia a una distancia  $R$  desde el radar es igual a la potencia del transmisor dividida por el área de superficie  $4\pi R^2$  de una esfera imaginaria de radio  $R$ .

El blanco intercepta una porción de la potencia incidente y la reirradia en varias direcciones. La medida de la cantidad de potencia interceptada por el blanco y reirradiada en dirección del radar es denotada como la sección transversal  $\sigma$ . Tiene unidades de área. Es una característica particular del blanco y es una medida de su tamaño como visto por el radar. La antena radar captura una porción de la potencia eco. Si el área efectiva de la antena receptora es denotada por  $A_e$ , la potencia  $P_r$  recibida por el radar es:

$$P_r = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \times \frac{\sigma}{4\pi R^2} \times A_e \quad (1.2)$$

### 1.4.2.-Ecuación de máximo rango.-

El máximo alcance radar  $R_{\text{máx}}$  es la distancia mas allá de la cual el blanco no puede ser detectado. Esto ocurre justamente cuando la potencia de la señal-eco  $P_r$  recibida es la mínima señal detectable,  $S_{\text{mín}}$ . Por tanto:

$$R_{\text{máx}} = \left[ \frac{P_t A_e \sigma G}{(4\pi)^2 S_{\text{mín}}} \right]^{1/4} \quad (1.3)$$

Esta es la forma fundamental de la ecuación radar. Se notará que los parámetros importantes de antena son la ganancia de transmisión  $G$  y el área efectiva de recepción. La teoría de antenas da la relación entre estos dos parámetros, como  $G = 4\pi A_e / \lambda^2$ . Puesto que los radares usan la misma antena para transmisión y recepción, esta relación puede sustituirse en la ecuación anterior y obtenerse otras dos formas más de la ecuación radar.

$$R_{\text{máx}} = \left[ \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\text{mín}}} \right]^{1/4} \quad (1.4a)$$

$$R_{\text{máx}} = \left[ \frac{P_t A_e^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 S_{\text{mín}}} \right]^{1/4} \quad (1.4b)$$

Las tres versiones de la forma simple de la ecuación radar son útiles porque sirven para hacer cálculos a groso modo de la performance del radar, pero ellas son simplificadas y no proporcionan valores reales. Así, la especificación del rango ó alcance debe ser hecha en términos estadísticos. Primero porque los problemas para evaluar algunos de los factores en la ecuación radar aún no están resueltos para todas las circunstancias. Algunos de estos

problemas pertenecen a la propagación un tanto caprichosa de la onda electromagnética en la atmósfera terrestre, otros están relacionados a la naturaleza estadística ó probabilística del proceso de detección de la señal radar, derivado de la naturaleza del ruido de varias fuentes que compiten con las señales.

La mínima señal detectable,  $S_{mín}$ , que aparece en la ecuación radar, es una cantidad estadística y debe ser descrita en términos de la probabilidad de detección y probabilidad de falsa alarma. Otro factor que no está bajo control del diseñador es la sección transversal radar.

La naturaleza estadística de los parámetros no permite que el máximo rango radar sea descrito como un único número. Su especificación debe incluir un cálculo de probabilidad que el radar detectará un cierto blanco en un rango particular.

Si todos los factores que afectan el rango radar fueran conocidos, sería posible en principio, hacer una predicción exacta de la performance del radar. Pero la calidad de la predicción es una función de la cantidad de esfuerzo empleado en determinar los efectos cuantitativos de los varios parámetros.

Desafortunadamente, el esfuerzo requerido para especificar completamente los efectos de todos los parámetros, para un grado de exactitud, no es justificado económicamente. Entonces, se necesita un compromiso entre lo que uno desearía tener y lo que realmente se puede conseguir con razonable esfuerzo.

Para hacer que la ecuación radar considere los factores que determinan valores más reales del rango, debemos reorganizar la ec.(1.4a). Definiremos primero, la mínima señal detectable en términos que se pueden evaluar más fácilmente, ésta puede ser expresada como  $(S/N)_{\min}$ , requerida para confiable detección, veces el ruido del receptor. El ruido de receptor es expresado relativo al ruido térmico que es producido por un receptor ideal.

El ruido térmico es proporcional a la temperatura de las porciones ohmicas del circuito y al ancho de banda del receptor. Así, el ruido de receptor es igual al ruido térmico,  $kT_s B_n$ , donde  $k$  es la constante de Boltzmann,  $T_s$  es la temperatura del sistema y  $B_n$  es el ancho de banda de ruido, multiplicado por el factor  $F_n$ , figura de ruido del receptor. La figura de ruido es una medida de la ruidosidad del sistema. La mínima señal detectable puede escribirse como:

$$S_{\min} = kT_s B_n \left( \frac{S}{N} \right)_{\min} \quad (1.5)$$

donde  $T_0 F_n = T_s$ . Siendo  $T_0 = 290^\circ K$  (aproximadamente la temperatura ambiente).

Otra ligera modificación conveniente es definir  $P_t$  en la ec.(1.4a) como la potencia de salida del transmisor, en lugar de la potencia en los terminales de antena como lo establece esta ecuación. Así, con este cambio de definición estaremos introduciendo un factor de pérdidas  $L_t$ . Es conveniente también introducir factores de pérdida adicional que compensen ciertas cantidades que no toma en cuenta la ec.(1.3). Estos factores son multiplicativos; esto es, si

hay tres factores de pérdida tales como  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  ellos pueden representarse por un sólo factor  $L$  general. Este  $L$  generalizado es puesto en el denominador de la ec.(1.4a), con lo cual queda finalmente, remplazando la ec.(1.5):

$$R_{\text{máx}} = \left[ \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 K T_s B_n (S/N)_{\text{min}} L} \right] \quad (1.6)$$

Si la duración del pulso radar es ( $\tau$ ), se puede demostrar por la condición de filtro adaptado, que la potencia de señal detectable tendrá su mínimo valor cuando el ancho de banda de ruido  $B_n$  de receptor tiene un valor particular  $B_n(\text{ópt})$ , del orden del recíproco del ancho del pulso. En general:

$$B_n(\text{opt}) = \frac{\alpha}{\tau} \quad (1.7)$$

La  $S/N$  necesaria para proveer adecuada detección es uno de los importantes parámetros que deben determinarse a fin de calcular la mínima señal detectable. Aunque la decisión de detección es usualmente basada en la medida del video de salida es más fácil considerar la maximización de la  $S/N$  en la salida del amplificador FI mejor que en la porción de video. La ventaja de considerar la  $S/N$  a la salida de FI es porque se puede asumir linealidad hasta este punto y entonces maximizar la  $S/N$  a la salida de FI es equivalente a maximizar la salida de video.

#### 1.5.- Definición y evaluación de factores de rango.-

Por cierto que hay algún elemento de arbitrariedad en la definición de muchos de los factores de la ecuación de rango radar. Para algunos de ellos, más de una definición

es comúnmente usada. Sin embargo, daremos un conjunto de definiciones que son mutuamente compatibles. En siguientes apartados especificaremos ciertos factores que presentan algunos problemas para su evaluación.

#### 1.5.1.- Potencia de transmisor y ancho de pulso.-

La potencia  $P_t$  que aparece en la ecuación radar es conocida como potencia pico. Sin embargo, es la potencia efectiva de pulso, la cual es la potencia promedio durante el pulso. Más precisamente:

$$P_t = \frac{1}{T_r} \int_{-T_r/2}^{T_r/2} w(t) dt \quad (1.8)$$

donde  $w(t)$  es la potencia instantánea. La definición de  $w(t)$  excluye todos los transitorios que no son útiles para el proceso de detección.  $T_r$  es el período de repetición de pulsos ( $1/PRF$ ). No debe confundirse con la potencia pico instantánea de una onda senoidal.

El ancho de pulsos ( $\tau$ ) es la duración en tiempo entre los puntos de media potencia de la envolvente de pulso de radiofrecuencia. Si la forma de onda transmitida no es el pulso rectangular, es conveniente expresar la ecuación radar en términos de la energía  $E_t = P_t \tau$ .

La potencia promedio  $P_{AV}$  es también de interés en radar y es definida como la potencia promedio del transmisor sobre el período de repetición de pulsos.

$$P_{AV} = \frac{P_t \tau}{T_r} \quad (1.9)$$

#### 1.5.2.- Ganancia de antena.-

La ganancia de una antena se define como la habilidad -

de la antena para cocentrar energía en una dirección particular, ó ser más sensitiva a la energía incidente desde una dirección específica. Hay dos definiciones de ganancia de antena diferentes, pero, relacionadas. Una, la ganancia directiva ó directividad ( $G_d$ ) y otra la ganancia de potencia, usualmente denominada simplemente ganancia ( $G$ ) y es como se usa en la ecuación radar.

La ganancia directiva ó directividad está relacionada con el patrón de radiación de la antena. La ganancia de potencia incluye las pérdidas disipativas de antena. La ganancia directiva, la cual es siempre mayor que la ganancia de potencia es de importancia para las consideraciones de resolución y exactitud en la medida de azimut y está estrechamente relacionado con el ancho de haz de antena. La diferencia entre las dos ganancias de antena es usualmente pequeña. Están relacionadas por el factor de eficiencia de radiación de la siguiente manera:

$$G = \eta_a G_d \quad (1.10)$$

La eficiencia de radiación es la relación de la potencia total radiada por la antena a la potencia neta aceptada por la antena en sus terminales. La diferencia entre estas dos potencias es la potencia disipada dentro de la antena. De modo que el recíproco de la eficiencia es el factor de pérdida de la antena  $L_a$ , la cual interviene en el cálculo de la temperatura de ruido de la antena.

### 1.5.3.- Ancho de haz de antena.-

Esta propiedad de antena no aparece explícitamente en

la ecuación radar, pero, afecta el cálculo del rango a través de su efecto sobre el número de pulsos integrados (n) cuando la antena al girar hace chocar las emisiones sobre el blanco.

La relación entre el ancho de haz y la ganancia de antena depende principalmente de la distribución de corrientes a través de la apertura. Una definición convencional de ancho de haz es el ancho angular del haz entre los puntos de media potencia del patrón de radiación.

#### 1.5.4.- Sección transversal de blanco.-

Las ondas electromagnéticas al chocar contra un objeto reflectante sufren un proceso de difracción y dispersión. En el sistema radar se presenta un problema similar; el estudio del comportamiento de la energía al encontrarse con el blanco. Puesto que es de interés la señal eco de retorno, debemos tener una medida de la energía dispersada.

La sección transversal radar ( $\sigma$ ) de un blanco es el área (ficticia) que intercepta aquella cantidad de potencia la cual, cuando es dispersada igualmente en todas direcciones, produce un eco en el radar igual a aquel como si fuera desde el blanco.

Los blancos pueden ser clasificados como blancos puntuales y distribuidos. Así, los blancos tales como aeronaves y barcos pueden ser considerados como formados por un gran número de blancos puntuales independientes. Debido a la gran variación de la sección transversal en función de su ángulo de aspecto visto por el radar y de la polarización de la onda electromagnética radar, la predicción del rango

radar se establece para una particular sección transversal estándar.

Puesto que la sección transversal es función del ángulo de aspecto, blancos en movimiento producen una sección transversal que fluctúa en forma aleatoria con el tiempo. Esta fluctuación debe ser tomada en cuenta en el cálculo de la probabilidad de detección. Hablaremos más sobre esto en el siguiente capítulo.

#### 1.5.5.- Ancho de banda de ruido.-

Para receptores radar tipo superheterodino el ancho de banda de receptor es aproximadamente aquel de las etapas de FI. Debe tenerse en cuenta que el ancho de banda  $B_n$  de la ec.(1.5) no es el ancho de banda 3 dB, en su lugar es de la forma integrada y dado por:

$$B_n = \frac{1}{|H(f_0)|^2} \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (1.11)$$

donde  $H(f)$  = característica de respuesta de frecuencia del amplificador FI y  $f_0$  = frecuencia de máxima respuesta (usualmente ocurre en la banda media). El ancho de banda  $B_n$  se define como el ancho de banda equivalente de un filtro rectangular equivalente cuya potencia de ruido de salida es la misma que la del filtro con característica  $H(f)$ .

El ancho de banda 3-dB es definido como la separación en hertz entre los puntos sobre la característica de respuesta de frecuencia a 0.707 (3 dB) de su máximo valor. El ancho de banda 3 dB es ampliamente usado, puesto que es más fácil de medir. La medida de ancho de banda de ruido, sin embargo, envuelve un completo conocimiento de la caracte-

rística de respuesta  $H(f)$ . La característica de respuesta de frecuencia de muchos receptores radar prácticos es tal que ancho de banda de ruido y 3-dB no difieren apreciablemente. Por tanto, el ancho de banda de 3-dB puede ser usado en muchos casos como una aproximación al ancho de banda de ruido.

#### 1.6.- Mínima relación señal a ruido detectable.-

En el apartado anterior fueron definidos algunos factores de la ecuación radar. Sin embargo, se dejaron de lado varios importantes factores, que por su naturaleza necesitan un tratamiento especial y que a continuación describiremos y la forma de evaluarlos.

##### 1.6.1.-Mínima señal detectable.-

Se ha señalado que la función de un receptor radar es separar las señales-eco deseadas, de todo aquello que se pudiera considerar como no útil (indeseable). Parte de esto no útil es el ruido presente. Entonces, la habilidad de receptor para detectar señales-eco débiles, está limitada por la energía de ruido, que ocupa el mismo espectro de frecuencia como la energía de señal.

La señal más débil que el receptor puede detectar es llamada mínima señal detectable,  $S_{mín}$ . La especificación de  $S_{mín}$  es algunas veces difícil debido a su naturaleza estadística y porque el criterio para decidir la presencia ó ausencia de blanco puede no estar bien definido

Supongamos que la señal de voltaje, mostrada en la fig. (1.2), corresponde a una salida de video de un receptor radar típico. La envolvente tiene una apariencia fluctuante

a causa de la naturaleza aleatoria del ruido. Si un voltaje de señal estuviera presente tal como en A en la figura, éste es mayor que los picos de ruido ahí presentes, y en consecuencia puede ser reconocido sobre la base de su amplitud. Supongamos también, que fijamos un voltaje de umbral  $V_t$ , para decidir la presencia o ausencia de señal debida al blanco.

Así, si el umbral fuera puesto suficientemente alto, la envolvente generalmente no excedería el umbral si solamente el ruido estuviera presente; pero una señal fuerte sí lograría sobrepasar éste. Si la señal, en cambio, fuera pequeña, sería más difícil reconocer su presencia. Entonces, el umbral debe bajarse si deseamos que señales-eco débiles sean detectados; pero éste no debe bajarse demasiado, pues de esta manera los picos de voltaje de ruido cruzarían el umbral. Y entonces, tendríamos una indicación falsa de la presencia de blancos.

Si la señal en A corresponde a un blanco, es fácil detectar su presencia porque ésta ha cruzado el nivel  $V_t$ . En cambio, consideremos los casos B y C, representando ecos de blanco de igual amplitud. El voltaje de ruido que acompaña a la señal en B es bastante grande de modo que la combinación de señal más ruido logra exceder el umbral. En C el voltaje de ruido no es demasiado grande de modo que la señal resultante no cruzará jamás el umbral. Así, la presencia de ruido en ocasiones reforzará la detección de señales débiles y también puede causar la pérdida de señal que podría haberse detectado.

Señales débiles como el caso C no se perderían si el voltaje de umbral sería puesto más bajo. Pero, surge el inconveniente de que bajar demasiado el umbral aumente la posibilidad que el ruido solo, en ausencia de señal, pueda cruzar éste y ser tomado como señal. A esto se le conoce como falsa alarma. Por tanto, si el umbral se coloca demasiado bajo, se obtiene indicación de falsos blancos, pero, si se colocara demasiado alto, las señales de blancos pueden perderse.

Así, nos enfrentamos a un compromiso en la selección del nivel de umbral apropiado y que dependerá de cuán importante es para nosotros hacer un error ya sea por (1) fallar en reconocer una señal que está presente o por (2) indicar falsamente la presencia de una señal cuando no existe. De esta manera, el proceso de detectar una señal radar deviene en un proceso estadístico o probabilístico, por la naturaleza misma del ruido, y por ende, la mínima señal detectable, MDS.

#### 1.6.2.- Definición y evaluación de probabilidades.

Ha sido mencionado que el proceso de detectar la señal radar es básicamente probabilístico por naturaleza. Este hecho resulta de la naturaleza estadística del voltaje de ruido que está siempre presente en los circuitos de receptor. Este voltaje, está variando aleatoriamente o fluctuando, y cuando es intermezclado por una señal de pulso, es imposible decir con certeza si un incremento instantáneo en la salida del receptor es debido a la señal o una suerte de fluctuación de ruido.

Sin embargo, es posible definir probabilidades para estas dos posibilidades y discutir el proceso de detección en términos de ellas en una manera cuantitativa. Así, la probabilidad que la señal, cuando está presente, sea detectada es llamada "probabilidad de detección",  $P_d$ , mientras que la probabilidad que una fluctuación de ruido sea erróneamente considerada como señal es llamada "probabilidad de falsa alarma",  $P_{fa}$ .

La probabilidad que el voltaje de umbral  $V_t$  sea sobrepasado, cuando no hay señal, es la probabilidad de falsa alarma definida por la siguiente ecuación:

$$P_{fa} = \int_{V_t}^{\infty} p_n(v) dv \quad (1.12)$$

donde  $p_n(v)$  es la función de densidad de probabilidad de ruido. La probabilidad de detección está dada por la misma ecuación, con la función de densidad de probabilidad  $p_{sn}(v)$  de señal más ruido. Así:

$$P_d = \int_{V_t}^{\infty} p_{sn}(v) dv \quad (1.13)$$

La función  $p_{sn}(v)$  depende tanto de la relación señal a ruido, como de los estadígrafos de señal y ruido y ambas  $p_n(v)$  y  $p_{sn}(v)$  son funciones de la ley de rectificación de detector (demodulador) del receptor y de las no linealidades del circuito. Primariamente, la probabilidad de detección es una función de la S/N.

La decisión a un número aceptable de probabilidad de falsa alarma es hecha en términos de un concepto llamado tiempo de falsa alarma,  $T_{fa}$ , el cual se define como el

tiempo promedio entre falsas alarmas. Otras definiciones también son posibles; incluso Marcum define a éste como el tiempo por el cual la probabilidad de al menos una falsa alarma es 0.5. Sin embargo, el tiempo promedio entre falsas alarmas parece ser un concepto prácticamente más útil. Con esto, por ejemplo, uno puede calcular el número de falsas alarmas promedio que ocurrirán por hora, día, año, etc. Así, tenemos que:

$$T_{fa} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N T_k \quad (1.14)$$

donde  $T_k$  es el tiempo entre cruces del voltaje de umbral  $V_t$  por la envolvente de ruido. La probabilidad de falsa alarma puede también definirse como la relación entre el tiempo de duración  $t_k$  que la envolvente está arriba del umbral, al tiempo total que éste podría haber sobrepasado el umbral, de donde sale que:

$$P_{fa} = \frac{\sum_{k=1}^N t_k}{\sum_{k=1}^N T_k} = \frac{\langle t_k \rangle_{AV}}{\langle T_k \rangle_{AV}} = \frac{\tau}{T_{fa}} \quad (1.15)$$

donde  $t_k$  y  $T_k$  son definidos como en la fig.(1.3). La duración promedio de un pulso de ruido es aproximadamente el recíproco del ancho de banda  $B$ , el cual en el caso de detector de envolvente es  $B_{PI}$ .

### 1.6.3.-Relación señal a ruido requerida.-

En este apartado, los resultados de la teoría estadística de ruido serán aplicados para obtener la  $S/N$  en la salida del amplificador de frecuencia intermedia, necesaria para conseguir una probabilidad de detección,  $P_d$ , especificada sin exceder una  $P_{fa}$  dada.

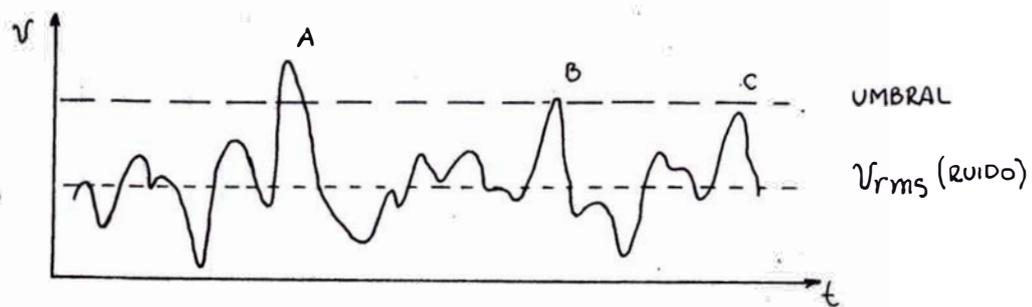


FIG 1.2 ENVOLVENTE DE SALIDA TÍPICA DE RX RADAR

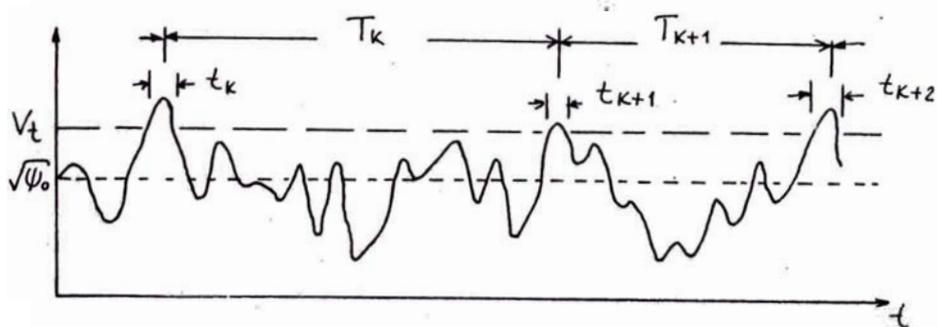


FIG. 1.3 SALIDA DE RX ILUSTRANDO FALSAS ALARMAS

No obstante, la principal dificultad que debemos encarar, es la determinación de las funciones de densidad de probabilidad  $p_n(v)$  y  $p_{sn}(v)$ . Tomemos como referencia el diagrama de bloques de la fig.(1.1) y en él consideremos el amplificador de frecuencia intermedia con ancho de banda  $B_{FI}$ , seguido por el segundo detector y el amplificador de video con  $B_V$ . Puesto que estamos interesados en detectar la presencia ó ausencia de un pulso en un subyacente ruido, se ha establecido, que es suficiente un ancho de banda igual al recíproco de ancho de pulso. De modo que  $B_n(\text{ópt}) = 1/\tau$ .

Para este caso, asumiremos que se trata de un detector lineal ( al conjunto de segundo detector y amplificador de video se le conoce como detector de envolvente), y en presencia de un sólo pulso. También asumiremos que el ruido presente es ruido de fluctuación y por lo tanto tiene una función de densidad de probabilidad tipo gaussiana dada por:

$$p_n(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \psi_0}} \exp\left(-\frac{v^2}{2\psi_0}\right) \quad (4.16)$$

donde  $p_n(v)dv$  es la probabilidad de hallar el voltaje de ruido entre los valores  $v$  y  $v+dv$ ,  $\psi_0$  es la varianza ó valor cuadrático medio del voltaje de ruido y el valor medio es cero. Sabemos por teoría de sistemas de comunicaciones que si el ruido de fluctuación tipo gaussiano se hace pasar por un filtro de banda angosta (filtro FI), la densidad de probabilidad de la envolvente del voltaje de ruido está dado por:

$$p_n(r) = \frac{R}{\psi_0} \exp\left(-\frac{R^2}{2\psi_0}\right) \quad (1.17)$$

donde R es la amplitud de la envolvente y de la forma de función de probabilidad de Rayleigh. La probabilidad que el voltaje de ruido sobrepase el voltaje de umbral  $V_t$ , tomando la ec.(1.12), es:

$$P_{fa} = P(V_t < R < \infty) = \int_{V_t}^{\infty} \frac{R}{\psi_0} \exp\left(-\frac{R^2}{2\psi_0}\right) dR$$

$$P_{fa} = \exp\left(-\frac{V_t^2}{2\psi_0}\right) \quad (1.18)$$

Tomando en cuenta lo mencionado del ancho de banda necesario y suficiente para detectar la presencia ó ausencia de un pulso, la ec.(1.15) queda finalmente:

$$P_{fa} = \frac{1}{T_{fa} B_{fI}} \quad (1.19)$$

Igualando las ecs.(1.18) y (1.19), conseguimos:

$$T_{fa} = \frac{1}{B_{fI}} \exp\left(\frac{V_t^2}{2\psi_0}\right) \quad (1.20)$$

Un gráfico de esta ecuación es mostrado en la fig.(1.4), con  $(V_t^2/2\psi_0)$  como abscisa. Si, por ejemplo,  $B_{fI} = 1$  Lhz y el tiempo promedio de falsas alarmas que podría tolerarse fuera 15 min, la  $P_{fa} = 1.11 \times 10^{-9}$ , de la ec.(1.19). De la ec.(1.20) el voltaje umbral necesario para conseguir esta  $P_{fa}$  es 6.45 veces el valor rms del voltaje de ruido.

La especificación de un tiempo de falsa alarma tolerable usualmente sigue de los requerimientos deseados por el

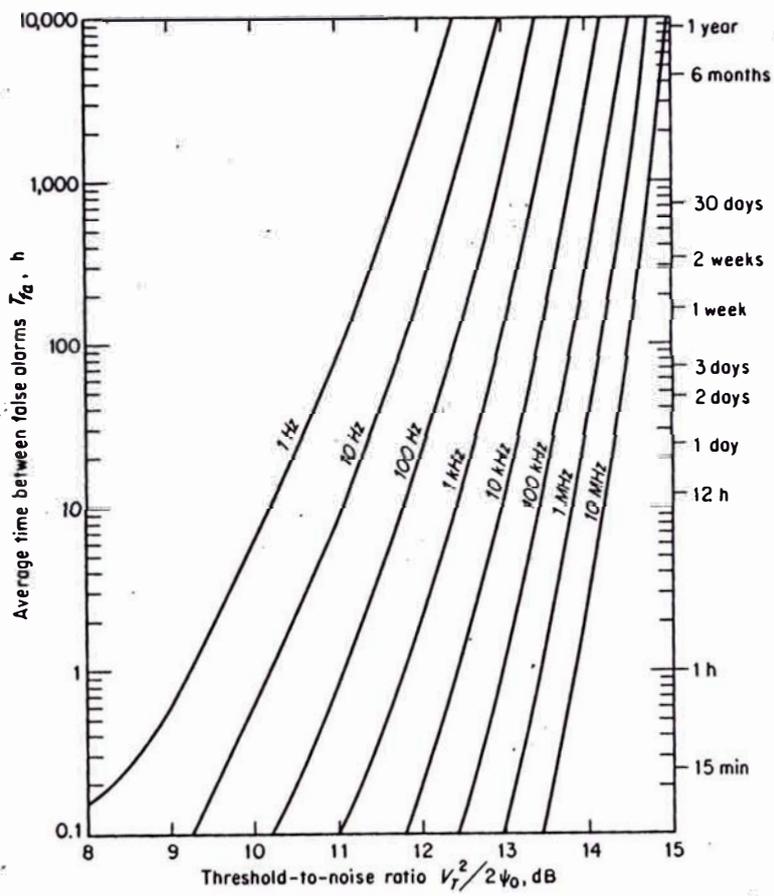


FIG. 1.4 TIEMPO PROMEDIO ENTRE FALSAS ALARMAS EN FUNCION DE UMBRAL,  $V_T$  Y ANCHO DE BANDA, B.

usuario y depende de la naturaleza de la aplicación radar. La relación exponencial entre el tiempo de falsa alarma  $T_{fa}$  y el nivel de umbral  $V_t$  resulta en el tiempo de falsa alarma ser muy sensitivo a las variaciones en el nivel umbral. Por ejemplo, si el ancho de banda fuera 1 Mhz, un valor de  $10\log(V_t/2\psi_0) = 12.95$  dB resulta en un tiempo promedio de falsa alarma de 6 min, mientras que un valor de 14.72 dB resulta en un tiempo de falsa alarma de 10,000hr. Así un cambio en el umbral de sólo 1.77 dB resulta un cambio en el tiempo de falsa alarma por cinco órdenes de magnitud. Tal es la naturaleza del ruido gaussiano.

En la práctica, por tanto, el nivel de umbral debe ajustarse ligeramente arriba del valor calculado con la ecuación (1.20), de modo que variaciones que causen una disminución del umbral no ocasionen un flujo de falsas alarmas.

Hasta ahora hemos considerado el ruido de banda angosta aplicado a un detector de envolvente. Qué ocurre si al ruido de banda angosta, antes de la detección se le agrega una señal sinusoidal de amplitud  $A$ ?. Esta señal representa en este caso una portadora sin modular, cuya frecuencia es igual a la frecuencia de banda media de FI ( $f_{FI}$ ), y que en un receptor superheterodino sirve para llevar la señal de radiofrecuencia a una frecuencia más baja, la FI.

La salida del detector de envolvente de la combinación señal más ruido tiene la densidad de probabilidad dada por Rice y es:

$$P_{sn}(r) = \frac{R}{\psi_0} \exp\left(-\frac{R^2 + A^2}{2\psi_0}\right) I_0\left(\frac{RA}{\psi_0}\right) \quad (1.21)$$

donde  $I_0(z)$  es la función de Bessel modificada de primera clase y orden cero. Esta función puede escribirse como una serie infinita, y puede demostrarse que esta serie infinita es:

$$I_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^{2n} (n!)^2} \quad (1.22)$$

y para  $z \ll 1$ :

$$I_0(z) \approx 1 + \frac{z^2}{4} + \dots \approx e^{z^2/4}$$

Haciendo  $A=0$  en la ec.(1.21), lo que implica señal ausente, esta ecuación se reduce a la ec.(1.17), la función de densidad de probabilidad para el caso de ruido solo. La probabilidad que la señal sea detectada (probabilidad de detección) es lo mismo que la envolvente  $R$  exceda un pre-determinado umbral  $v_t$  y aplicando la ec.(1.13), tenemos:

$$P_d = \int_{v_t}^{\infty} \frac{R}{\psi_0} \exp\left(-\frac{R^2 + A^2}{2\psi_0}\right) I_0\left(\frac{RA}{\psi_0}\right) dR \quad (1.23)$$

Esta integral no puede evaluarse por medios simples, y deben usarse técnicas numéricas ó aproximación por series. Podemos destacar el hecho que en la ecuación anterior se halla el término  $A^2/2\psi_0$ . Sabemos que  $\psi_0$ , la varianza de la distribución, es lo mismo que la potencia media de ruido y  $A^2/2$  es la potencia media de la señal (resistor de 1 ohm). Entonces este término  $A^2/2\psi_0$  es precisamente la relación de potencia de señal a ruido (S/N), en la entrada del detector. Si llamamos  $s^2$ , a esta relación, y para  $s^2$  grande, la distribución de probabilidad de la envolvente de señal más ruido se aproxima a una distribución gaussiana.

De acuerdo a esto, podemos escribir la ec.(1.23), como:

$$P_d \cong \int_{V_t}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\psi_0}} \exp\left(-\frac{(R-A)^2}{2\psi_0}\right) dR; \quad s^2 \gg 1 \quad (1.24)$$

y observamos que esta distribución normal es idéntica a la que hay a la entrada del detector de envolvente. En lo que respecta a la señal más ruido en la salida del detector, por lo tanto, la acción alineal del detector de envolvente no tiene efecto sobre la distribución cuando la S/N es relativamente grande. Ver apartado 2.5.1, en el que se analiza esta situación.

Podemos hallar la probabilidad de detección,  $P_d$ , de la ec.(1.24) mediante la aproximación de función de error (anexo A4). Finalmente, obtenemos para  $P_d$ :

$$P_d \approx \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{V_t}{\sqrt{2\psi_0}} - s \right) \right]; \quad s^2 \gg 1, \quad V_t \gg \sqrt{\psi_0} \quad (1.25)$$

Otra forma de hallar el umbral de detección es mediante un procedimiento gráfico. Ilustramos este procedimiento en la fig.(1.5). En ella se grafica la función de densidad de probabilidad para el caso de ruido solo, ec.(1.17), junto con la función de densidad de probabilidad para el caso de señal más ruido, ec.(1.21); pero, aproximada a la densidad de probabilidad gaussiana, con  $A/\sqrt{\psi_0}=3$ . También se muestra un voltaje de umbral  $V_t/\sqrt{\psi_0}=2.5$ . El área achurada a la derecha de  $V_t/\sqrt{\psi_0}$  bajo la curva para señal más ruido representa la probabilidad de detección, mientras que el área doblemente achurada bajo la curva para ruido solo representa la probabilidad de falsa alarma. Aquí podemos apreciar el compromiso en la elección del nivel de umbral; si incre

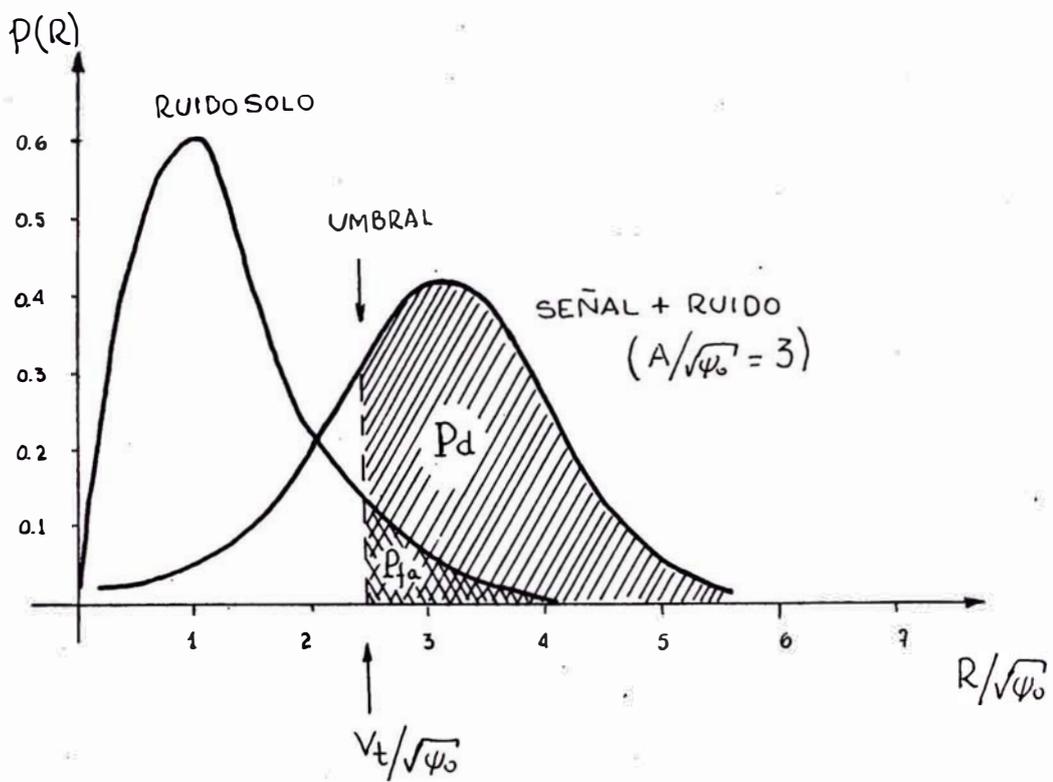


FIG. 1.5 FUNCIONES DE DENSIDAD PARA RUIDO SOLO Y SEÑAL MAS RUIDO

mentamos el nivel de umbral  $V_t/\sqrt{q_b}$  se reduce la probabilidad de falsa alarma, pero a su vez, la probabilidad de detección también se ve reducida. Como alternativa, con  $V_t$  fijo y por lo tanto  $P_{fa}$  determinada, de la fig.(1.4) y ec.(1.19) podemos aumentar la probabilidad de detección,  $P_d$ , aumentando  $s^2$ , la relación señal a ruido.

Usando las ecs.(1.18) y (1.25) o la ec.(1.23) en el caso exacto, pueden ser combinadas para proporcionar un juego de curvas de comportamiento del radar, que vinculan las dos probabilidades,  $P_d$  y  $P_{fa}$ , con la relación S/N de entrada. La fig.(1.6) muestra este juego de curvas, las que han sido calculadas para señal de un sólo pulso, detector lineal y dispositivo de decisión de umbral fijo. Sin embargo, cuando se suma o integra un grupo de pulsos, como es el caso de los sistemas prácticos, se utiliza un juego de curvas similar tal como las mostradas en la fig.(2.1).

Por ejemplo, supongamos que especificamos de los requerimientos del sistema,  $T_{fa}=15\text{min}$  y  $P_d$ ; también  $B_{FI}=1\text{kHz}$ , y necesitamos determinar  $(S/N)_{\text{mín}}$ , la cual a su vez sirve para calcular la mínima señal detectable, MDS. Primero, de la fig.(1.4) y de la ec.(1.19) determinamos  $P_{fa}=10^{-9}$ ; luego la fig.(1.6) muestra que se requiere una S/N de 13.2dB para una probabilidad de detección de 0.5, 14.7dB para 0.9 y 16.5dB para 0.999. Un hecho importante de resaltar es referente a que un cambio de sólo 3.3dB puede significar una diferencia entre detección confiable (0.999) y detección marginal (0.5).

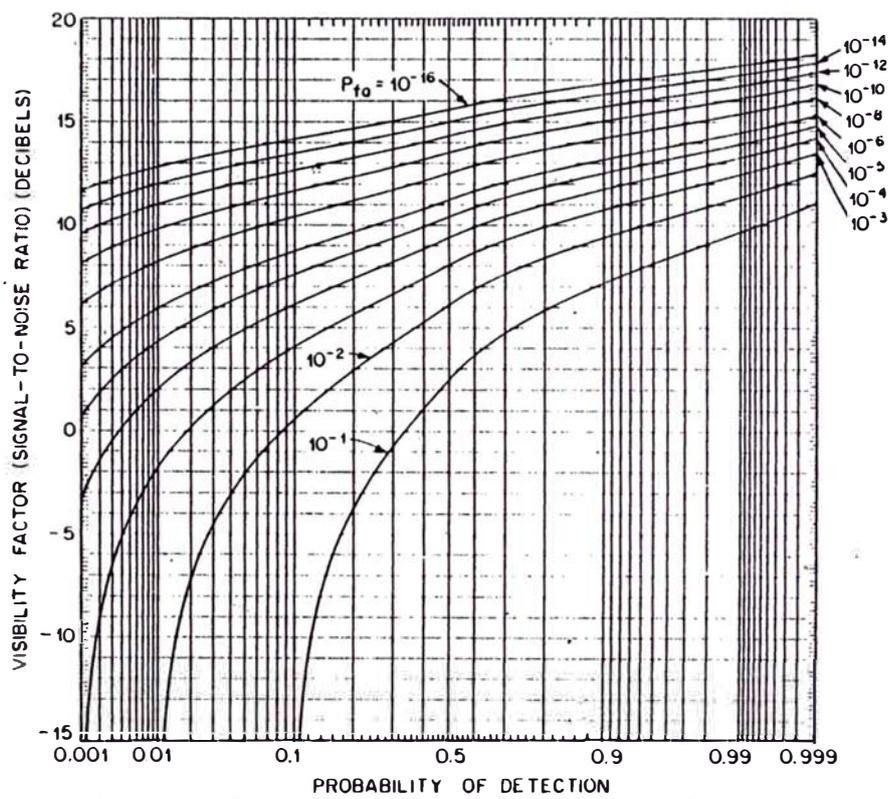


FIG. 1.6 S/N REQUERIDA COMO FUNCION DE  $P_d$ ,  $P_{fa}$  COMO PARAMETRO

C A P I T U L O    I I  
NECESIDAD DEL DETECTOR AUTOMATICO  
DE BLANCOS RADAR

2.1.- Introducción.-

Cuando un centro de control de tráfico aéreo (CTA), se encuentra congestionado por la afluencia y salida de aeronaves, los procedimientos de control, desarrollados hasta hace poco, han venido a menos y demasiado ineficientes en esta era de aeronaves de alta velocidad, de un mayor incremento en los planes de vuelo (tanto civiles como militares) y elevado énfasis puesto en la seguridad.

Dado que el operador humano, quién controla y dirige todas estas operaciones, necesita de la información precisa concerniente a la posición de las aeronaves y los datos y órdenes a manejarse son de tal magnitud, que se hace imperiosa la necesidad de un elemento que lo ampare a tomar las decisiones más convenientes y precisas. Y, en esta época del "state of the art", el elemento apropiado para tales menesteres es el computador digital.

Entre las fuentes de información que proporcionan los datos al controlador están las señales provenientes de los sensores radar. Como sabemos, estas señales por su naturaleza, no tienen acceso directo al computador. Antes, nece

sariamente, deben ser sometidas a un acondicionamiento. Así, debemos disponer de un sistema capaz de procesar toda la información proveniente de la aeronave (blanco), es decir, "detectar" la presencia de éstas y de esta manera poder "extraer" un sin número de datos útiles al controlador, entre los cuales se cuenta su posición en rango, azimut, altura, etc.

Tenemos así, que la demanda de sistemas modernos, ha dado un premio a los sistemas de adquisición de datos, los cuales nos proveen los datos precisos y de fácil acceso. En este contexto, los sistemas de detección automática radar satisfacen esta necesidad y cada vez hallan más aplicación en nuevos diseños y en la mejora de los ya existentes.

Un tratamiento unificado de un sistema de detección automática radar, envuelve considerar el proceso como una operación de dos etapas. La primera etapa consiste del procesamiento de la señal, donde una gran mayoría de blancos extraños (clutter) vistos por el radar son eliminados y las falsas alarmas se tienen bajo control. La segunda etapa consiste de un procesamiento de datos, donde las características de movimiento absoluto de blancos son examinados, para eliminar aquellos blancos indeseables que logren pasar a través del procesador de señal.

El diseño de procesadores de señal, para que trabajen en un ambiente de clutter e interferencias es un problema en el cual se están haciendo aún investigaciones y estudios, puesto que es un problema donde no es posible, generalmente, caracterizar completamente sus propiedades esta

dísticas. Así, el procesador de señal en estas condiciones, debe ser insensitivo a las propiedades estadísticas de la interferencia ó ser capaz de adaptarse a los cambios de ambiente.

El concepto básico de un radar de detección automática es la eliminación del operador humano quién tradicionalmente hace decisiones de detección viendo la presentación en el indicador radar.

Usualmente hay cuatro aspectos básicos relacionados a la detección automática: (1) la integración de los pulsos recibidos desde el blanco; (2) la decisión de detección; y la determinación de la localización del blanco en (3) rango y (4) azimut.

## 2.2.- Procesamiento de señal.

Las técnicas modernas de procesamiento de señal pueden ser ampliamente divididas en diseño de forma de onda, procesamiento coherente y no coherente. El diseño de forma de onda radar es importante en muchas aplicaciones, y debe ser optimizado juntamente con el procesamiento de receptor para proveer un diseño balanceado.

El procesamiento coherente puede conseguirse sobre la amplitud y fase de la forma de onda recibida, proveyendo así, máxima sensibilidad de detección y supresión de componentes de interferencia antes que ocurra distorsión y sobremodulación en el proceso de detección (demodulación).

Procesamiento no coherente ocurre después que la información de fase es suprimida como resultado del proceso de detección de envolvente. Este tipo de procesamiento de la

señal radar es el que prevalece en los presentes días en el diseño de sistemas radar porque es implementado fácilmente y no impone severos requerimientos de estabilidad sobre el diseño mismo.

Los circuitos integrados digitales nos proveen la tecnología precisa asociada con el procesamiento moderno de señal. El número de circuitos digitales que se pueden acomodar dentro de un chip se incrementa cada año. Puesto que el costo por chip permanece relativamente estable, sin embargo, ha resultado una explosión el número de funciones que pueden realizarse en un procesador de señal para un costo dado. Adicionalmente, sustancial avance en el desarrollo de algoritmos eficientes, tecnología de memoria digital y muy rápidos conversores A/D.

La tendencia actual en procesamiento de señal es hacia los procesadores de señal programables, los cuales pueden adaptarse a diversas funciones en una aplicación dada. Esta tendencia condicionaría al procesador de señal hacia los "front end" del radar, permitiendo de esta manera que ambos procesamientos, coherente y no coherente, sean realizados sobre el video crudo de retorno.

El futuro reto del diseñador radar será optimizar las funciones de procesamiento de señal, para proveer teóricamente, óptima performance. Las antiguas barreras impuestas por el hardware, las cuales limitaban al diseñador, han desaparecido con el advenimiento de la tecnología digital moderna, y la pregunta será cómo usar toda la potencia disponible en el procesamiento de señal.

La performance estará limitada por el ambiente que rodea el radar, y además una completa caracterización de las propiedades del ruido, clutter, interferencia y blancos, incluidos su interacción con el procesador de señal, serán requeridos para realizar el potencial ofrecido por el cada vez incrementada potencia de procesamiento.

La teoría de diseño del procesador de señal, cuando la performance de detección está limitada por el ruido de receptor, está bien desarrollada y entendida cabalmente. Una teoría paralela para el diseño de procesador de señal en ambiente de clutter e interferencia no está disponible corrientemente, aunque aceptable performance puede conseguirse a través del uso de técnicas modernas de procesamiento de señal. El problema inherente con estos ambientes es que generalmente no es posible caracterizar completamente sus propiedades estadísticas. Así, el procesador de señal debe ser insensitivo a las propiedades estadísticas de clutter e interferencia ó ser capaz de adaptarse a los cambios de ambiente.

Una aproximación corriente al diseño de procesadores de señal contra clutter e interferencia es explotar diferencias conocidas en las características de blancos relativos de aquellos de clutter e interferencia. Estas diferencias, generalmente, envuelven características de fluctuación.

Una gran clase de técnicas de procesamiento de señal hacen uso del desplazamiento diferencial doppler entre blancos y clutter para hacer una discriminación efectiva contra el clutter. Estos tipos de radares son llamados MTI ó

Doppler y generalmente, pueden ser diseñados para ser insensitivos a las características estadísticas de clutter. Una aproximación general a un procesador doppler óptimo es eliminar el clutter a través de un apropiado filtro de rechazo MTI, y luego optimizar la performance contra el ruido residual del receptor utilizando una aproximación al filtro adaptado.

Una técnica efectiva para reducir interferencias utiliza un cancelador de lóbulo lateral coherente ó arreglo adaptivo, El cancelador usa antenas auxiliares para muestrear la interferencia entrando a través del patrón de lóbulo lateral, y luego usa esta muestra para cancelar adaptivamente la interferencia en el canal de señal. Arreglos adaptivos muestrean la interferencia y sitúan un patrón de antena nulo en la dirección de la interferencia mientras que maximizan el retorno en la dirección preferida.

En un radar de detección automática, el procesador de señal debe reducir el número de falsos reportes y extraños blancos a un número tal que pueda ser manejado por el procesador de datos. Procesamiento doppler y discriminación espacial de interferencia eliminan muchos retornos extraños, pero muchos radares operan en un ambiente donde un gran número de retornos falsos logra pasar el procesamiento tipo discriminación. La siguiente línea de defensa es el llamado procesador CFAR (constant false alarm rate).

#### 2.2.1.-Procesamiento doppler de señal.-

El procesamiento doppler representa uno de los métodos más efectivos empleados en procesadores de señal para ex-

traer blancos desde un subyacente clutter. Los métodos doppler son más efectivos cuando existe un gran movimiento radial diferencial entre el blanco y clutter. Ambos retornos doppler, de blanco y clutter, exhiben un ancho espectral finito. Cuando el movimiento diferencial radial es reducido, los espectros eventualmente se traslapan, volviendo el filtrado doppler inefectivo.

Procesamiento MTI es más efectivo cuando la detección está limitada por clutter y el tiempo de radar sobre el blanco también está limitado. En esta situación, el MTI puede usualmente reducir el nivel rms de clutter significativamente menor que el nivel de ruido del receptor. Puesto que el MTI no disturba el ruido de receptor, la performance de detección está luego limitada a la performance de un simple pulso no MTI. Sin embargo, si el tiempo sobre el blanco es considerable el MTI debería estar seguido de un integrador para mejorar la S/N. Esto se aproxima a la configuración de un filtro transversal óptimo y generalmente ofrece significativas ventajas de implementación.

La configuración filtro clutter-integrador forma la base de un detector de blanco móvil (MTD) corrientemente planeado para instalaciones de radares militares y de control de tráfico aéreo. El MTD permite a estos radares detectar pequeños blancos sobre un fuerte clutter mientras que mantiene una operación CFAR. El procesador MTD emplea varias técnicas y su implementación está basada en la aplicación de tecnología digital.

Básicamente, consiste de tres funciones distintas de pro

cesamiento. Primero, un filtro transversal óptimo ó filtro clutter-integrador coherente provee procesamiento óptimo de blancos móviles en clutter. Típicamente, esta función es implementada por un filtro MTI no recursivo de 3-pulsos seguido por un banco de filtros doppler de 8-pulsos. Los umbrales de salida son controlados para proveer operación CFAR en cada región de rango-velocidad, por tanto adaptándose a nubes de lluvia en movimiento.

Seguido, la salida del filtro de velocidad radial cero es usada para crear un mapa de clutter promediando los ecos recientes en cada celda de resolución rango-azimut. La salida del mapa de clutter es usado para suprimir fuertes clutter discretos sin utilizar un receptor limitador. Finalmente, los reportes de blancos desarrollados sobre la base de una simple vuelta son correlados con seguimientos existentes y datos procesados para seleccionar blancos con velocidades características, rechazando de esta manera espurios blancos tales como pájaros, blancos terrestres ó respuestas de clutter residual.

### 2.2.2.-Procesamiento no-doppler de señal.-

Radares de detección automática generalmente utilizan una mezcla de procesamiento de señal doppler y no doppler. Procesamiento doppler es realizado generalmente antes de la detección de envolvente, mientras que procesamiento no doppler es realizado después de la detección sobre la envolvente resultante de la forma de onda de video detectada. En muchas situaciones prácticas donde los espectros de blanco y clutter se traslapan, el procesamiento no doppler

es el único factible de ser realizado.

El procesamiento no coherente tiene una base teórica muy firme cuando se realiza procesamiento de señales radar en un subyacente ruido de receptor. Esta base teórica y que se considera clásica en estos problemas, fué originalmente desarrollada por Marcum y Swerling.

La teoría clásica de detección considera los retornos de un radar de búsqueda consistiendo de un tren de pulsos de amplitud uniforme. El tren uniforme de pulsos es linealmente sumado en un integrador ideal cuya salida es comparada con un umbral pre-establecido para determinar la presencia ó ausencia de blanco. Varias curvas se han generado en esta situación y forman el fundamento de la teoría moderna de detección. La aplicación de la teoría clásica de detección para radares prácticos es complicado por un número de factores. Estos factores son diversos en naturaleza, pero un completo entendimiento de ellos es un pre-requisito necesario para el diseño de detectores automáticos.

En la teoría de detección clásica, ambos la función de densidad de probabilidad (Rayleigh) y el parámetro de escala (la potencia de ruido) son asumidos conocidos, permitiendo hacer una decisión de detección, en cada celda de resolución, con una probabilidad de falsa alarma constante, comparando la salida del receptor con un umbral fijo. Sin embargo, ambientes de ruido reales consistiendo de ruido, clutter y otras intererencias generalmente exhiben una variación del parámetro de escala el cual requiere, en principio, un reseteo del umbral de detección en celda por cel

da. Además, la forma funcional de la interferencia puede variar de la forma de distribución de Rayleigh, y las propiedades de correlación de la interferencia también pueden variar de un completo no correladas hasta altamente correladas.

El integrador ideal postulado por la teoría de detección clásica no puede ser realizado en la práctica, puesto que las antenas radar no tienen un patrón de radiación rectangular necesario para producir retornos de igual amplitud, mientras que la posición angular del blanco nunca es conocida precisamente, causando una incertidumbre en la sincronización de la carga y descarga del integrador.

### 2.3.- Integración de pulsos radar.-

La relación entre probabilidad de detección, la probabilidad de falsa alarma y S/N, como dados en la fig.(1.6) es aplicable para la detección de un solo pulso. Sin embargo, muchos pulsos son usualmente retornados desde un blanco particular en cada vuelta de antena y pueden ser usados para mejorar la detección. El número de pulsos  $n_B$  retornados desde un blanco cuando la antena radar escudriña a través de su ancho de haz es

$$n_B = \frac{\Theta_B f_p}{\dot{\Theta}_s} = \frac{\Theta_B f_p}{6 \omega_m} \quad (2.1)$$

donde:  $\Theta_B$  = ancho de haz de antena, grados

$f_p$  = frecuencia de repetición de pulsos (PRF), Hz

$\dot{\Theta}_s$  = velocidad de rotación de antena, grados/seg

$\omega_m$  = velocidad de rotación de antena, rpm

El proceso de sumar todos los pulsos eco-radar con el

propósito de mejorar la detección es llamado integración. Muchas técnicas pueden emplearse para conseguir integración. Todas las técnicas prácticas de integración emplean alguna clase de dispositivo de almacenamiento. Quizá el método de integración más común en radar es display TRC combinado con las propiedades de integración del ojo y cerebro del operador radar.

La integración de pulsos puede conseguirse en el receptor radar ya sea antes del segundo detector (en la FI) ó después del segundo detector (en el video). En el primer caso el proceso se conoce como integración coherente ó de predetección, mientras que en el segundo caso es llamado integración no coherente ó de postdetección. En el proceso de predetección se requiere que la fase de la señal eco sea preservada si se requiere obtener un completo beneficio del proceso de suma. De otra manera, la información de fase es destruída por el segundo detector; entonces la integración de postdetección no preserva la fase. Por esta conveniencia, ésta no es tan eficiente como la integración de predetección.

Si  $n$  pulsos, todos de la misma  $S/N$ , fueran integrados por un integrador ideal de predetección, la  $S/N$  (potencia) integrada ó resultante sería exactamente  $n$  veces aquella de un solo pulso. Esto deviene porque las señales se combinan aditivamente, mientras que las muestras de ruido sumadas tienen una fluctuación que no es la suma directa de las fluctuaciones individuales. Así, la suma de  $n$  voltajes de señal de amplitud unitaria es  $n$ , mientras que la suma

de  $n$  muestras de ruido, cada una con una desviación unitaria normal (fluctuación de voltaje), es  $\sqrt{n}$ . Esto da un mejorado  $S/N$  (voltaje)  $= n / \sqrt{n} = \sqrt{n}$ . Consecuentemente, la  $S/N$  en potencia mejorado es  $n$ . Si estos mismos  $n$  pulsos fueran integrados en postdetección, la resultante  $S/N$  sería menor que  $n$  veces aquella de un simple pulso. Esta pérdida en la eficiencia de integración es causada por la acción no lineal del segundo detector, el cual convierte algo de la energía de la señal en energía de ruido en el proceso de rectificación. Lo expuesto se puede apreciar mejor mediante las curvas de la fig.(2.1). En ellas se muestra como varía la  $S/N$  en función del número de pulsos integrados, con parámetro la Pfa para diferentes valores. Estas curvas son para el caso de blanco no fluctuante y detector lineal.

La eficiencia de integración de postdetección relativa a predetección ha sido calculada por Marcum, cuando todos los pulsos son de igual amplitud. Esta puede ser definida como:

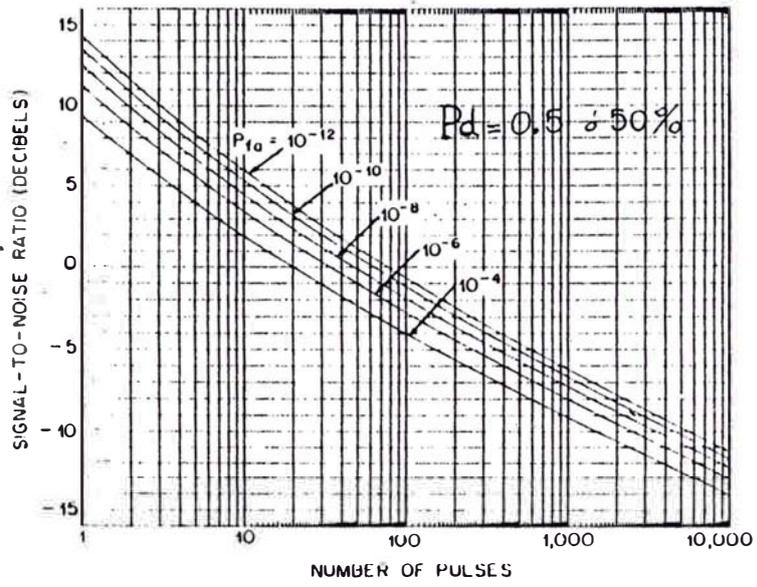
$$E_i(n) = \frac{(S/N)_1}{n(S/N)_n} \quad (2.2)$$

donde:  $n$  = número de pulsos integrados

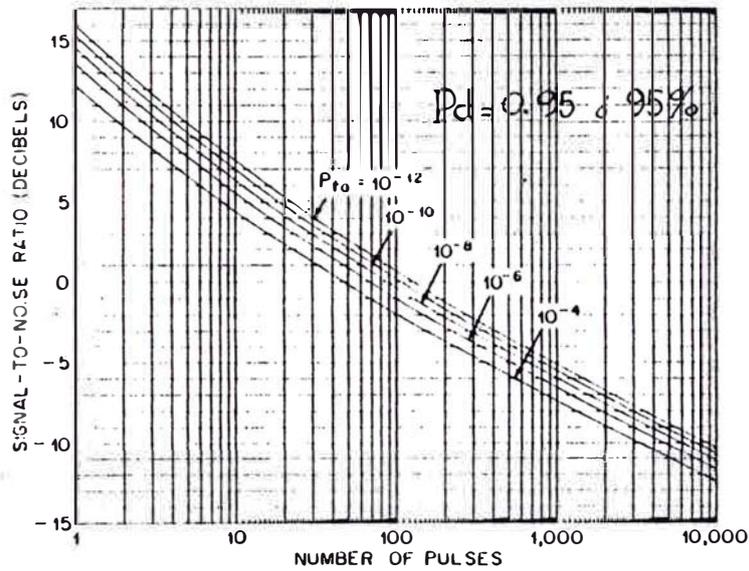
$(S/N)_1$  = valor de  $S/N$  de un simple pulso requerido para producir una probabilidad de detección dada.

$(S/N)_n$  = valor de  $S/N$  por pulso requerido para producir la misma  $P_d$  cuando  $n$  pulsos son integrados.

La mejora en la  $S/N$  cuando  $n$  pulsos son integrados en postdetección es  $nE_i(n)$  y se define como el factor de mejora de integración. Puede ser pensado como el número efecti



(a)



(b)

FIG. 2.1 a) S/N vs.  $n$  PARA  $P_d = 0.5$   
 b) IGUAL QUE a) PERO  $P_d = 0.95$   
 AMBOS, PARA SEÑAL NO FLUCTUANTE

vo de pulsos integrados. Ejemplos de factor de mejora de integración  $I_i(n) = nE_i(n)$  de post detección son dados en la fig.(2.2a). La línea sólida representa al integrador perfecto de predetección con  $E_i(n) = 1$ . Cuando solamente pocos pulsos son integrados en postdetección (S/N por pulso grande), la fig.(2.2a) muestra que el factor de mejora no es muy diferente de aquel de integrador perfecto. Sin embargo, cuando gran número de pulsos son integrados (S/N por pulso pequeña), la diferencia es más pronunciada.

La pérdida de integración definida como  $L_i(n) = 10 \log [1/E_i(n)]$  es mostrada en la fig.(2.2b). El factor de mejora de integración (o la pérdida) no son funciones sensitivas de  $P_d$  ni de la Pfa. La comparación entre la integración de post y predetección puede resumirse estableciendo que, aunque la integración de postdetección no es tan eficiente como la de predetección, es más fácil de implementarse en muchas aplicaciones prácticas.

La pérdida de integración antes definida es asumiendo un integrador perfecto. Sin embargo, muchos integradores prácticos, tienen una "pérdida de memoria" con el tiempo. Esto es, la amplitud de la señal almacenada, decae, de modo que los pulsos almacenados no son sumados con igual ponderación como se asumió anteriormente.

#### 2.4.- Fluctuaciones del blanco.-

En la discusión de la mínima S/N en el capítulo 1, asumimos que la señal recibida desde un blanco particular no variaba con el tiempo. Sin embargo, la señal eco de un blanco en movimiento casi nunca es constante. Estas varia-

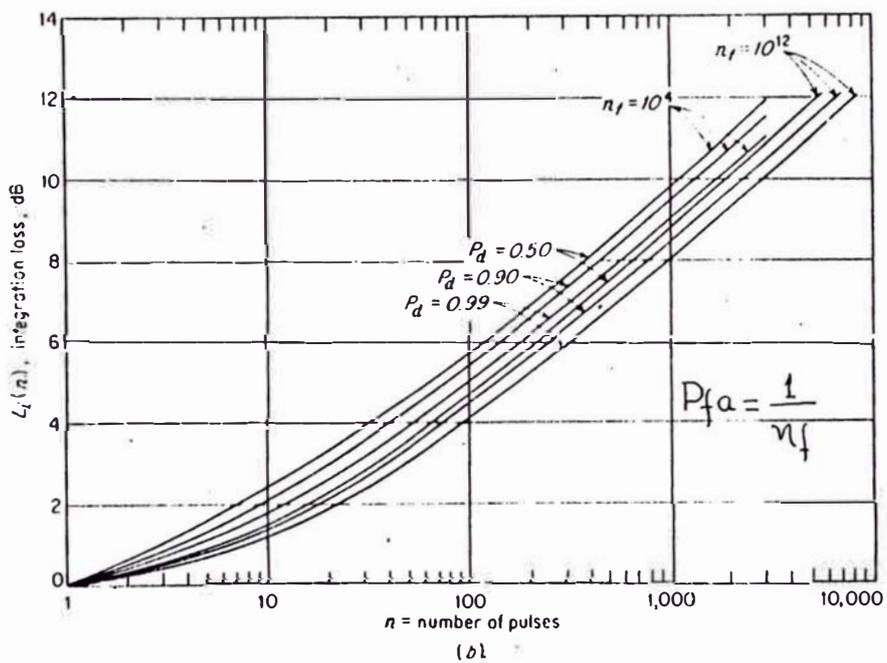
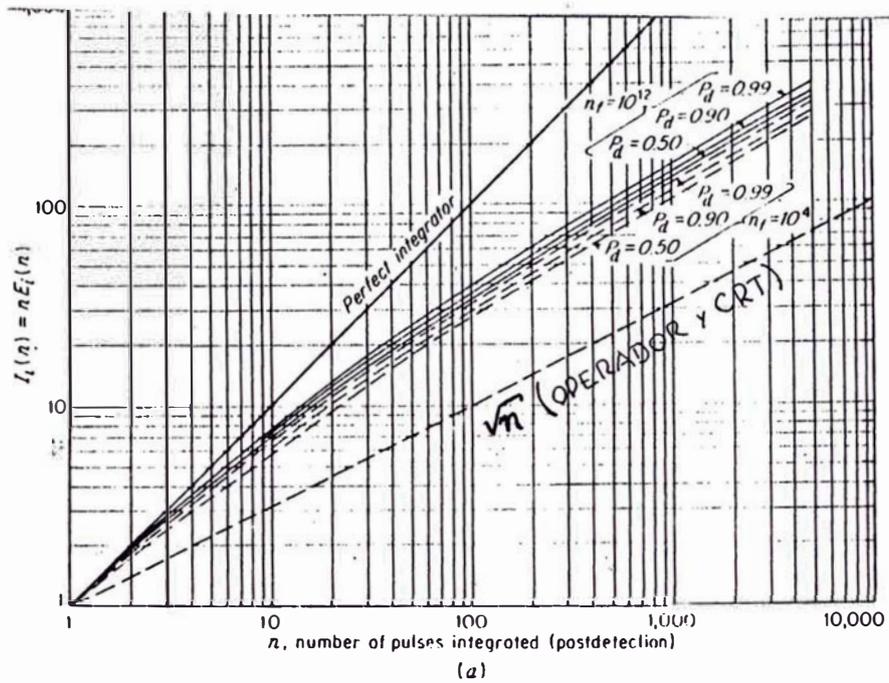


FIG. 2.2 a) FACTOR DE MEJORA  $I_i(n)$   
 b) PERDIDA DE INTEGRACION  $L_i(n)$

ciones en la señal eco pueden ser causadas por condiciones meteorológicas, la estructura de lóbulos del patrón de an tena, ó variaciones en la sección transversal de blanco. Puesto que la sección transversal instantánea de un blanco es una función del ángulo de aspecto, blancos que están en movimiento envolviendo aleatorios cambios de aspecto tienen sección transversal que fluctua aleatoriamente con el tiempo.

En general, el efecto de fluctuación es requerir más al tos S/N para elevada  $P_d$  y más bajos S/N para baja  $P_d$ , que aquellos requeridos con señales no fluctuantes. Un método para considerar las fluctuaciones de la sección transversal en la ecuación de radar es seleccionar un límite más bajo, esto es, un valor de sección transversal que sea ex cedido alguna especificada fracción (grande) de tiempo. Para propósitos prácticos el valor seleccionado será un mínimo y el blanco siempre presentará una sección mayor que a quella seleccionada. Este procedimiento resulta en una pre dicción conservativa del rango radar y tiene la ventaja de la simplicidad.

Sin embargo, para tener en cuenta las fluctuaciones con mucha propiedad, se deben conocer la función de densidad de probabilidad y las propiedades de correlación con el tiempo para un blanco particular y tipo de trayectoria. Pero, muchas situaciones radar son demasiado complejas para garantizar una obtención completa de estos datos. Un método más económico para avualar los efectos de la fluctuación de la sección es postular un modelo razonable para las

fluctuaciones y analizarlo matemáticamente.

Swerling ha calculado las probabilidades de detección - considerando cuatro modelos de fluctuación, los cuales difieren en la velocidad de fluctuación y la distribución estadística de la sección transversal. En dos de los cuatro casos, es asumido que las fluctuaciones son completamente correladas durante una vuelta particular de antena, pero, son no correladas de vuelta a vuelta. En los otros dos casos, se asumen fluctuaciones más rápidas y no correladas - de pulso a pulso. Los modelos son como sigue:

Caso 1 Swerling:

Los pulsos eco recibidos desde un blanco en cualquier - vuelta (scan) son de amplitud constante a través del scan completo, pero, son independientes (no correlados) de vuelta a vuelta. Esta asunción ignora el efecto de la forma del haz de antena sobre la amplitud del eco. Una fluctuación de este tipo se conoce como fluctuación vuelta a vuelta. La función de densidad para la sección transversal es para la distribución de voltaje de señal recibida tipo Rayleigh y está dada por:

$$p(\sigma) = \frac{1}{\sigma_{AV}} \exp\left(-\frac{\sigma}{\sigma_{AV}}\right) \quad (2.3 a)$$

donde  $\sigma_{AV}$  es la sección transversal promedio. También nos referiremos a ella en el capítulo 3, ec.(3.6). Esta es la función de densidad negativa, pero, un blanco que tenga esta distribución es llamado blanco Rayleigh.

Caso 2 Swerling:

La función de densidad de probabilidad es también dada

por la ec.(2.3a), pero, las fluctuaciones son más rápidas que en caso 1 y son tomadas para ser independientes de pulso a pulso en lugar que de vuelta a vuelta.

Caso 3 Swerling:

En este caso, la fluctuación es asumida ser independiente de vuelta a vuelta como en el caso 1, pero, la función densidad de probabilidad está dada por:

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_{AV}^2} \exp\left(-\frac{2\sigma}{\sigma_{AV}}\right) \quad (2.3b)$$

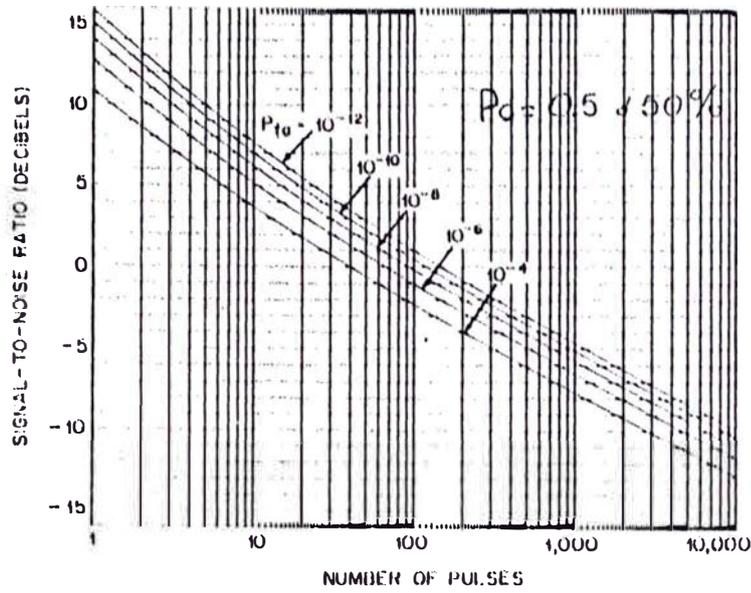
Caso 4 Swerling:

La fluctuación es pulso a pulso acorde a la ec.(2.3b).

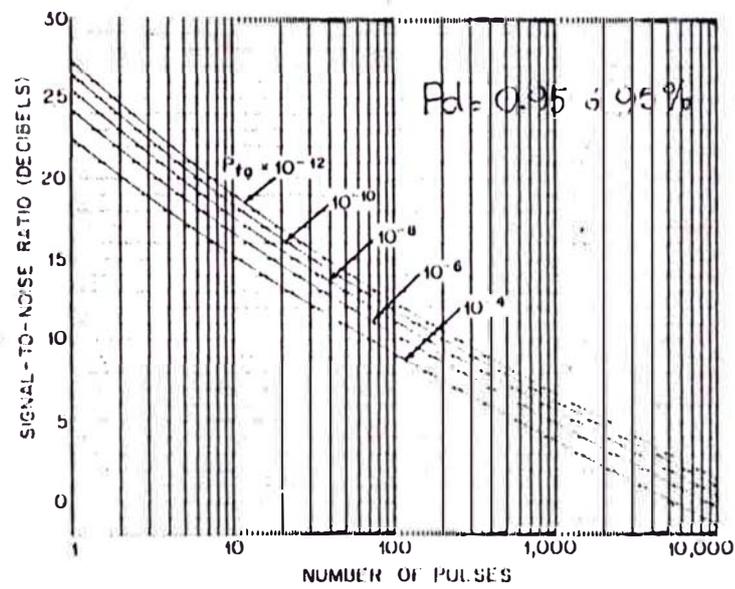
En la fig.(2.3a) y (2.3b) se puede apreciar la requerida S/N para una Pd=0.5 y Pd=0.95 respectivamente, para el caso 1 Swerling. Podemos notar de estas curvas que se requiere mayor S/N para un determinado número de pulsos integrados como comparados con el caso de blanco no fluctuante de la fig.(2.1). Lo mismo muestran las curvas de la fig. (2.4) pero para el caso 3 Swerling.

La densidad de probabilidad asumida en casos 1 y 2 se aplica a blancos complejos consistiendo de muchos dispersores de aproximadamente iguales áreas de reflexión. Y, para los casos 3 y 4, es más indicativa de blancos que pueden ser representados como un gran reflector junto con otros pequeños reflectores.

Una comparación de los cuatro modelos más el modelo para blanco no fluctuante (caso 5), es mostrado en fig.(2.5a) para una Pfa = 10<sup>-8</sup> y n=10 hits integrados. Cuando la probabilidad de detección es alta, todos los cuatro ca--

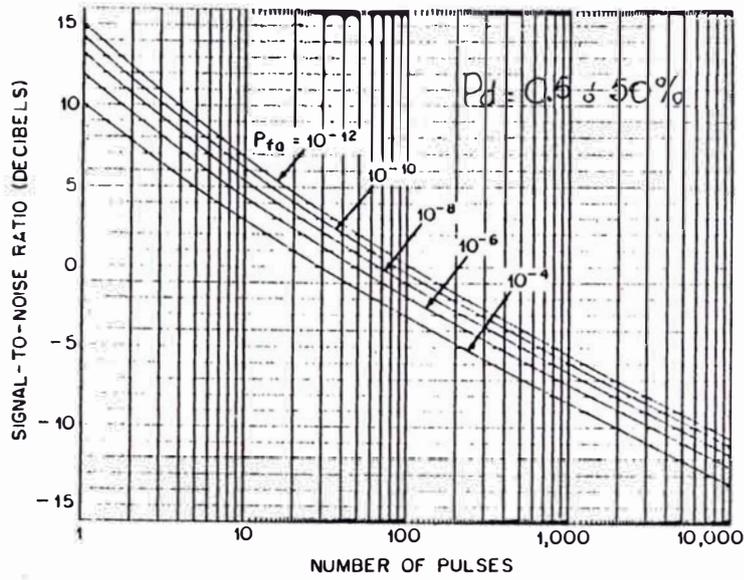


(a)

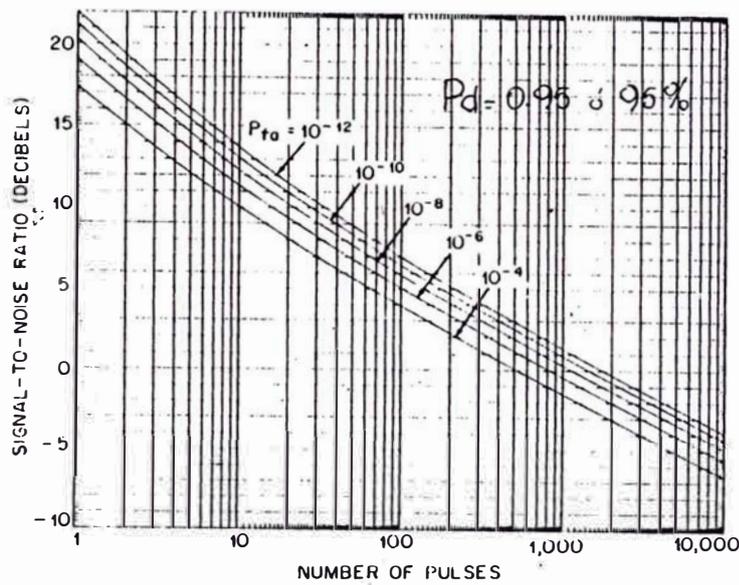


(b)

FIG. 2.3 CASO 1 SWERLING  
 a)  $P_d = 0.5$  ó 50%  
 b)  $P_d = 0.95$  ó 95%



(a)

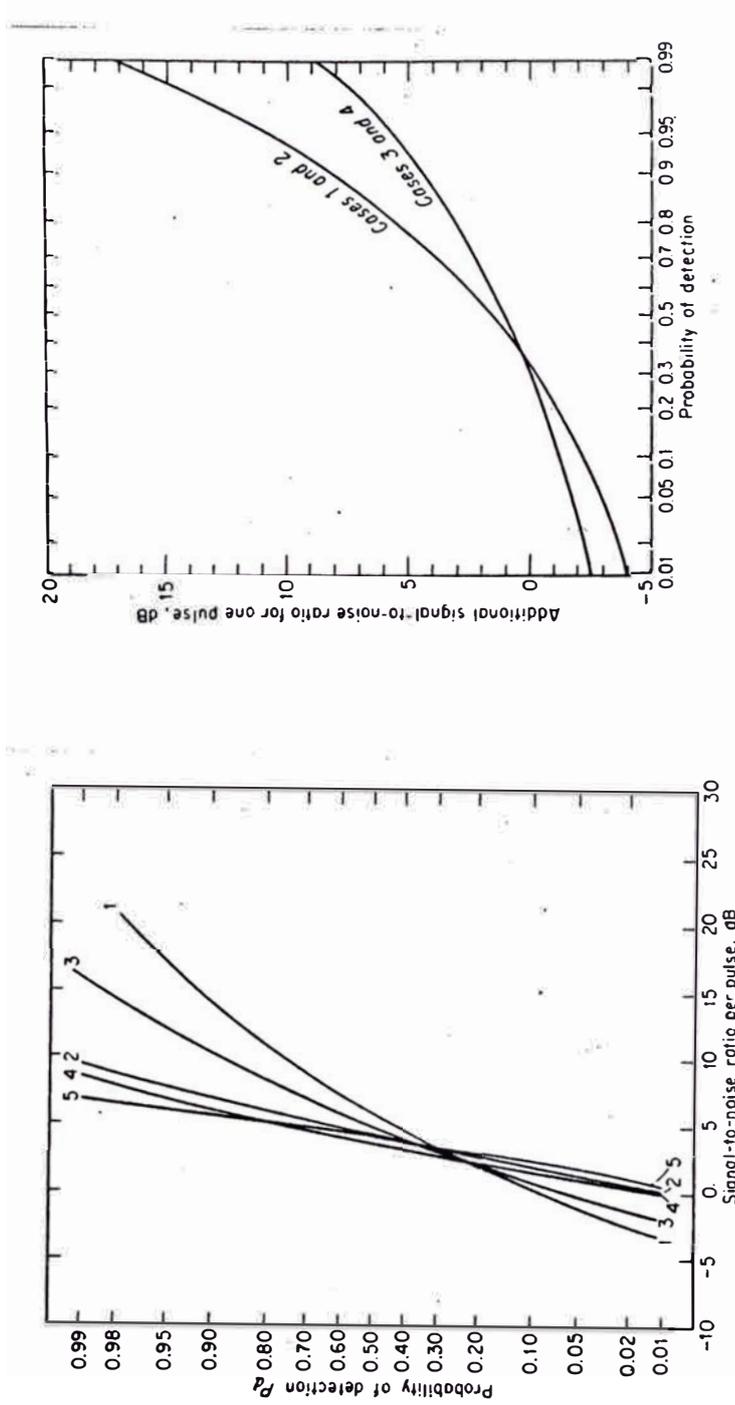


(b)

FIG. 2.4 CASO 3 SWERLING.

a)  $P_d = 0.5$

b)  $P_d = 0.95$



(b)

(a)

FIG. 2.5 a) COMPARACION DE CASOS SWERLING CON CASO NO FLUCTUANTE  
 b) S/N ADICIONAL REQUERIDA CUANDO BLANCO FLUCTUA COMO  
 COMPARADO CON BLANCO NO FLUCTUANTE .

sos en los que la sección no es constante requiere mayor S/N que para el caso 5. Por ejemplo, si se deseara una  $P_d$  igual a 0.95, sería necesaria una S/N de 6.2 dB/pulso si el blanco fuera no fluctuante, pero si la sección transversal fluctúa con una distribución de Rayleigh y fuera no correlada de vuelta a vuelta (caso 1), la S/N tendría que ser de 16.8 dB/pulso.

La fig.(2.5b) sirve para hallar la S/N adicional requerida para conseguir una particular  $P_d$ , cuando la sección transversal fluctúa, como comparado con un blanco no fluctuante;  $n=1$ . Se usa en conjunción con la fig.(1.6), que determina la S/N correspondiente a un deseado valor de  $P_d$  y para una determinada  $P_{fa}$ ; como un factor de corrección para los casos Swerling.

## 2.5.- Características de detector.-

Cabe hacer en esta parte una sutil diferenciación. Detector como lo trataremos aquí se refiere a la parte del receptor radar que extrae la modulación de la portadora, y "detector" como es el objetivo de nuestra tesis, significa un dispositivo para hacer decisión de la presencia ó ausencia de blanco y extraer su información.

Sin embargo, es importante considerar las características de detector ó demodulador (frecuentemente el "segundo detector" de un receptor superheterodino), porque sirven para calcular las funciones de densidad de probabilidad de las distribuciones estadísticas de señal más ruido y caso de ruido solo, para de esta manera determinar las probabilidades de detección y de falsa alarma.

### 2.5.1.-Detector de envolvente-ley de detector óptimo.-

La función del detector de envolvente es extraer la modulación y rechazar la portadora. Consiste de un elemento rectificador y un filtro pasa-bajo para dejar pasar las frecuencias de modulación. La característica de rectificador relaciona la señal de salida y de entrada y es llamada ley de detector. Muchas leyes de detector se aproximan ya sea a una característica lineal ó de ley cuadrática.

Para determinar la forma óptima de la ley del segundo detector debemos considerar el caso simple de presencia de ruido solo de receptor. Con esto asumimos una distribución de ruido tipo gaussiano a la entrada del detector. Asimismo, asumimos que tenemos en la salida del receptor  $n$  independientes pulsos cada uno con amplitudes de voltaje dado por  $v_1, v_2, \dots, v_n$ . El problema consiste en determinar si estos  $n$  pulsos son debidos a señal más ruido ó si ellos se deben a ruido solo.

Recordando del capítulo 1 las funciones de densidad de probabilidad para los casos de señal más ruido y ruido solo, y tomando la razón de probabilidad, dada por ec.(3.5) de las ecs.(1.17) y (1.21), obtenemos:

$$\sum_{i=1}^n \ln I_0(av_i) \geq \ln \lambda + \frac{\eta a^2}{2} \quad (2.4)$$

Esto establece que para procesamiento óptimo uno debería tomar los pulsos, cada uno de amplitud  $v_i$  ( $i=1,2,\dots,n$ ), y sumarlos acorde a la ley  $\sum_{i=1}^n \ln I_0(av_i)$ . Esta suma es luego comparada con un umbral dado por el término del lado derecho de la ec.(2.4). Por tanto, la combinación de detector

e integrador debe tener una ley dada por:

$$\gamma = \ln I_0(av) \quad (2.5)$$

donde  $\gamma$  = voltaje de salida del detector-integrador.

$a$  = amplitud de la señal de onda senoidal normalizada al valor del voltaje de ruido rms.

$v$  = voltaje de envolvente de FI normalizado también al valor del voltaje de ruido.

$I_0(av)$  = función de Bessel modificada.

Esta ecuación especifica la forma de la ley de detector la cual maximiza la razón de probabilidad para una probabilidad de falsa alarma fijada. Una forma aproximada a la ecuación anterior esta dada por:

$$\gamma = \ln I_0(av) \cong \sqrt{(av)^2 + 4} - 2 \quad (2.6)$$

Para grandes relaciones de señal a ruido ( $a \gg 1$ ), ésta es aproximadamente:

$$\gamma \cong av \quad (2.7)$$

Así el detector lineal es una buena aproximación al óptimo detector de ley  $\ln I_0(av)$ , cuando S/N es alta. Para pequeñas relaciones de señal a ruido la aproximación de la ec. (2.6) puede escribirse:

$$\gamma \cong \frac{av^2}{4} \quad (2.8)$$

que es la característica de un detector de ley cuadrática.

Entonces puede concluirse que para pequeñas S/N el detector de ley cuadrática puede ser aproximadamente adecuada

al detector óptimo, mientras que para alta S/N el detector lineal es más apropiado. En la teoría de detección clásica se considera un sistema óptimo de detección ha aquel formado por un demodulador de envolvente de ley cuadrática y un integrador de video que suma  $n$  pulsos iguales con el mismo peso. En la práctica, hay poca diferencia en cual de las dos leyes se puede usar. La diferencia entre estos dos tipos de detectores fue mostrada por Marcum para producir menos que 0.2 dB en la S/N.

#### 2.5.2.-Detector logarítmico.-

Si la salida del receptor es proporcional al logaritmo de la envolvente de entrada, es llamado un receptor logarítmico. Halla aplicación donde grandes variaciones de la señal de entrada son esperadas. Puede ser usado para prevenir saturación ó reducir indeseados clutter en ciertos tipos de receptor no MTI.

#### 2.5.3.-Detector coherente.-

Si la fase exacta de la portadora de eco fuera conocida, sería posible diseñar un detector que haga uso óptima de la información de fase y amplitud de la señal eco. El detector coherente es un ejemplo de este tipo de detector y sería de mayor eficiencia que aquellos que sólo hacen uso de alguna de la información completa de la señal.

#### 2.6.- Performance del operador radar.-

La velocidad de información inherente en una señal radar es considerablemente mayor que la que puede ser manejada por un operador humano. Por ejemplo, una señal con un ancho de banda de 1 Mhz, es capaz de transportar informa-

ción a una velocidad de 2 Mbits/s, pero un operador sólo puede aceptar de 10 a 20 bits/s.

Así, hay una tremenda desadaptación entre el contenido de información radar y la capacidad de manejar esta información por parte del operador radar. La función del indicador radar es ayudar al operador a extraer en eficiente manera la información contenida en la señal que es importante para cada aplicación.

Las curvas de las figs.(2.1), (2.3) y (2.4) se aplican cuando la decisión de detección está basada en un dispositivo de umbral automático. Similarmente el operador radar realiza una operación de decisión. Esto es, el equivalente del voltaje de umbral (el cual sería el nivel de luminosidad para un indicador tipo PPI), existe en algún lugar de su sistema ojo-cerebro. Este umbral, que resulta en una particular probabilidad de falsa alarma, está relacionada probablemente a su personalidad y experiencia y su innata intrepidez ó cautela. La probabilidad de detección depende no solamente de la S/N en relación al umbral, sino también a la agudeza del binomio visión-mente, vigilancia ó fatiga y el grado de entrenamiento.

Consecuentemente, la habilidad del operador para detectar señales radar en presencia de ruido ó clutter no puede determinarse con gran confiabilidad como se puede hacer con un detector de umbral como el descrito en el capítulo uno. El comportamiento humano, ciertamente es menos predecible que de un dispositivo electrónico. En la fig.(2.2a) se puede apreciar, mediante la línea punteada, como varía

el factor de mejora de integración de un operador que observa un display. Este es aproximadamente a la raíz cuadrada del número de pulsos integrados.

### 2.7.-Objetivo del detector automático de blancos radar.-

Hemos dicho que la función de un operador radar que observa un indicador ordinario es descubrir la presencia de blancos y extraer su localización. Cuando el operador hace una decisión de detección, parece ser que el criterio usado es análogo al establecimiento de un umbral, ya sea consciente ó inconscientemente. Cuando la función es realizada por circuitería electrónica de decisión, sin la intervención del operador, el proceso es conocido como "detección automática".

Sin embargo, la diferencia principal entre la puesta de los umbrales, ya sea por el operador ó electrónicamente, radica en que éste último puede determinarse con alguna lógica y esperar que permanezca constante con el tiempo, mientras que por el primero puede ser difícil de predecir y no permanecer fijo con el tiempo. La performance del operador depende de su estado de ánimo y grado de entrenamiento, por eso, una de las principales razones para emplear detección automática es sobrepasar las limitaciones debidas al operador.

Así, el objetivo del detector automático es proveer reportes de blanco (algunas veces llamados plots), formados en el procesador de señal, sin la intervención del operador. Cualquiera que haya observado un video crudo sobre el indicador radar, con su conglomerado de blancos extraños,

puede permanecer escéptico a pensar que la detección automática es realmente necesaria y útil.

Además el uso del detector automático permite que la salida del receptor radar pueda ser transmitida por línea telefónica en lugar que por costosos enlaces de microonda, puesto que solamente información del blanco detectado (reporte) necesita ser transmitido y no la completa señal de video crudo. Aún más es factible de ser realizado, teniendo a la mano la tecnología adecuada. Los circuitos integrados proporcionan la herramienta necesaria.

## 2.8.-Radares usados en control de tráfico aéreo.-

Existen dos clasificaciones muy amplias de sistemas de radar generalmente usados en operaciones de control de tráfico aéreo; aquellos sistemas en donde el blanco actúa como un ente pasivo, llamado radar primario ó radar de vigilancia aérea y aquellos sistemas en el cual el blanco modifica activamente el eco, llamado radar secundario.

### 2.8.1.-Radar primario o ASR.-

Aunque el sistema radar de pulsos es bastante flexible, ningún sistema es lo extremadamente flexible para realizar todas las funciones de control necesarias. Así, hay sistemas de vigilancia en ruta (ARSR) y sistema de vigilancia de área (ASR).

Los sistemas ARSR son usados para determinar la localización de tránsito a lo largo de rutas aéreas. Son dispositivos de alta potencia, operados en banda-L y cubren un rango de 200 MN. No se requiere que sean extremadamente precisos en rango, pero énfasis es puesto en el diseño pa

ra la detección a grandes distancias. Son localizados en áreas alejadas de los centros de control y la información a éstos es transportado por enlaces vía microonda.

Los sistemas ASR están localizados cerca de los aeropuertos para dirigir el flujo de tráfico aéreo en un área de aproximadamente de 60 MN. Son clasificados como radares de media potencia y operados en banda-S. La información de video de estos radares es enviado a los centros de control mediante enlace vía cable coaxial ó microonda. Características típicas de estos sistemas se pueden observar en la tabla del anexo B1.

#### 2.8.2.-Radar secundario ó SSR.-

Resumiremos las principales características del sistema que también se le conoce como sistema de faro radar. Este sistema surgió de la necesidad de contar con algún método de identificar aeronaves amigas ó enemigas, durante la segunda guerra mundial. Consiste de una estación en tierra que transmite una señal de interrogación a la aeronave y un transmisor-receptor en la aeronave (transponder), que responde proveyendo un enlace de datos de dos vias en frecuencias separadas.

Debido a que la aeronave responde activamente, este sistema ofrece muchas ventajas sobre el radar primario. Por ejemplo, (1) los pulsos respuesta son considerablemente de mayor potencia que las señales-eco del primario, (2) frecuencias separadas de transmisión y respuesta eliminan los problemas de clutter y retornos indeseados (lluvia, nubes, etc.), (3) se elimina las fluctuaciones de la sección trans

versal del blanco y (4) codificación de la trayectoria de interrogación y respuesta proveen reportes discretos de identificación de aeronaves y de altura.

#### Interrogador-receptor.-

Direccionalmente interroga a las aeronaves equipadas con transponder con un par de pulsos codificados (P1,P3), que define el modo de interrogación, en 1030 MHz, cuyo espaciamiento denota si están siendo solicitadas respuestas de identificación ó altura. La tabla en el anexo B2 muestra las características primarias de ambas trayectorias.

El sistema opera normalmente en conjunción con el primario, con la antena SSR montada en la parte superior de la antena del primario. Las interrogaciones son predisparadas con respecto a la transmisión del pulso de radar primario a fin de proveer sincronización entre ecos radar y respuesta SSR sobre la pantalla de indicación. Las relaciones de tiempo de los modos de interrogación se muestran en la fig. (2.6). Los modos comunmente usados son el modo 3/A de identificación militar-civil y el modo C de reporte de altura.

#### Transponder.-

Consiste de un receptor superheterodino y de un transmisor que genera la respuesta en 1090 mhz, que comprende hasta 16 pulsos espaciados a multiples de 1.45  $\mu$ seg. Dos de los pulsos están siempre presentes para definir el código del tren y son llamados pulsos de trama (F1,F2), espaciados uno del otro 20.3  $\mu$ seg; los otros pulsos son los pulsos-dato (codificados).

Generalmente, 12 posiciones de pulso-dato proveen hasta

4096 códigos discretos de identidad, y 11 posiciones de pulso-dato proveen información de altura con incrementos de 100 pies referidos a la atmósfera estándar (29.92 pulgadas de mercurio). Se provee también un código especial que permite al piloto declarar una falla de comunicaciones ó una emergencia; uno de los pulsos puede ser usado para identificación especial (SPI), si el mismo código de identificación ha sido usado por dos ó más aeronaves. Este está separado más allá de F2 en 4.35µseg. Ver fig.(2.6)

### 2.8.3.-Sistema de adquisición y transferencia de datos.-

Hemos mencionado que los sensores radar se encuentran alejados de los centros de control, donde se utiliza su información. También expresamos, que es más conveniente y menos costoso, emplear un enlace de datos digitales en lugar de transportar toda la señal de video crudo vía microonda.

Una de las formas de realizar esta tarea sería recibir la información radar (primario y secundario) en un digitizador común y convertir esta información en mensajes de datos digitales para ser utilizados posteriormente por un computador digital. Parte esencial y fundamental, a nuestro juicio, de este digitizador es el detector automático de blancos radar. Además, estará conformado por un cuantificador para las señales del primario, donde las señales retorno son estandarizadas en amplitud y en tiempo.

Para la parte del secundario debería contar con un circuito de reconocimiento de modo y decodificación de código. Solamente aquellas respuestas que tienen una mínima amplitud prescrita y duración son aceptadas y estandarizadas pa

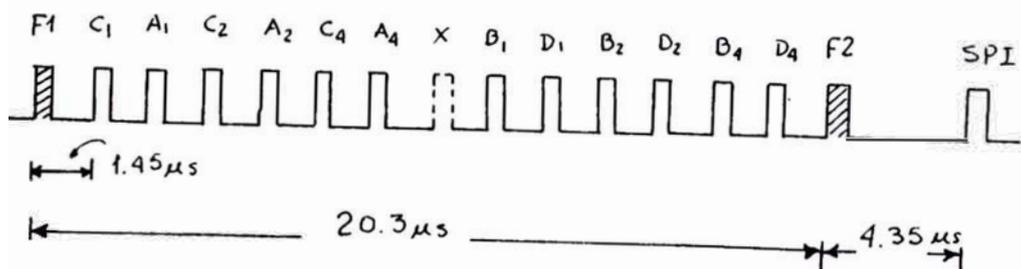
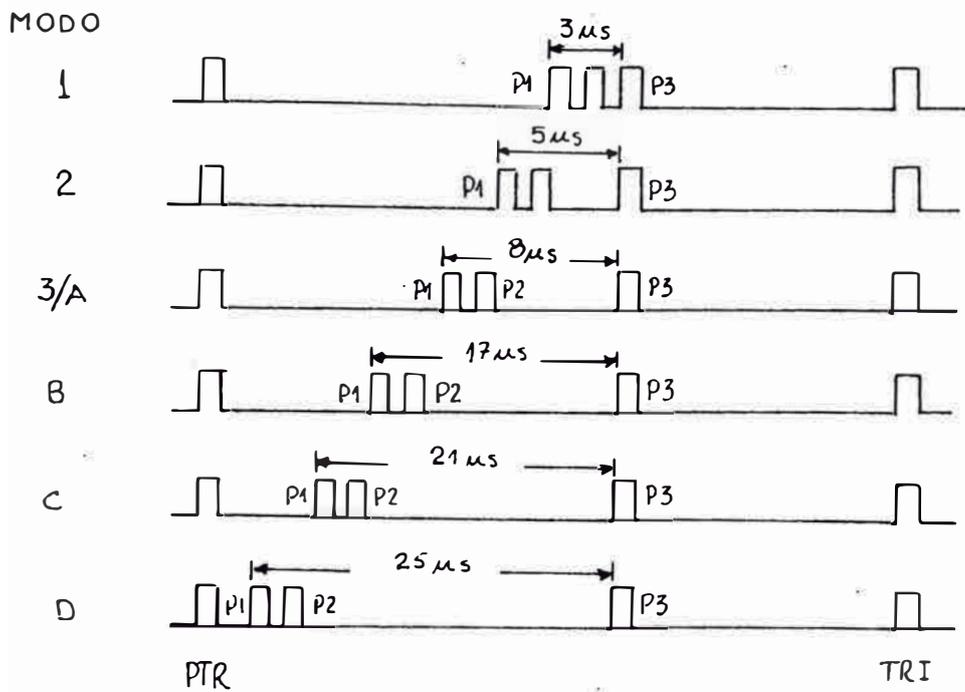


FIG. 2.6 TIEMPOS DE MODO Y CODIGO

ra ser examinadas estadísticamente. La salida de estos circuitos es la detección de los pulsos de frama (F1,F2), que indican la presencia de una respuesta.

Asimismo, deben haber circuitos para producir los pulsos de reloj para sincronización y obtener los datos de azimut y rango en tiempo real requeridos para la completa operación del digitizador. Los pulsos de presencia de blanco es tandarizados, llamados hits, constituyen los datos sobre los cuales se realiza el proceso de examinación estadística para distinguir genuinos retornos de blancos de aquellos de ruido y otras interferencias aleatorias. Esta función la realiza el detector automático de blancos radar, objeto de nuestra tesis.

Finalmente, una vez detectado un blanco junto con la información de azimut y rango, forman el reporte de blanco y pasa a la memoria buffer, donde son almacenados y formados los mensajes en adecuados formatos para su transmisión digital. En la fig.(2.7), se muestra un diagrama de bloques general de un posible sistema de digitización de señales radar.

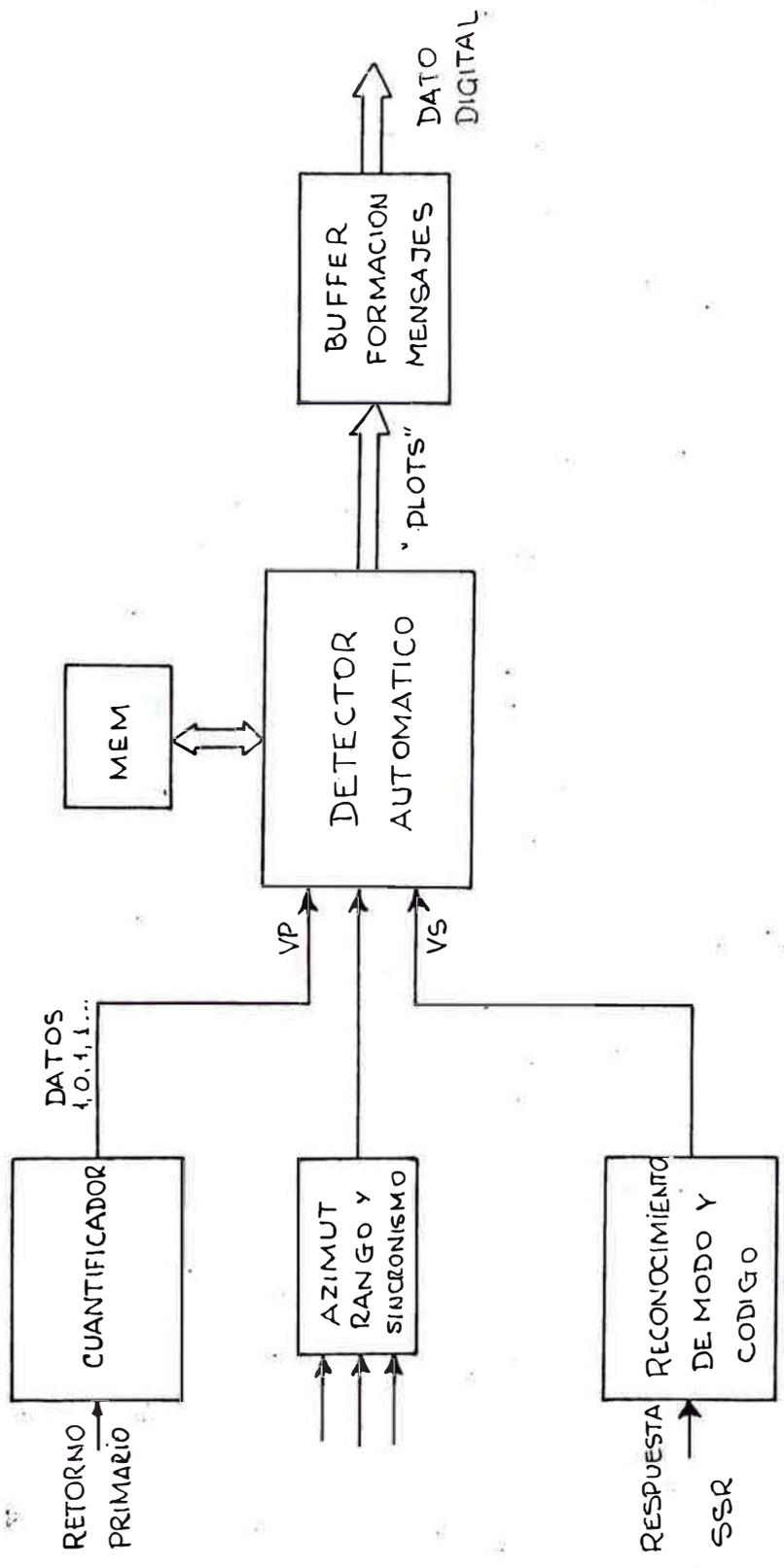


FIG. 2.7 DIGITIZADOR COMUN

C A P I T U L O    I I I  
ASPECTOS GENERALES DE LA TEORIA DE  
DETECCION AUTOMATI CA

3.1.- Introducción.-

La operación del radar requiere de algunos medios para sensar o detectar las reflexiones radar. Tanto antiguamente, como en muchos de los presentes días, los sistemas radar emplean operadores humanos para realizar esta función. Así, observando la salida del receptor-radar, presentada en alguna de las muchas formas, los blancos son "detectados" por la presencia de manchas (blips) o patrones de presentación no usualmente vistos en el caso cuando no hay blancos.

La experiencia ha demostrado que pueden ocurrir, en este proceso de detección, errores de omisión y comisión, como resultado del ruido ó fluctuaciones aleatorias en la salida del receptor-radar las cuales son confundidas por señal de blanco o pueden enmascarar y cubrir las variaciones de presentación causadas por los blancos.

El ruido puede surgir proveniente de varias fuentes: ruido de receptor, ruido atmosférico, ruido hecho por el hombre, clutter, etc. Este prevalece en todos los sistemas

radar a tal grado que puede confundir el proceso de detección, al menos para señales-eco débiles.

De este modo, el proceso de detección de blancos radar implica un proceso de distinguir entre situaciones de señal más ruido, con el caso de ruido solo.

### 3.2.- Definiciones.-

#### 3.2.1.-Detector automático.-

El concepto básico de un detector automático radar es la eliminación del operador humano quién tradicionalmente hace decisiones de detección, concernientes a la presencia ó ausencia de blancos, examinando la presentación sobre una pantalla PPI, por ejemplo. Así, es un dispositivo para hacer decisiones concernientes a situaciones de señal y ruido transportados por sus datos de entrada derivados desde el receptor radar. El término detector no debe confundirse como detector de envolvente ó segundo detector del receptor superheterodino.

En un sistema radar típico que use un detector automático, la entrada al detector puede ser la salida de un detector de envolvente lineal ó de ley cuadrática, y la salida del detector automático puede usarse para futuro procesamiento, antes de hacer una decisión final.

#### 3.2.2.-Observaciones.-

Los datos de entrada al detector automático serán llamadas observaciones, y se considerarán sobre una variable o conjunto de variables aleatorias. Estas observaciones pueden obtenerse por muestreo a intervalos discretos de tiempo. Para facilitar la discusión, tratándose de un ra-

dar de pulsos, el término observación denotará todos los datos sobre un pulso dado.

Una observación típica de detector puede consistir de un conjunto de números reales correspondientes a los voltajes obtenidos resultado de muestrear la salida del receptor a tiempos de retardo correspondientes a algún elemento de rango ó resolución. El conjunto de observaciones usado en el proceso de detección se llamará "muestra", y el número total de observaciones usados se llamará "tamaño de muestra".

### 3.2.3.-Elemento de rango.-

A fin de realizar la cuantificación en duración el barrido (sweep) radar es subdividido en intervalos regulares de tiempo comenzando desde tiempo cero, en el cual el trigger es generado. Cada segmento de esta subdivisión se le conoce como "range bin" ó elemento de rango. La duración de cada intervalo se calcula de acuerdo a la ecuación 1.1, y en consonancia con la resolución en rango que deseamos obtener, en fracción de milla náutica.

En el proceso de cuantificación en duración, cada vez que el mínimo umbral es excedido, la señal de video, teniendo una duración igual a un elemento de rango, es generado dentro de una celda de rango.

### 3.3.- Criterios de detección.-

La detección de señales débiles en presencia de ruido es equivalente a decidir si la salida del receptor es debida a señal más ruido ó ruido solo. Este es probablemente el tipo de decisión hecho, subconscientemente, por un operador humano sobre la base de la información presentada so-

bre un indicador radar.

Cuando el proceso de detección es llevado a cabo automáticamente por algún medio electrónico sin la ayuda de un operador, el criterio para hacer las decisiones no puede dejarse al azar y entonces debe especificarse cuidadosamente y el diseñador de radar automático debe incorporar este criterio en algún dispositivo que realice tales decisiones. Casi todas las decisiones de detección radar están basadas en la comparación de la salida del receptor con algún nivel umbral, también conocido como threshold. Si la envolvente de la salida del receptor sobrepasa el umbral pre-establecido, se dice que la señal está presente.

El propósito del nivel umbral es dividir la salida en dos regiones bien definidas; una región de detección y otra de no detección. En otras palabras, el detector de umbral nos permite la elección de una entre dos hipótesis. Una hipótesis es aquella que la salida del receptor sea debida a ruido solo; la otra, que la salida se deba a señal más ruido. Se vió en el capítulo 1, que la línea divisoria entre estas dos regiones depende de la probabilidad de falsa alarma, la que a su vez está relacionada al tiempo promedio entre falsas alarmas.

Hay dos tipos de errores que pueden ser cometidos en el proceso de detección. Estos son inevitables con observaciones de duración finita en presencia de ruido. Un primer tipo de error es equivocar ruido por señal, cuando solamente ruido está presente. Esto ocurre siempre que el ruido es lo bastante grande de modo que exceda el umbral. En teoría

de detección estadística es algunas veces llamado error tipo I. El ingeniero radarista llamaría a este tipo de error "falsa alarma". Un error tipo II es aquel en el cual consideramos erróneamente, como ruido, a una señal que verdaderamente está presente. Esta es una detección perdida para el radarista.

La colocación ó puesta del umbral representa un compromiso entre estos dos tipos de errores. Un umbral relativamente alto reducirá la probabilidad de falsa alarma, pero a su vez allí habrá más detecciones perdidas. La naturaleza de la aplicación radar influirá en grado sumo la importancia relativa de estos dos errores y, por lo tanto, la puesta del umbral.

Luego, podemos expresar todo lo anteriormente expuesto de la siguiente manera:

Hipótesis:

$H_0$ : Hipótesis que la salida del receptor sea de ruido solo, también conocida como hipótesis nula.

$H_1$ : Hipótesis que la salida del receptor sea de señal más ruido ó hipótesis alterna.

Errores:

Tipo I : Aceptar  $H_0$  cuando es falso (falsa alarma).

Tipo II: Rechazar  $H_1$  cuando es verdadera (pérdida).

Probabilidades:

$P_d$ : Probabilidad de detección; probabilidad que el blanco esté presente y declarado.

$P_{fa}$ : Probabilidad de falsa alarma; probabilidad que el blanco esté ausente y declarado.

$P_m$ : Probabilidad de pérdida; probabilidad que el blanco esté presente pero no declarado.

$V_t$ : Nivel umbral de detección.

$$P_d = \int_{V_t}^{\infty} f_1(x | H_1) dx = 1 - P_m \quad \dots \quad (3.1a)$$

$$P_{fa} = \int_{V_t}^{\infty} f_0(x | H_0) dx \quad (3.1b)$$

$$P_m = \int_{-\infty}^{V_t} f_1(x | H_1) dx = 1 - P_d \quad (3.1c)$$

### 3.3.1.- Criterio de Neymann-Pearson.-

Es un test usado en la teoría de detección estadística para determinar la validez de una hipótesis estadística especificada, la cual fija la probabilidad de falsa alarma durante el tiempo de observación mientras que maximiza la probabilidad de detección. Esto es equivalente a especificar la probabilidad de error tipo I y al mismo tiempo minimizar el error tipo II.

El criterio de Neymann-Pearson, primero, especifica la probabilidad de falsa alarma,  $P_{fa}$ , debe ser fijada a un valor determinado. Esto se consigue en base a colocar un nivel umbral fijo bajo hipótesis de que ruido solo está presente. Segundo, este criterio especifica que la probabilidad de detección,  $P_d$ , debe ser maximizada. Esto también se consigue usando el conjunto de datos para formar la razón de probabilidad,  $L_r$ , y luego comparar éste resultado con el umbral hallado bajo la hipótesis de ruido solo.

La razón de probabilidad,  $L_r$ , es una importante herramienta estadística y puede ser definida como la relación de la función de densidad de probabilidad (fdp) correspondiente a señal más ruido,  $f_{sn}(v)$ , a la función de densidad de probabilidad de ruido solo,  $f_n(v)$ . Tenemos, así:

$$L_r(v) = \frac{f_{sn}(v)}{f_n(v)} \quad (3.2)$$

La razón de probabilidad es una medida de cuán probable la envolvente ( $v$ ) del receptor sea debida a señal más ruido que a ruido solo. También puede decirse que es una variable aleatoria y depende de la entrada del receptor. Si  $L_r(v)$  es suficientemente grande, sería razonable concluir que una señal verdaderamente estuvo presente.

### 3.3.2.- Receptor de filtro adaptado.-

Hemos expresado, repetidamente, que el ruido puede enmascarar la señal y hacer difícil su detección. Siempre que hablamos de distinguir señales en presencia de ruido, especificamos la señal referida a la tensión de ruido; por esta razón es común hablar de la relación señal a ruido,  $S/N$ . La elección práctica de  $S/N$  dependerá en general del criterio elegido para distinguir entre señal y ruido, de qué deterioro de la señal puede tolerarse en el sistema para el cual se calcula la  $S/N$ , etc.

Un sistema lineal que sea capaz de filtrar la combinación señal más ruido y hacer máxima la relación de señal pico a potencia media de ruido, se conoce como filtro adaptado, filtro North ó criterio de transformada de Fourier, y cuya función de respuesta en frecuencia es el complejo conjugado

do del espectro de frecuencia transmitido. Esto es:

$$H(f) = K_a S^*(f) \exp(-j 2\pi f t_0) \quad (3.3)$$

donde:

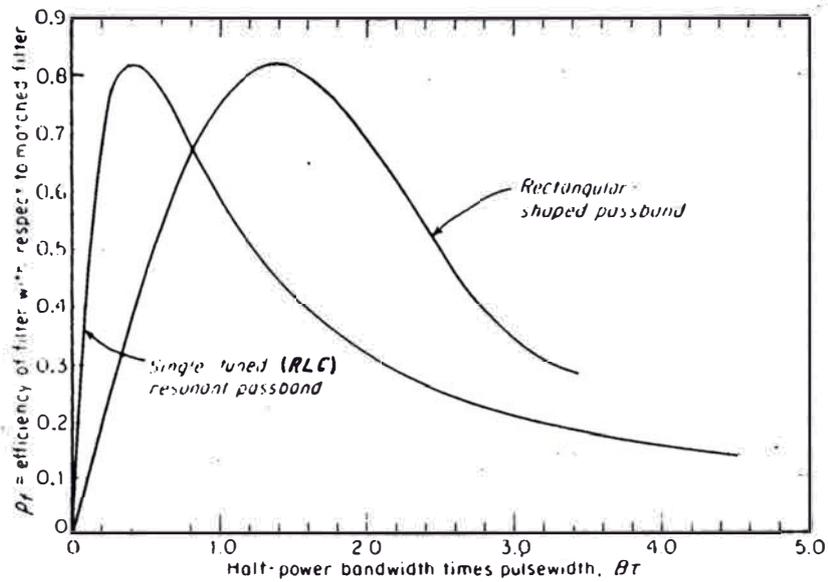
$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j 2\pi f t) dt = \text{espectro de voltaje}$$

$t_0$ : tiempo en el cual se observa la señal sea máxima; es también el retardo requerido para hacer el filtro físicamente realizable.

$K_a$ : constante igual a la máxima ganancia del filtro.

El filtro adaptado es el filtro óptimo para detectar señales en presencia de ruido blanco aditivo, osea aquel que su densidad espectral de potencia es independiente de la frecuencia. Este criterio no debe confundirse con el concepto de adaptación de impedancias de la teoría de circuitos, el cual maximiza la transferencia de potencia en lugar de la relación señal a ruido.

La salida de un filtro adaptado no es una réplica de la señal de entrada. Sin embargo, desde el punto de vista de la detección de señales en ruido, preservar la forma de la señal no es de importancia, al menos para los sistemas radar de búsqueda (search radar). La salida del filtro adaptado puede ser mostrado proporcional a la señal de entrada correlada con una réplica de la señal transmitida, excepto por un tiempo de retardo  $t_0$ . En la práctica éste filtro no puede ser realizado exactamente. En la figura 3.1, se muestra la eficiencia de un filtro RLC y uno de forma rectangular para un pulso de entrada de ancho ( $\tau$ ). La máxima eficiencia del filtro sintonizado ocurre para  $B\tau \approx 0.4$ . La



Input signal	Filter	Optimum $B\tau$	Loss in SNR compared with matched filter, dB
Rectangular pulse	Rectangular	1.37	0.85
Rectangular pulse	Gaussian	0.72	0.49
Gaussian pulse	Rectangular	0.72	0.49
Gaussian pulse	Gaussian	0.44	0 (matched)
Rectangular pulse	One-stage, single-tuned circuit	0.4	0.88
Rectangular pulse	2 cascaded single-tuned stages	0.613	0.56
Rectangular pulse	5 cascaded single-tuned stages	0.672	0.5

FIG. 3.1 EFICIENCIA DE FILTROS COMPARADOS CON EL FILTRO ADAPTADO

correspondiente pérdida en la S/N comparada con el filtro adaptado es 0.88 dB.

### 3.4.- Tipos generales de detectores automáticos.-

#### 3.4.1.-Detectores de muestra fija.-

Estos detectores requieren un predeterminado número de observaciones, fijo. El tamaño de muestra (número de observaciones) es medido irrespectivamente a la dimensión de las observaciones individuales. Por ejemplo, consideremos un radar de pulsos donde  $k$  elementos de rango (range bin) son usados y  $n$  pulsos son transmitidos durante el proceso de detección. El tamaño de muestra es  $n$  aunque el número de puntos de dato es  $nk$ .

Detectores de muestra fija, frecuentemente, son detectores de razón de probabilidad basados en la teoría de Neymann-Pearson. Estos detectores para aplicaciones de radar tienen propiedades óptimas deseables; pero, ocasionalmente son desventajosos por la rigidez en el tamaño de la muestra predeterminada y los requerimientos para propósitos de diseño, del conocimiento de las distribuciones estadísticas de señal y ruido. Alejamientos de estas distribuciones asumidas pueden resultar en serias dificultades de la performance esperada.

Para reducir la complejidad, frecuentemente son usados formas simplificadas de detectores de muestra fija no óptimos; la subsecuente pérdida en eficiencia puede ser bastante baja. Para reducir la dependencia del diseño y performancesobre las estadísticas de señal y ruido, se usan los tipos de distribución libre.

### 3.4.2.-Detectores de distribución-libre.-

Una propiedad importante de un sistema de detección automática es la habilidad para mantener una proporción constante de falsas alarmas (CFAR) en varios y variados ambientes (ruido, clutter, interferencia) de modo que el sistema que utiliza esta información para una decisión final no se vea sobrecargado con falsas alarmas. Los esfuerzos iniciales para obtener CFAR fueron basados sobre la asunción que la densidad de probabilidad de ruido era conocida y solamente parámetros desconocidos tenían que ser estimados.

Detectores de distribución libre ó no-paramétrico son intentados para proveer operación CFAR en la presencia de un conjunto de datos que tienen estadística variada. El principio fundamental envuelto en el procesamiento no-paramétrico es la transformación del conjunto de datos de ruido desconocido de entrada a una distribución de salida conocida que puede ser comparada contra un umbral fijo para establecer una CFAR.

### 3.4.3.-Detectores secuenciales.-

Muchos radares utilizan el equivalente del observador Neymann-Pearson y operan con un número fijo de pulsos. Sin embargo, la decisión de detección puede muy bien ser hecha sobre la base de solamente unas pocas observaciones ó posiblemente una simple observación, y no sería necesario grabar las últimas observaciones que ocurren una vez que el umbral ha sido cruzado.

Tal criterio de detección se conoce como observador secuencial. Este hace una simple observación y sobre la base

de ésta observación decide entre una de tres elecciones:

(1) la salida del receptor es debida a la presencia de señal con ruido; (2) la salida es debida a ruido solo; ó (3) la evidencia disponible no es lo bastante convincente para hacer una decisión entre elecciones 1 y 2. Si la evidencia es suficiente para permitir la elección entre señal más ruido y ruido solo, el test es completado. Pero si la elección (3) es indicada, no se alcanza decisión concluyente y otra observación es hecha. Las tres elecciones son examinadas sobre la base de las observaciones combinadas y el proceso se repite hasta que la evidencia es bastante convincente y hacer una definida conclusión.

El observador secuencial fija la probabilidad de errores de antemano pero permite que el tiempo de integración (ó número de observaciones) sea variable. Esto permite una significativa reducción en el promedio del número de muestras (pulsos) necesitados para hacer una decisión.

#### 3.4.4.-Detectores binarios y M-arios.-

Un detector automático es clasificado de acuerdo a la función realizada, esto es, la respuesta particular requerida para su propósito. En este sentido el detector más simple es aquel que decide solamente entre señal y no señal. A éste tipo de detector se le designa como detector binario.

Otros detectores, sin embargo, deciden entre señal versus no señal con más que dos estados de señal, y generalmente, poseen un gran número de posibles respuestas de decisión. El término general para estos detectores es M-arios,

donde  $M$  puede usarse para designar el número de posibles respuestas de decisión. Sin embargo, en cada operación de detección resulta una respuesta exactamente. Un ejemplo común de un detector  $M$ -ario es aquel que decide entre blanco y no blanco para cada elemento de rango.

Tal detector consiste, frecuentemente pero no necesariamente, de un banco de detectores binarios, un detector binario para cada bin.

#### 3.4.5.-Formas óptimas.-

El deseo del diseñador de detector automático es determinar cómo procesar los datos observados en la "mejor" manera posible. Lo que el término mejor significa y qué forma toma este mejor procedimiento depende de muchos factores. Entre los factores más importantes están el número de estados de señal, las distribuciones estadísticas de los datos en cada estado de señal, el costo asignado a los varios tipos de decisiones, ya sean correctas ó incorrectas y las consabidas restricciones impuestas por el sistema radar y las situaciones del blanco sobre el proceso de muestreo.

Cuando se tiene suficiente conocimiento de costos y disponibilidad de probabilidades a priori, los detectores pueden optimizarse de acuerdo a un criterio de costo-esperado. Modelar criterios de costo es un tanto complejo, pero un simple modelo sugiere la naturaleza de esta aproximación. Consideremos el caso donde ya sea un blanco específico "s" está presente ó no hay blanco del todo. Hagamos que  $p(s)$  sea la probabilidad conocida a priori que el blanco

estará presente durante un procedimiento de detección. El costo por falla para detectar el blanco cuando está presente es  $C_m$  y aquel para una falsa alarma es  $C_{fa}$ . Costos para decisiones correctas también pueden asignarse, pero para este ejemplo son asumidos cero. Hay también costos relacionados al tamaño de muestra, ó tiempo para realizar el proceso de detección, pero suponemos que el tamaño de muestra ha sido predeterminado. Luego, podemos escribir una simple función de costo esperado como:

$$E(c) = C_m p(s)\beta + C_{fa} [1 - p(s)]\alpha \quad (3.4)$$

donde  $\alpha$  es la probabilidad de falsa alarma,  $P_{fa}$ , dado que el blanco no está presente, y  $\beta$  es la probabilidad de una falsa pérdida, dado que el blanco está presente. El objetivo es minimizar  $E(c)$ .

Procedimientos de detección basados en la minimización de la función costo-esperado, generalmente, envuelven el cálculo de razones de probabilidad. Razones de probabilidad son también encontrados en procedimientos óptimos para la más simple aplicación de detección, donde los costos de error y las probabilidades a priori son ya sea desconocidas o no pertinentes.

### 3.5.- Detectores de muestra fija.-

#### 3.5.1.-Detectores de razón de probabilidad.-

Los detectores de razón de probabilidad de muestra fija están basados en el criterio de Neymann-Pearson, que como sabemos prueba dos hipótesis estadísticas; osea dado una probabilidad de falsa alarma,  $\alpha$  ó  $P_{fa}$  en este caso, minimi

za la probabilidad de falsa pérdida,  $\beta$  ó lo que es mismo maximiza la probabilidad de detección,  $P_d$ .

La construcción de estos detectores está expresado en términos de los estadígrafos fundamentales de señal y ruido. Básicamente, el detector automático calcula una  $L_r$  sobre la base de los datos de entrada al detector. La  $L_r$  es luego comparada con un umbral, si éste es sobrepasado entonces resulta una decisión de señal; de lo contrario es hecha una decisión de ruido. En el caso  $M$ -ario, un determinado número de  $L_r$  es calculado y comparado respectivamente al umbral. Sin embargo, es conveniente primero considerar el caso binario. Por comodidad repetimos aquí la ecuación 3.2 de  $L_r$ .

$$L_r = \frac{f_1(x_1, x_2, \dots, x_n)}{f_0(x_1, x_2, \dots, x_n)} \quad (3.2)$$

donde  $x_1, x_2, \dots, x_n$  representan las  $n$  observaciones usadas en el proceso de detección y donde  $f_1$  y  $f_0$  son las funciones de densidad conjunta en el caso de señal más ruido y ruido sólo, respectivamente. En un sistema radar de pulsos  $n$  es el número de transmisiones radar usados en el proceso de detección. Cuando las observaciones son independientes estadísticamente, las funciones de densidad de probabilidad conjunta de las variables estarán representadas por el producto de las funciones individuales y como sabemos estas probabilidades individuales se multiplican. Lo cual, para consideraciones de diseño, es conveniente representar la ecuación anterior como el logaritmo natural de la razón de probabilidad:

$$\ln L_r = \sum_{i=1}^n \ln \frac{f_1(x_i)}{f_0(x_i)} \quad (3.5)$$

En muchos de los casos que envuelven problemas de detección de señal, es posible expresar  $\ln(L_r)$ , sólo aproximadamente algunas veces, en la forma  $\ln(L_r) = k_1 + k_2 Z_n$ , donde  $k_1$  y  $k_2$  son constantes y

$$Z_n = \sum_{i=1}^n x_i \quad \text{ó} \quad Z_n = \sum_{i=1}^n x_i^2$$

Por ejemplo, supongamos que:

$$f_1(x) = \left(\frac{1}{\theta}\right) e^{-x/\theta} \quad \text{y} \quad f_0(x) = e^{-x}$$

Luego:

$$\ln L_r = n \ln \frac{1}{\theta} - \frac{1-\theta}{\theta} \sum_{i=1}^n x_i$$

lo cual es de la forma  $k_1 + k_2 Z_n$ . Luego, mejor que calcular el logaritmo natural de  $L_r$ , es equivalente y más simple calcular  $Z_n$  y hacer la decisión de que una señal está presente si  $Z_n \geq K$  y decidir que no está presente si  $Z_n < K$ , donde  $K$  es una constante elegida apropiadamente. En la tabla 3.1, se muestra los  $Z_n$  usados en varios casos de detección. También se puede observar en dicha tabla los varios casos de funciones de densidad a emplearse.

Sin embargo, las verdaderas situaciones de distribución de señal y ruido dependen en gran parte del particular procesamiento anterior a la entrada del detector automático, la naturaleza del ruido y de las propiedades físicas del

T A B L A 3.1

ALGUNOS CASOS COMUNES DE DETECCION

Case	Underlying distribution	Density function $f(z)$	$\theta$	$\theta_0$	S/N	$Z_n$ quantity computed	Probability of target decision
1	Gaussian Test of mean (unit variance)	$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-(z-\theta)^2/2}$ ( $-\infty < z < \infty$ )	$E(z)$	0	$\theta^2$ [by Eq. (1)] ( $\theta^2/2$ for syn-chronous sampling)	$\sum_{i=1}^n z_i$	$\int_K \frac{e^{-(z_n-\theta)^2/2n}}{\sqrt{2\pi n}} dz_n$
2	Gaussian Test of variance (zero mean)	$\frac{1}{\theta \sqrt{2\pi}} e^{-(z/\theta)^2/2}$ ( $-\infty < z < \infty$ )	$\sqrt{E(z^2)}$	1	$\theta^2 - 1$ [by Eq. (1)]	$\sum_{i=1}^n z_i^2$	$\int_K \left(\frac{Z_n}{2\theta^2}\right)^{(n-1)/2} \frac{e^{-Z_n/2\theta^2}}{2\theta^2 \Gamma(n/2)} dZ_n$
3	Exponential (Square-law envelope detector)	$\frac{1}{\theta} e^{-z/\theta}$ ( $0 \leq z < \infty$ )	$E(z)$	1	$\theta - 1$ [by Eq. (2)]	$\sum_{i=1}^n z_i$	
4	Rayleigh (Linear envelope detector)	$\frac{2z}{\theta} e^{-z^2/\theta}$ ( $0 \leq z < \infty$ )	$E(z^2)$	1	$\theta - 1$ [by Eq. (1)]	$\sum_{i=1}^n z_i^2$	$\int_K \frac{Z_n^{n-1} e^{-Z_n/\theta}}{\theta^n \Gamma(n)} dZ_n$ (See notes below)
5	Rice (Linear envelope detector)	$2xz^{(\theta-1)-1} I_0(2z \sqrt{\theta-1})$ ( $0 \leq z < \infty$ ) $I_0$ is the modified Bessel function of the first kind, order zero	$E(z^2)$	1	$\theta - 1$ [by Eq. (1)]	$\sum_{i=1}^n z_i$ $\sum_{i=1}^n z_i^2$	No simple expression in either case
6	Swirling case 4 (Square-law envelope detector)	$\frac{4}{(\theta+1)^2} \left(1 + \frac{\theta-1}{\theta+1} z\right) e^{2z/(\theta+1)}$ ( $0 \leq z < \infty$ )	$E(z)$	1	$\theta - 1$ [by Eq. (2)]	$\sum_{i=1}^n z_i$	No simple expression

Notes:  $\Gamma(n) = (n-1)!$  is the gamma function.

blanco. Una discusión completa de este complejo tópico - sale fuera del alcance del propósito de este capítulo, no obstante, es conveniente y de gran utilidad hacer algunos comentarios generales. Ninguno de los casos que se listan en aquella tabla es probable que sean encontrados exactamente en la práctica; sin embargo, ellos sirven como aproximaciones útiles. Describiremos algunos casos.

#### Caso 1:

Es el modelo gaussiano ó normal, donde la varianza es fija pero el valor medio se desplaza con la fuerza de la señal. La función de densidad en este caso es para una variable aleatoria que ha sido estandarizada para tener varianza unitaria y valor medio cero cuando ruido solo está presente. Los modelos gaussianos están basados en el teorema del límite central.

Este caso puede ocurrir cuando se muestrea una sinusoid de frecuencia y fase conocida (muestreo síncrono), la cual ha sido mezclada con ruido gaussiano y luego hecha pasar a través de un filtro lineal teniendo un ancho de banda pequeño comparado con su frecuencia central. Las variaciones en los valores muestreados son causados por el ruido en lugar que por variaciones de señal.

La salida muestreada de un filtro lineal de banda angosta es gaussiana con valor medio cero en el caso de ruido, donde el voltaje de ruido total resulta de ruido cósmico, térmico y tipo shot. Si una señal resultante desde un blanco, está presente, la distribución es diferente del caso de ruido solo. Puesto que el muestreo es coherente -

con la fase de radiofrecuencia de la señal y el nivel de señal es constante, resulta un desplazamiento del valor medio.

### Caso 3:

Tiene varias interpretaciones ó usos. Si se usa un detector de envolvente de ley cuadrática, como dispositivo de entrada del detector automático, para señal y ruido gaussiano de banda angosta, su salida seguirá esta ley exponencial. Este modelo también sirve como una aproximación para señales sinusoidales detectadas por un detector de envolvente de ley cuadrática en presencia de ruido gaussia no cuando la SNR es suficientemente pequeña.

Probablemente el uso radar más común de caso 3 está en describir la salida de un detector de envolvente de ley cuadrática cuando el blanco actúa como un montaje de dispersadores aleatorios independientes; la sección transversal radar es asumida para fluctuar acorde a la siguiente función de densidad:

$$p(\sigma) = \left(\frac{1}{\bar{\sigma}}\right) \exp\left(-\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}\right) \quad (3.6)$$

donde  $\bar{\sigma}$  es la sección transversal promedio. (Esta es una función de densidad exponencial negativa, pero un blanco teniendo ésta distribución es llamado blanco Rayleigh). Este modelo de blanco fluctuante es conocido, en el caso de independencia pulso a pulso, como caso 2 Swerling.

### Caso 4:

Es el mismo como caso 3, excepto que se usa un detector de envolvente lineal.

### Caso 5:

Es un modelo muy conocido y que se usa para representar la distribución de envolvente de ruido gaussiano de banda angosta al cual se ha agregado una onda sinusoidal estacionaria. La señal bien podría representar a una portadora sin modular de amplitud constante  $A_c$  y frecuencia  $f_c$  igual a la frecuencia de banda media del circuito de frecuencia intermedia, y que en un receptor superheterodino sirve para llevar la señal de radiofrecuencia, a una frecuencia más baja, la FI del receptor.

Como podemos suponer, el ruido que se suma a la portadora, puede haber sido introducido en el camino de transmisión entre el transmisor y el receptor, en las primeras etapas del receptor, ó en la etapa de frecuencia intermedia de éste. Este ruido perturbará al azar la portadora y aparecerá efectivamente como una señal modulada en amplitud y en fase. S.O. Rice de los Bell Telephone Laboratories, ha estudiado extensamente este problema y ha resumido sus propios trabajos en un artículo muy conocido publicado entre 1944 y 1945. Discute en este artículo el espectro de potencia de salida de varios dispositivos alineales y ha esbozado en particular la forma del espectro de salida en los casos del detector cuadrático y lineal por segmentos. En el capítulo 1 utilizamos la densidad de probabilidad de Rice para representar la salida de un detector de envolvente y calcular la relación señal a ruido para una determinada  $P_d$  y  $P_{fa}$ .

Sin embargo, otros investigadores también han estudiado

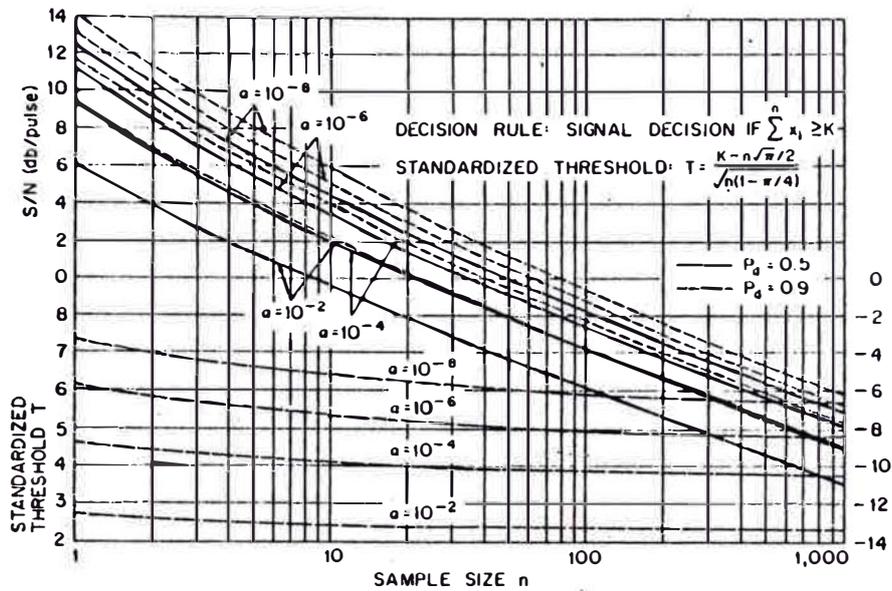
este problema, y han concluido que existe poca diferencia entre procesamiento lineal y de ley cuadrática, o sea entre  $\sum_{i=1}^n x_i$  y  $\sum_{i=1}^n x_i^2$ . En la figura (3.2a) se muestra curvas de diseño de detector con sus principales características de Pd y Pfa ( $\alpha$  en este caso), como parámetros, pudiendo hallarse la requerida S/N, en dB/pulso. Así mismo, la figura (3.2b) muestra típicas curvas de probabilidad de detección vs. S/N para casos 3 y 5. En ella se puede apreciar claramente que a mayor probabilidad de detección se necesita una mayor relación señal a ruido.

### 3.5.2.- Limitaciones.-

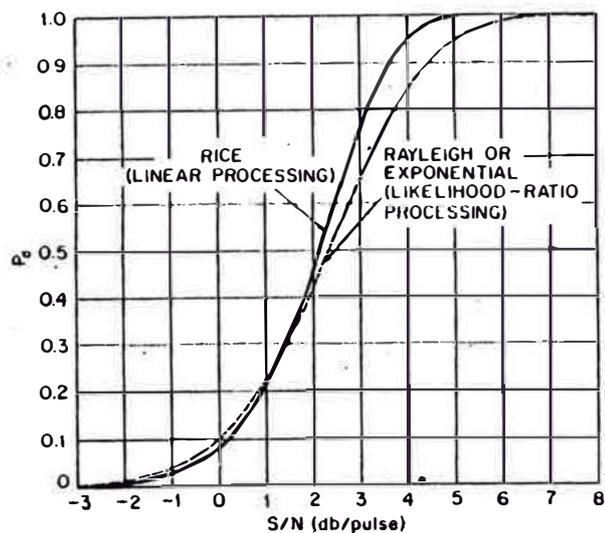
El detector de razón de probabilidad, hablando en terminología de detección, es el detector más potente uniformemente; esto significa que el diseño del detector no depende del nivel de señal a ser detectado, y, para una probabilidad de falsa alarma dada, tal detector nos provee la mejor probabilidad de detección.

Sin embargo, dos limitaciones son encontradas en el diseño de detectores automáticos. Primero, consideraciones de diseño de equipo usualmente excluyen el exacto detector de razón de probabilidad, debido a su complejidad, y alguna forma aproximada es usada. Hasta donde es conocido, esto resulta probablemente en pequeñas pérdidas en algunas aplicaciones.

Una dificultad más básica es aquella de que los estadígrafos en los casos de señal y ruido son algunas veces desconocidos. Los modelos que a continuación describiremos serán interpretados como aproximaciones a los casos reales.



(a)



(b)

FIG. 3.2 a) CURVAS DE DETECTOR PARA CASO 3 (RICE)  
 b)  $P_d$  vs. S/N. CASOS 3 a 5 ( $n=16, \alpha=10^{-6}$ )

Un sistema radar puede encontrar diversos blancos, cada uno con diferentes distribuciones, y un simple detector no puede ser el mejor para todos.

### 3.5.3.- Detectores simplificados.-

Frecuentemente, los detectores automáticos para radar emplean datos de entrada que son convertidos a forma digital por medio de conversores análogo-digital (A/D), y en eso radica la clave para una importante simplificación del equipo. Aunque la entrada análoga puede tener niveles continuos, los datos digitales tienen  $2^m$  niveles, donde  $m$  es el número de bits en los cuales la amplitud es cuantificada. Como será visto,  $m$  no necesita ser demasiado grande para una performance eficiente del detector, y, para muchos propósitos,  $1 \leq m \leq 3$  es bastante satisfactorio.

Virtualmente nada se gana cuando  $m > 3$ ; puesto que pequeña es la pérdida con  $m=1$ , esta simple forma es un tanto atractiva. En muchos casos, la pérdida para  $m=1$  resulta ser menor que 2dB. A esta simple forma se le conoce como detector binomial ó de coincidencia, y, para  $m > 1$ , se conoce como detector multinomial ó multicoincidencia (excepto cuando  $m$  es muy grande y los datos digitales son tratados como datos no cuantificados).

Este tipo de detector requiere menos equipo que el detector de razón de probabilidad; en adición a una simple conversión análoga-digital (proceso de cuantificación), solamente se requiere un proceso de conteo. Puesto que la suma acumulada aumenta por incrementos de 1, la operación de umbral es conseguida por una compuerta "AND", la cual re-

sulta en una aplicación mucho mas simple que el comparador ordinario usado en la operación umbral del detector de razón de probabilidad.

### 3.6.-Detección de señales repetitivas en ruido por integración binaria.-

La técnica de integración de señales se ha usado como un medio de mejorar la detección de señales repetitivas en ruido. Sin embargo, los métodos usados hasta ahora para obtener el deseado almacenamiento de señal, el cual es parte necesaria del proceso de integración, han sido primariamente de naturaleza análoga. Por ejemplo, se han usado integradores de línea de retardo y tubo de almacenamiento los cuales realizan su función recordando la forma de onda de señal en ruido y luego superpone sucesivas muestras para obtener la deseada mejora.

La teoría es que, cuando sucesivos intervalos de repetición de cualquier video radar son sumados, el voltaje de ruido se incrementa a groso modo como la raíz cuadrada del número de pulsos, y la señal en cambio aumenta en proporción directa del número de pulsos. Entonces la relativa S/N se incrementaría como la raíz cuadrada del número de muestras sumadas. Sin embargo, muchos integradores análogos, tienen una "pérdida de memoria" con el tiempo. Esto es, la amplitud de la señal almacenada en tal integrador decae, de modo que los pulsos almacenados no son sumados con igual peso, lo que si sucede en un integrador ideal.

Integradores análogos prácticos tal como línea de retardo recirculante (llamado integrador realimentado), el fil

tro pasa-bajo y el tubo de almacenamiento aplican lo que se podría considerar como un peso exponencial a los pulsos integrados; esto es, si  $n$  pulsos son integrados, el voltaje de salida del integrador tendría la forma siguiente:

$$V = \sum_{i=1}^n V_i \exp[-(i-1)\gamma] \quad (3.7)$$

donde  $V_i$  es el voltaje del  $i$ -ésimo pulso y  $\exp(-\gamma)$  es la atenuación por pulso. Además el uso de integradores análogos tiene desventajas debido al gran número de elementos de memoria requeridos para almacenar la forma de onda de la señal y por otra parte, los tiempos de memoria relativamente cortos que son necesarios; así, en el caso de radar, una suma de diez a veinte señales es considerado como un máximo práctico.

Entonces, surge otro método de integración, en el cual las señales cuantificadas son sumadas para obtener un sistema tal que requiera pocos elementos de memoria y aún que recuerde las señales sobre un gran número de muestras. La cuantificación es realizada en amplitud, en dos niveles y en tiempo de acuerdo al elemento de rango. En este proceso de cuantificación, si la compleja forma de onda de señal y ruido dentro de un determinado elemento de rango excede una predeterminada amplitud, un pulso standard es generado teniendo una duración igual al elemento de rango; si el umbral no es excedido no se genera el pulso. Entonces la probabilidad de obtener un pulso standard puede luego ser determinada de la función de distribución de probabilidad para la forma de onda compleja en cuestión.

La información radar cuantificada es una serie de unos y ceros, conocidos como hits, que corresponden a una señal de pulso presente ó ausente respectivamente. El método de integración luego viene a ser un proceso de conteo ó suma de un conjunto de pulsos estandard con cierta probabilidad de ocurrencia, en lugar de un proceso de superponer y sumar formas de onda de señal a intervalos de repetición sucesivos.

### 3.6.1.-Integrador binario general.-

El integrador binario también es conocido como detector de doble umbral, detector binomial ó de coincidencia y detector K de N. Su principio de funcionamiento es como sigue: El video radar crudo que viene del segundo detector del receptor es pasado a través de un detector de umbral, el cual puede ser un discriminador de ruido dinámico. Solamente aquellas señales que sobrepasen un determinado umbral son permitidas pasar. Este umbral es el primero de los umbrales, de ahí que se deriva el nombre de detector de doble umbral. La salida de este recortador es pasado por el cuantificador en tiempo.

El video cuantificado en la forma de "1" para designar el estado de señal presente y "0" para designar el estado de no presencia de señal, es luego separado en celdas de rango por medio de una compuerta, de modo que pulsos que ocurren en un determinado elemento de rango son pasados al contador binario, donde son contados sobre el número de intervalos de repetición. Al final de este período, el contador binario es muestreado, y, si esta cuenta es alguna es

pecificada fracción del número total de muestras tomadas, se dice que una señal está presente. En la fig.(3.3) podemos apreciar los bloques funcionales de este integrador.

De la operación de este integrador, inmediatamente, surgen dos preguntas. Primero, cuán bajo, dentro del nivel de ruido, debe ser puesto el umbral de entrada en el circuito discriminador de amplitud, a fin de dar una buena probabilidad de detección sobre señales débiles sin que fluyan hacia el integrador falsas alarmas?; y, segundo, cuál será la mínima cuenta en el contador sobre el número de muestras dado a fin de que la probabilidad de una señal y no un pulso de ruido, sea alta?.

Estas dos preguntas no pueden responderse independientemente, y es deseado determinar la puesta de ambos umbrales de entrada y salida para obtener la mejor detección de señales débiles. El procedimiento consiste en usar las funciones de densidad de probabilidad conocida para señal y ruido en la salida del segundo detector a fin de determinar la probabilidad de ocurrencia del pulso de video cuantificado. Una vez obtenido esto, se determina las funciones de densidad discreta para la suma de un número dado de muestras; y, finalmente, se determina las probabilidades de detección que siguen la integración binaria para el caso de señal más ruido y ruido solo.

Así, habiendo obtenido la probabilidad de ocurrencia para los pulsos de video cuantificado, el siguiente paso es obtener la densidad de probabilidad para la suma de un número de tales pulsos, esto es, formularíamos la siguiente

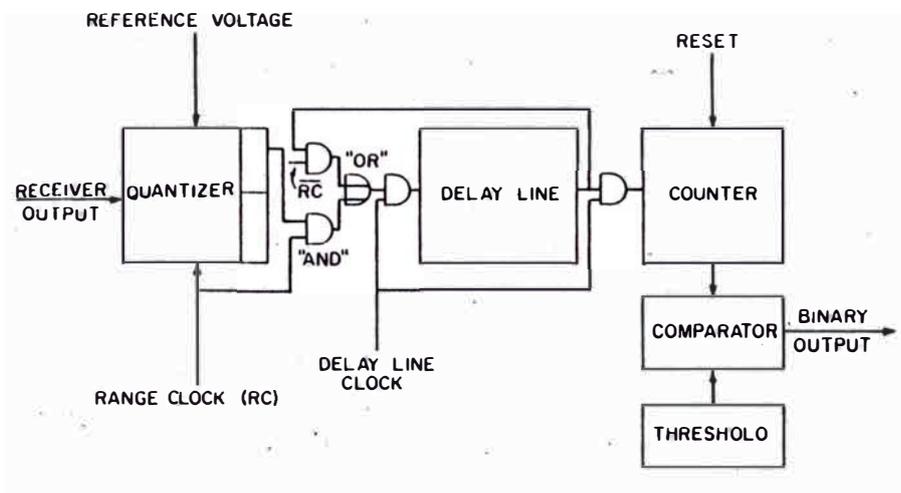


FIG. 3.3 DETECTOR DOBLE UMBRAL  
(INTEGRADOR BINARIO)

pregunta: cuál es la probabilidad de obtener exactamente  $k$  éxitos (pulsos cuantificados) dentro de un conjunto de  $n$  tentativas (número de intervalos de repetición sobre los cuales estamos integrando) cuando la probabilidad de éxito en cualesquier tentativa es  $p$  ( $p_0$ , para el caso de ruido solo y  $p_1$  para señal más ruido)?. Esta definición es esencialmente la bien conocida distribución binomial, la cual tiene la forma:

$$b(N, K, p) = \frac{N!}{K! (N-K)!} p^K (1-p)^{N-K} \quad (3.8)$$

Una ventaja, muy clara, del detector por integración binaria es que se trata de un detector menos sensitivo a los efectos de un simple pulso largo de interferencia que pudiera existir junto con los pulsos-eco del blanco deseado. En el integrador análogo, la energía completa del pulso interferente es adicionado. En el integrador binario, éste contribuye tan sólo como cualquier pulso que cruza el primer umbral, puesto que un "1" es sumado no importa cual sea su amplitud. También tiene ventajas cuando la interferencia subyacente se debe no sólo a ruido del receptor, si no que es no gaussiana, como la interferencia clutter de mar y tierra.

### 3.6.2.-Umrales óptimos para integración binaria.-

Para seleccionar los umbrales óptimos es conveniente tratar este procedimiento como un test de un simple par de hipótesis alternativas, aplicando el criterio de Neymann-Pearson. Suponemos que el voltaje de salida del receptor es una variable aleatoria  $x$  con una densidad de probabilidad

es conocida excepto por el parámetro  $\theta$ . La f.d.p. es  $f(x; \theta_0)$  bajo la hipótesis  $H_0$  y es  $f(x; \theta_1)$  bajo  $H_1$ .  $\theta_1$  está relacionado a la relación señal a ruido; de modo que especificar S/N es equivalente a especificar  $\theta_1$ . El test es realizado haciendo  $N$  observaciones estadísticamente independientes sobre  $x$ , contando cuántas de estas observaciones exceden un umbral de "cuantificación"  $V_t$ , y comparando la cuenta con un umbral de "decisión"  $K$ . Si la cuenta es menor que  $K$ , la decisión tomada es que  $H_0$  es verdadera, o sea que ruido solo está presente; de otra manera la decisión es que  $H_1$  es verdadera. Típicamente  $N$  observaciones sobre  $x$  son amplitudes de voltaje a la salida del receptor y corresponden a  $N$  pulsos.

Las probabilidades bajo las dos hipótesis que una determinada observación de  $x$  exceda el umbral  $V_t$ , de acuerdo a las ecuaciones (3.1a) y (3.1b), son:

$$p_0 = \int_{V_t}^{\infty} f(x; \theta_0) dx \quad (3.9)$$

$$p_1 = \int_{V_t}^{\infty} f(x; \theta_1) dx \quad (3.10)$$

La probabilidad de falsa alarma, Pfa, aquí denotada por  $\alpha$  (de aceptar  $H_1$  cuando  $H_0$  es verdadera) es la probabilidad binomial, dada por:

$$P_{fa} = \alpha = \sum_{i=K}^N \binom{N}{i} p_0^i (1-p_0)^{N-i} \quad (3.11)$$

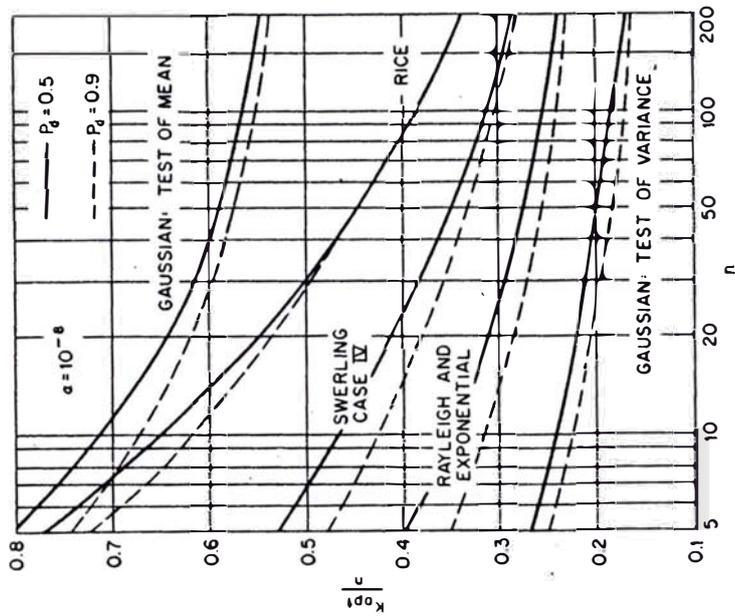
y la probabilidad de una pérdida, Pm, aquí denotada por  $\beta$  (aceptar  $H_0$  cuando  $H_1$  es verdadero), está dada por:

$$1 - P_d = \beta = \sum_{i=0}^{K-1} \binom{N}{i} p_1^i (1 - p_1)^{N-i} \quad (3.12)$$

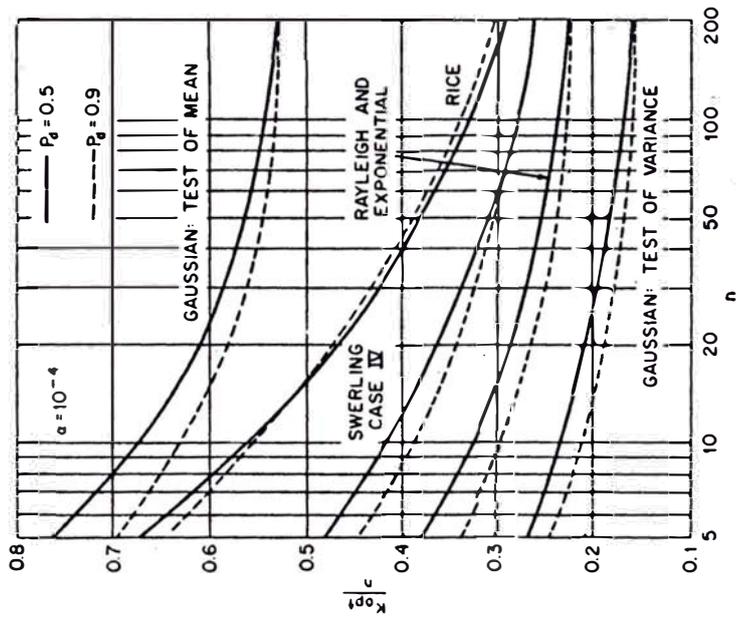
Generalmente el número de observaciones  $N$  está determinado por el ancho de haz de antena, el PRF del radar y por la velocidad de rotación de la antena. También algún valor tolerable de falsa alarma es especificado de antemano. Con los valores  $N$  y  $\alpha$  especificados, cada posible valor del umbral  $K$  ( $K = 1, \dots, N$ ) determina por ec.(3.11) un valor de  $p_0$ , y así por la ec.(3.9) se halla el valor de  $V_t$ . Luego cada  $K$  y su asociado  $V_t$  determina por ec.(3.10) un valor de  $p_1$ , el cual en torno determina por ec.(3.12) un valor de  $\beta$ . De notamos por  $K_{opt}$ . el valor de  $K$  por el cual  $\beta$  es minimizado y con esto la probabilidad de detección es maximizada.

Para nuestros propósitos un cálculo del valor de  $V_t$  es innecesario. Combinando ec(3.9) y ec.(3.10),  $p_1$  puede ser escrito en términos de  $p_0$  y de los valores del parámetro. El procedimiento es un poco tedioso, sin embargo, varios investigadores han obtenido resultados gráficos para determinadas funciones de densidad de probabilidad conocida en la entrada del detector, y considerando los casos de detector de envolvente lineal y de ley cuadrática.

Así, la fig. (3.4a) y (3.4b) presentan umbrales óptimos para  $K$  y considerando varias distribuciones. Estos valores óptimos pueden hallarse para cuatro combinaciones de probabilidad de falsa alarma y de detección. Puede notarse que el óptimo umbral decrece cuando  $\alpha$  se incrementa de  $10^{-8}$  a  $10^{-4}$ , aunque este decrecimiento es despreciable para algu



(b)

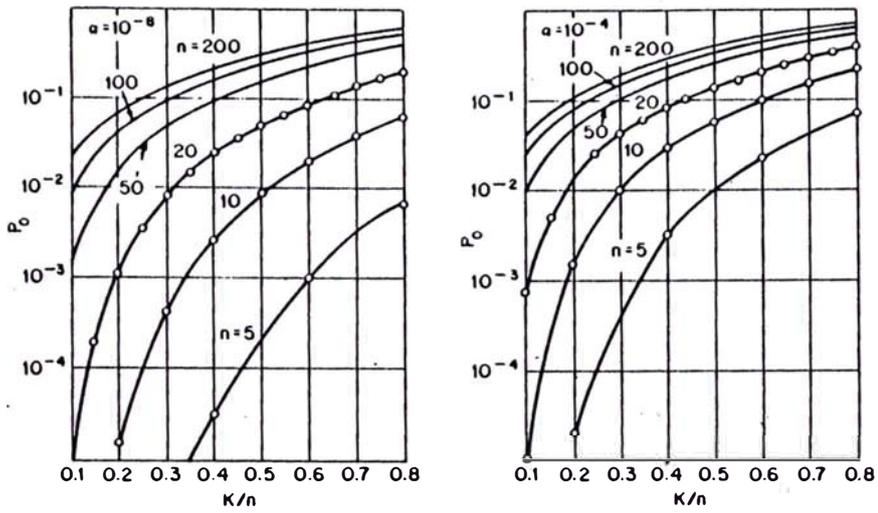


(a)

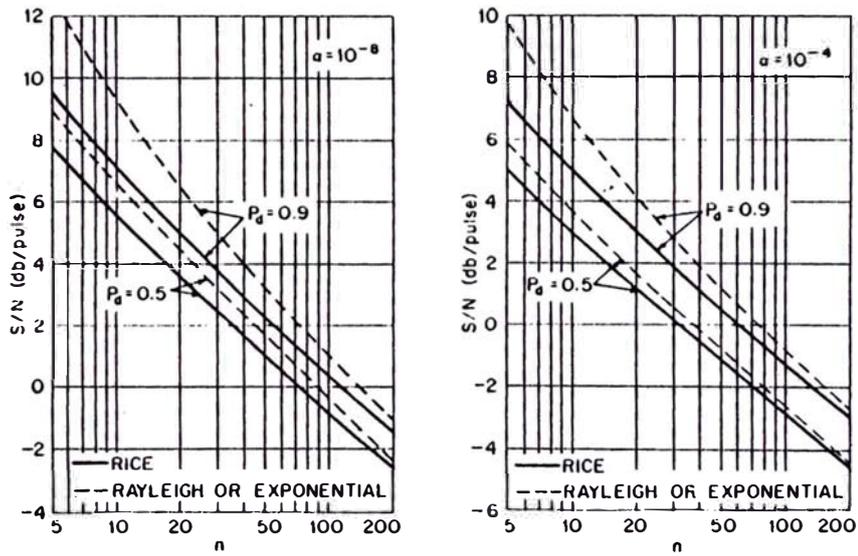
FIG. 3.4 UMBRALES OPTIMOS DE DECISION "K" EN FUNCION DEL NUMERO DE PULSOS

nas distribuciones. A causa que el nivel de cuantificación es completamente determinado por el umbral de decisión  $K$  cuando la distribución bajo  $H_0$  es especificada y la probabilidad de falsa alarma y  $N$  son fijados, el establecimiento de la sensibilidad de  $K$  óptimo a la  $S/N$  puede ser leído opcionalmente con el valor óptimo de  $V_t$  en mente.

Para cualquier valor de  $N$  entre 5 y 200, el valor de  $p_0$  necesario para dar una probabilidad de falsa alarma de  $10^{-8}$  a  $10^{-4}$  puede determinarse de la fig.(3.5a) para cada valor de umbral  $K$  ( $0.1N \leq K \leq 0.8N$ ). En la fig.(3.5b) se grafica para las distribuciones de Rice y Rayleigh ó exponencial el requerido  $S/N$  por pulso para dar una probabilidad de detección entre 0.5 y 0.9 como funciones de  $N$  y determinada probabilidad de falsa alarma.



(a)



(b)

FIG. 3.5 a) PROBABILIDAD BAJO CONDICION DE NO SEÑAL  
b)  $S/N$  vs. NUMERO DE PULSOS

C A P I T U L O    I V  
DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA  
DE DETECCION

4.1.- Introducción.-

En el capítulo 2, hemos pormenorizado conceptualmente, - la necesidad de un detector automático; sobretodo como parte fundamental en los sistemas de radar utilizados en los centros de control de tráfico aéreo, que cada día tienden hacia la automatización de sus funciones. También, en el capítulo 3, hemos detallado los principales criterios estadísticos para hacer decisión de detección, así como los diferentes métodos de detección de señales radar en presencia de ruido.

El presente capítulo, está dedicado íntegramente, al desarrollo de un modelo de sistema de detección automática, - que fundamentalmente es una extensión del detector por integración binaria. Es del tipo de integrador no-coherente o de post-detección. Como tal, es menos eficiente que uno de pre-detección; pero en su lugar, es más factible de realizarse por las razones expuestas en el párrafo 2.3, el cual implementado con la tecnología digital moderna permite conseguir una muy alta estabilidad de performance. De ésta forma, lo hace muy útil para cumplir ciertos requisitos

exigidos en condiciones operacionales.

En principio, nuestro sistema será capaz de procesar video señales, ya sea que provengan de radar primario o radar secundario. Sin embargo, con la única intención de no complicar demasiado el circuito, es que nos permitimos suponer que sólo tratamos con señales de respuesta secundario. Esto nos ayuda, a la vez, a simplificar la elección de la distribución estadística de señal más ruido presente en la salida del segundo detector.

Así, dado que el blanco en un radar secundario responde activamente, y conociendo sus principales ventajas referidas en el párrafo 2.8.2, podemos considerar las amplitudes de retorno iguales y como provenientes de un blanco no fluctuante. Esto nos permite aplicar el concepto de ruido de banda angosta, para resolver las cuestiones tales como la densidad de probabilidad de ruido solo y de señal más ruido en la salida del demodulador y así detectar la presencia o ausencia de un blanco.

El proceso de detección, en nuestro sistema está basado en la correlación azimutal, barrido por barrido, de los pulsos de retorno previamente cuantificados, en el caso de señal de video primario ó el reconocimiento de la presencia de una respuesta secundario por la detección de un par de pulsos de frama ( $F_1, F_2$ ). Cuando la antena radar explora a través del blanco, la salida del receptor representará señal más ruido para algunos "n" pulsos consecutivos. Como expresamos en el párrafo 2.3, n está determinado por el ancho de haz de antena, la frecuencia de repetición de pulsos

y la velocidad de exploración de antena. Una típica secuencia de datos podría estar dada por:

$$\dots, x, x, y_1, \dots, y_n, x, x, \dots,$$

donde  $y_1, \dots, y_n$  son observaciones señal más ruido y  $x$  es una observación de ruido. Puesto que el punto en la secuencia de datos al cual comienza las observaciones de señal más ruido no se conoce a priori, es factible utilizar un esquema por donde una "ventana" de  $n$  consecutivas observaciones sea usado, con la muestra más antigua que sea desechada cuando se obtiene una nueva observación.

Así, en correspondencia con un cierto elemento de rango el dato correspondiente a la señal de video cuantificado, de los últimos  $n$  barridos es almacenado en una línea de retardo recirculante (memoria tipo desplazamiento dinámico). El tiempo de retardo es ajustado, de modo que el dato más antiguo de un particular elemento de rango aparece a la entrada de la línea de retardo simultáneamente con el nuevo dato. El diseño lógico es tal que el nuevo dato es almacenado en la memoria y el antiguo es desechado. De esta manera, se examina las presencias totales de los  $n$  barridos a lo largo de cada elemento de rango. Cuando el número de presencias excede un determinado umbral, la presencia de un blanco es declarado.

Una vez que tenemos indicación de la presencia de un blanco, las coordenadas del mismo son almacenadas. Un estimado de la posición angular del blanco es hecha localizando el centro del grupo de los  $n$  pulsos. Esta operación es llamada división de haz (beam splitting).

El rango del blanco es obtenido desde un contador que se incrementa por pasos equivalente a un submultiplo binario de una milla náutica. Esto se desarrolla en el capítulo 5. Seguidamente, haremos para mayor comprensión del circuito, una descripción general del sistema, detallando sus principios de funcionamiento, para luego desarrollar los principales bloques en forma funcional.

#### 4.2.-Principios generales de operación.-

Como señales útiles a nuestro sistema para efectuar el proceso de detección, tenemos una secuencia de pulsos-dato estandarizados en amplitud y tiempo con cierta probabilidad de ocurrencia. Esta información en forma de un simple bit, es venida desde un cuantificador para la señal de video crudo de radar primario y/o la indicación de la presencia de una respuesta secundario desde los circuitos de reconocimiento y detección de código.

La probabilidad de ocurrencia de estos bits de información esta determinada por la aplicación del criterio de detección estadística de Neymann-Pearson para la prueba de dos hipótesis. Como sabemos, mediante este criterio podemos fijar la probabilidad de falsa alarma sobre la base de que ruido solo está presente y fijar el umbral de cuantificación, para maximizar la probabilidad de detección a la entrada del detector.

Así, la entrada al sistema es un conjunto de estados lógicos (unos y ceros), representando si la video señal retornada es un blanco verdadero producido por una aeronave ó un blanco falso producido por ruido de receptor ó clutter.

Refiriéndonos a la fig.(4.1), la cual representa el diagrama de bloques general del sistema de detección automática, los datos son examinados estadísticamente en la lógica de "ventana movable". Así, el proceso de integración es realizado a través de correlación azimutal, barrido por barrido, de la señal indicadora de la presencia de un blanco en forma digital. En correspondencia con un cierto elemento de rango, el video cuantificado de los últimos "n" barridos es almacenado en la línea de retardo (memoria).

La memoria es el elemento fundamental para efectuar la examinación estadística. Contiene toda la información que debe ser retardada durante el proceso de correlación para todas las celdas de rango. Es del tipo de desplazamiento dinámico y usa componentes MOS, los cuales permiten una frecuencia de desplazamiento mayor que 2 Mhz. Cada palabra de memoria representa una celda de rango.

La memoria es direccionada secuencialmente por un contador de dirección, el cual es sincronizado con el trigger de radar que indica que una transmisión se ha llevado a cabo. El contador es avanzado desde una dirección a la siguiente cada  $1.93 \mu s$ , que corresponde a un elemento de rango, según la ec.(1.1), de  $5/32 \text{ MN}$ . Cada elemento de rango está representado por una dirección de memoria, que recibe el nombre de celda de rango. Por lo tanto, la memoria está ciclando secuencialmente a través de celdas de rango a la misma velocidad que la energía de RF radar está viajando por el espacio desde la antena radar al blanco y retornando.

Puesto que la memoria debe contener los últimos "n" ba

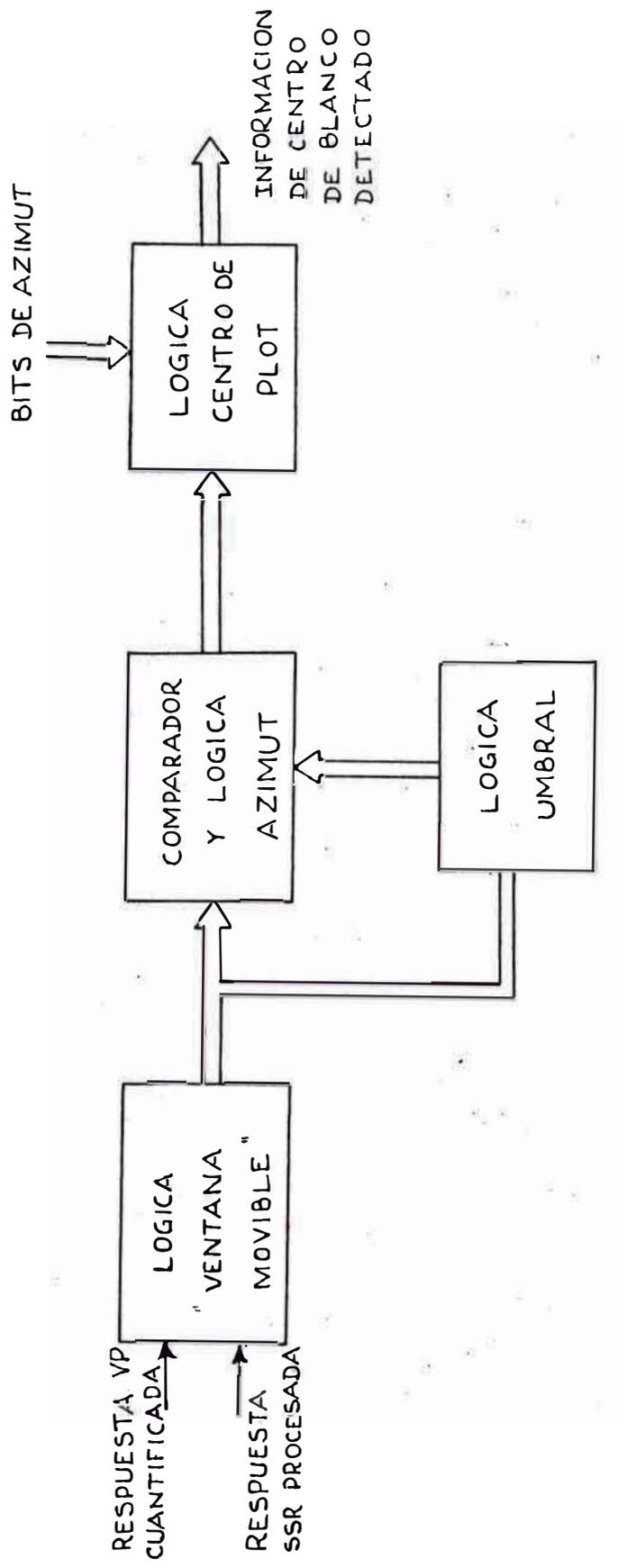


FIG. 4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL SISTEMA DE DETECCION AUTOMATICA

rridos, al explorar la antena sobre el blanco, el ancho de la ventana está determinado por el número de períodos integrados. Así, podemos imaginarnos una dimensión de ventana de una celda de rango por un ancho de haz de antena.

La ventana deslizante opera como un registro de desplazamiento dinámico (shift register). Como la memoria es direccionada secuencialmente, la información contenida en la ventana es colocada en un registro de información para ser examinada. Después de hacer la examinación de todos los datos (hits) en la ventana, estos son desplazados una posición, desechando la información radar más antigua. La información del intervalo radar presente es entrado al primer bit de la ventana y la completa ventana reemplazada en la memoria. Esta técnica de desplazamiento es la que da el nombre a la ventana.

Una examinación de la historia, almacenada en la ventana, más la presencia ó ausencia de un retorno en el intervalo radar corriente, es hecha cada intervalo radar y para cada celda de rango.

Para mejor clarificar el concepto de ventana deslizante, permítasenos representar sobre un plano cartesiano, una configuración de barridos, "n" para nuestro caso. Ver fig. (4.2). Los barridos están representados sobre el eje X, en forma progresiva, mientras que sobre la ordenada Y el rango a lo largo de los barridos divididos en cierto número de elementos de rango.

Asumiendo que estamos sobre el barrido  $n=1$ , una secuencia de "Os" y "ls" resultará memorizado en la N-ésima di-

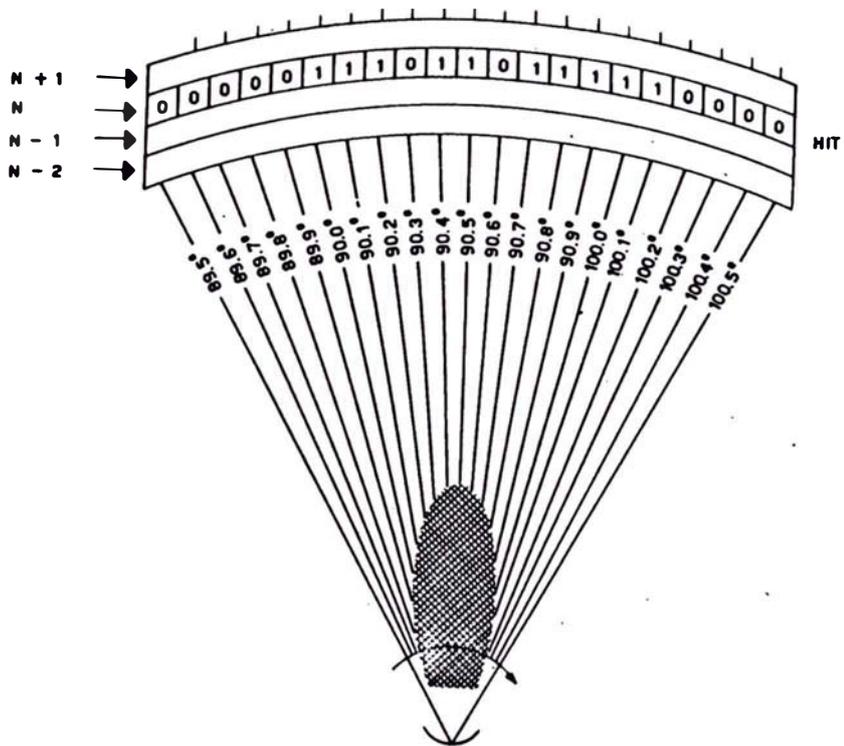
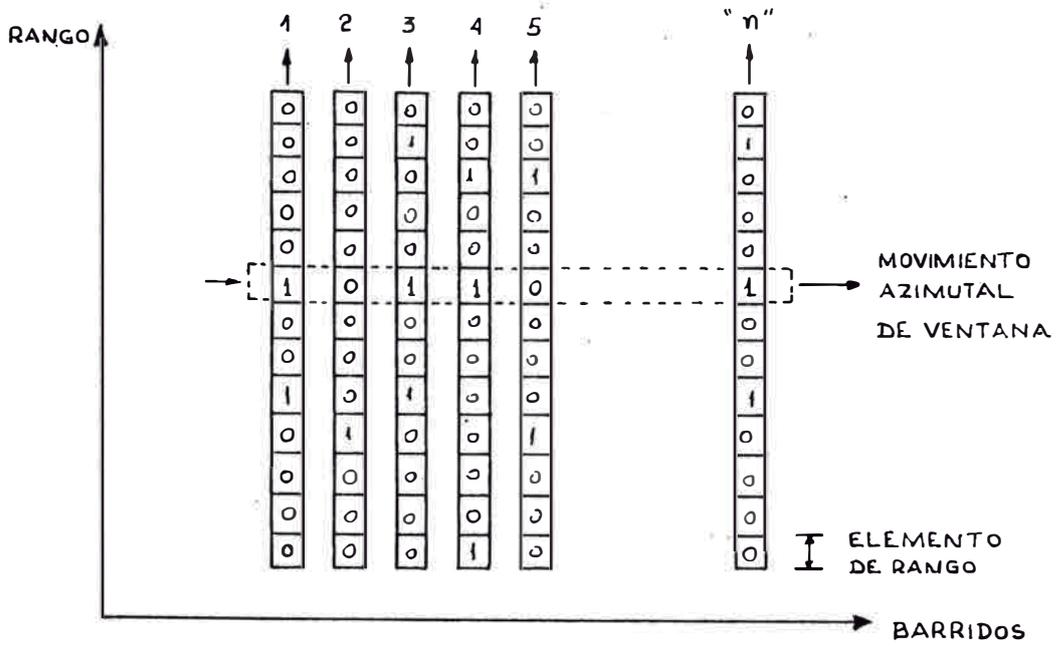


FIG. 4.2 PATRON DE INFORMACION CUANTIFICADA EN "1" Y "0"

rección correspondiente al N-ésimo elemento de rango. Durante sucesivos barridos (el segundo) la información (actual) cuantificada será memorizada en el bit 1, mientras que simultáneamente, la información presente en éste es transferida al bit número 2. El nuevo barrido memorizado puede contener una diferente distribución de niveles lógicos a lo largo de los elementos de rango y por tanto, la presencia de otro "1" dentro del mismo elemento, incrementará la probabilidad de la existencia de un eco sobre éste.

El proceso anterior se repite para cada barrido y en total es posible memorizar tantos barridos como bits tenga cada palabra de la memoria.

La decisión de declaración de blanco es hecha, examinando el contenido de la ventana. Supongamos que decidimos arbitrariamente que "al menos tres hits" deben estar en la ventana para decir con razonable certeza que existe un blanco en un determinado elemento de rango. También, de igual manera podemos decir que si "menos de dos hits" están presentes en la ventana ellos se deben, con razonable certeza, a la presencia de ruido. Estas decisiones se realizan en la lógica de comparación y de azimut, colocando los adecuados umbrales de comienzo ( $K_1$ ) y fin ( $K_2$ ) de blanco, mediante la lógica de umbral.

Así, una vez alcanzado el criterio de comienzo de plot, empieza propiamente la validación de blanco. Se generan las señales de comienzo y plot en proceso. Al mismo tiempo datos de rango son recolectados. Durante subsecuentes intervalos radar, datos de aquel blanco que se ha declarado en

proceso son renovados, hasta que la ventana deslizante alcance el segundo umbral, en el cual se genera la señal de fin de plot. Puesto que esta es una indicación de fin de azimut de aquel blanco en proceso, nos servirá para determinar el centro real de blanco, por el método llamado de división de haz.

La extensión en azimut del blanco (esencialmente, fin de azimut menos la indicación de comienzo) es chequeado para determinar si está dentro de límites aceptables. Si no cumpliera este requisito el dato es desechado. Más precisamente, una estimación del centro angular de la marca digital de blanco debe realizarse sobre la semisuma de las indicaciones de comienzo y fin de plot. A esto, también, debe restársele un valor de bias para compensar cualquier asimetría resultante desde la última detección de comienzo y fin de azimut.

Cuando todos los criterios de detección son encontrados el blanco es declarado completo y válido. Estos datos de blanco detectado, azimut y rango servirán para futuro procesamiento, conformando los reportes de blanco comúnmente llamados plots. De esta manera, el detector automático de blancos radar cumple función primordial dentro del sistema de digitización de señales de video radar, examinando las presencias de retorno para luego arreglar esta información en mensaje de datos digitales y ser transmitidos en adecuados formatos, permitiendo además, evitar los enlaces de microonda puesto que solamente información de blanco detectado puede transmitirse por líneas telefónicas.

#### 4.3.- Consideraciones preliminares de parámetros.-

En base a ciertos requerimientos operacionales propios de los sistemas radar utilizados en el control de tráfico aéreo, elegiremos parámetros típicos, tales como frecuencia de repetición de pulsos, ancho de haz de antena, etc. Con estos parámetros seleccionamos los parámetros para desarrollar nuestro sistema detector automático de blancos.

##### 4.3.1.-Longitud de ventana.-

Tal como hemos expresado, la longitud de ventana deslizante está dada por el número de pulsos que deben ser integrados. Esto, también, nos representa el tamaño de muestra que utilizamos para hacer la examinación estadística. De acuerdo a la ec.(2.1), determinamos el número de pulsos  $n$ .

De acuerdo a esa ecuación debemos seleccionar el ancho de haz de antena ( $\theta_B$ ) y la frecuencia de repetición de pulsos (PRF), lo mismo que la velocidad de exploración de antena ( $w_m$ ). La determinación de la frecuencia de repetición de pulsos está en función de máxima distancia de cobertura, a fin de evitar los llamados "ecos de segunda vuelta", y mantener al mismo tiempo una buena velocidad de datos del blanco. Por ejemplo, si el radar secundario cubriera un rango de 180MN, entonces aplicando la ecuación (1.1) obtendríamos un período de repetición de pulsos ( $T_r$ ) de 2250 $\mu$ s aproximadamente. Con esto, la PRF será de 444 hz, lo cual está dentro de los valores típicos dados en la tabla del anexo B2. Por supuesto, que a mayor rango, menor debe ser el valor del PRF elegido.

La elección de la velocidad de rotación de antena ( $w_m$ )

es afectada por dos factores, los cuales están en contraste entre ellos. El primer factor consiste en la posibilidad de tener una rápida renovación de la posición del blanco; por tanto, esto sugiere la elección de un valor alto de las revoluciones por minuto, rpm (dentro de las posibilidades mecánicas de la antena).

El segundo factor está dado por el valor de la probabilidad de detección,  $P_d$ , la cual resulta, para una PRF constante, la más alta cuanto mayor es el tiempo que el blanco es iluminado por la energía transmitida (bajo rpm). En la práctica, la elección del valor óptimo de rpm resulta un compromiso entre estos dos factores mencionados. Consideremos un valor típico para  $w_m = 15\text{rpm}$ .

Teniendo estos dos valores seleccionados, nos faltaría un tercer parámetro, el valor del ancho de haz. Según la tabla del anexo B2, un valor típico para este parámetro lo podemos considerar como  $\theta_B = 3^\circ$ . Con lo cual, aplicando la ec.(2.1), obtenemos para  $n_B = 14$ . Este es el número de pulsos que deben ser integrados y nos representará la longitud de la ventana. A este valor, generalmente, se le conoce como H/S (hits per scan).

#### 4.3.2.- Determinación de umbrales óptimos.-

Es ahora una práctica aceptada definir la performance de los sistemas radar de pulsos en términos de la probabilidad de detección de blanco para una probabilidad de falsa alarma dada.

La decisión concerniente a la presencia ó ausencia de un blanco por tanto corresponde al uso del criterio de la

teoría de decisión estadística de Neymann-Pearson. La estimación de la performance del sistema requiere un conocimiento de la distribución de densidad de probabilidad del receptor, primero cuando ruido solo está presente, y segundo, cuando ambos señal y ruido están presentes.

Alguna dificultad surge en este punto puesto que debemos conocer el procesamiento exacto aplicado a la forma de onda recibida a fin de obtener la requerida distribución de densidad de probabilidad. Sin embargo, se ha demostrado que en la práctica existe poca diferencia al considerar la ley del detector de envolvente, ya sea de ley cuadrática o lineal. Asumiremos que la entrada al receptor es la señal pulsada y ruido blanco gaussiano.

También asumiremos que los "n" pulsos recibidos todos son de la misma amplitud. Con las señales de respuesta secundario, muy bien se cumple esta asunción, porque el blanco responde activamente ante una señal de interrogación, de modo que tenemos el caso de blanco no fluctuante. Aunque esto no es válido para el caso de radar de vigilancia, puesto que los pulsos tendrán amplitudes que están determinadas por el patrón de radiación de antena.

Teniendo esto presente y considerando un detector de envolvente lineal, podemos representar la distribución de la envolvente de amplitud a la salida del demodulador por la densidad de probabilidad de Rice, dada por la ec.(1.21) para el caso de señal más ruido. Para el caso de ruido solo tiene la densidad de probabilidad de Rayleigh, ec.(1.17). Estas son las densidades que se utilizan en las ecs.(3.9)

y (3.10) para calcular las probabilidades de ocurrencia de los pulsos de video cuantificado. En el capítulo 3, subpárrafo 6.2, se describe el método de hallar los umbrales de cuantificación y de decisión por medios gráficos.

Generalmente, lo que se especifica es la probabilidad de falsa alarma o bien el tiempo promedio de falsas alarmas, que como sabemos del capítulo 1, podemos obtener la Pfa de la ec.(1.19), conociendo Tfa y  $B_{p1}$ , también se especifica la probabilidad de detección requerida. Asumiendo valores típicos para estos parámetros obtenemos para Pfa =  $10^{-6}$  y Pd = 0.9, con lo cual añadido al valor del número de pulsos a ser integrados, podemos obtener el valor del umbral de decisión (K).

Así, de los gráficos que relacionan el valor de K óptimo en función del número de pulsos, fig.(3.4b), obtenemos para n= 14 la relación  $K_{\text{ópt}}/n = 0.59$  aproximadamente, para la curva del modelo de Rice. Con lo cual obtenemos el valor de umbral de decisión óptimo  $K = 9$ .

Este valor de umbral nos indica que es suficiente que la densidad de presencias (bits iguales a "1") dentro de la ventana, sea igual a 9 para declarar con certeza que un blanco está presente.

#### 4.4.- Descripción del diagrama funcional del circuito de ventana movable.-

La descripción que a continuación detallamos corresponde al desarrollo en diagrama de bloques funcional del primer gran bloque general de la fig.(4.1). Es la lógica de ventana movable y que sirve para realizar la examinación

estadística de la muestra del conjunto de observaciones a la salida del cuantificador para el video primario y del circuito de reconocimiento de la presencia de una respuesta secundario, por la detección de un par de pulsos de frma (F1,F2). Como sabemos estas observaciones es un conjunto de datos digitales.

Estas señales previamente procesadas, las denominamos como (VS) para video secundario y (VP) para indicación de señal de video primario, y sincronizadas para cada elemento de rango, son previamente seleccionadas a la entrada del circuito mediante el "MPX(1)". Así, las señales de video cuantificado son seleccionados por cada mitad del elemento de rango, mediante la señal de selección (PS). Dependiendo de su estado alto o bajo, seleccionará ya sea indicación de señal primario o secundario. Las relaciones de tiempo de las diferentes señales de control serán materia del capítulo 5.

La filosofía para entender el funcionamiento de esta lógica y la forma cómo se realiza el proceso de integración de datos y correlación en azimut de las señales de respuesta, para cada elemento de rango, es pensar al elemento de retardo como una memoria de acceso serie. Como sabemos son aquellas en las que el tiempo que tarda en grabarse o leerse una posición de memoria depende de su situación física al interior de la memoria.

Así, para introducir información en una posición hay que hacerla pasar por todas las que la preceden. De forma similar, para leer el contenido de una posición hay que hacer

pasar la información por todas las que siguen hasta alcanzar los terminales de salida. De ahí el nombre de memoria de acceso serie.

La organización de esta memoria está basada en serie posición a posición. Para nuestro caso, cada posición (palabra) representa una celda de rango, equivalente a cada elemento de rango. Utilizamos como memoria un registro de desplazamiento dinámico tipo MOS de 1024 posiciones de un solo bit. Así, cada hit es almacenado en un bit de alguna posición de memoria correspondiente al elemento de rango en que se encuentra. En base a esto, los bits están en paralelo, necesitándose tantos como la longitud de la ventana móvil y otros para alguna información necesaria para ejecutar el proceso de correlación.

Refiriéndonos al diagrama de bloques funcional de la fig (4.3), una vez seleccionada la señal de video secundario, es habilitada pasar a la lógica (1), que mediante una señal de control de escritura en memoria (DZ), correspondiendo al tiempo útil completo del barrido, se le permite ser almacenado en el primer bit de la memoria, previamente pasando por un latch, registro temporal R(1). El bloque funcional MPX(1) y la lógica (1) constituyen el circuito integrado U1 que es un multiplexor/selector doble.

La orden externa de desplazamiento de posición a posición está constituida por pulsos de de un generador (CD), y deben aplicarse tantos como palabras tenga que desplazarse la información. Debido a la naturaleza constitutiva de esta memoria, necesita estos pulsos de reloj dividido en  $\phi 1$  y  $\phi 2$ .

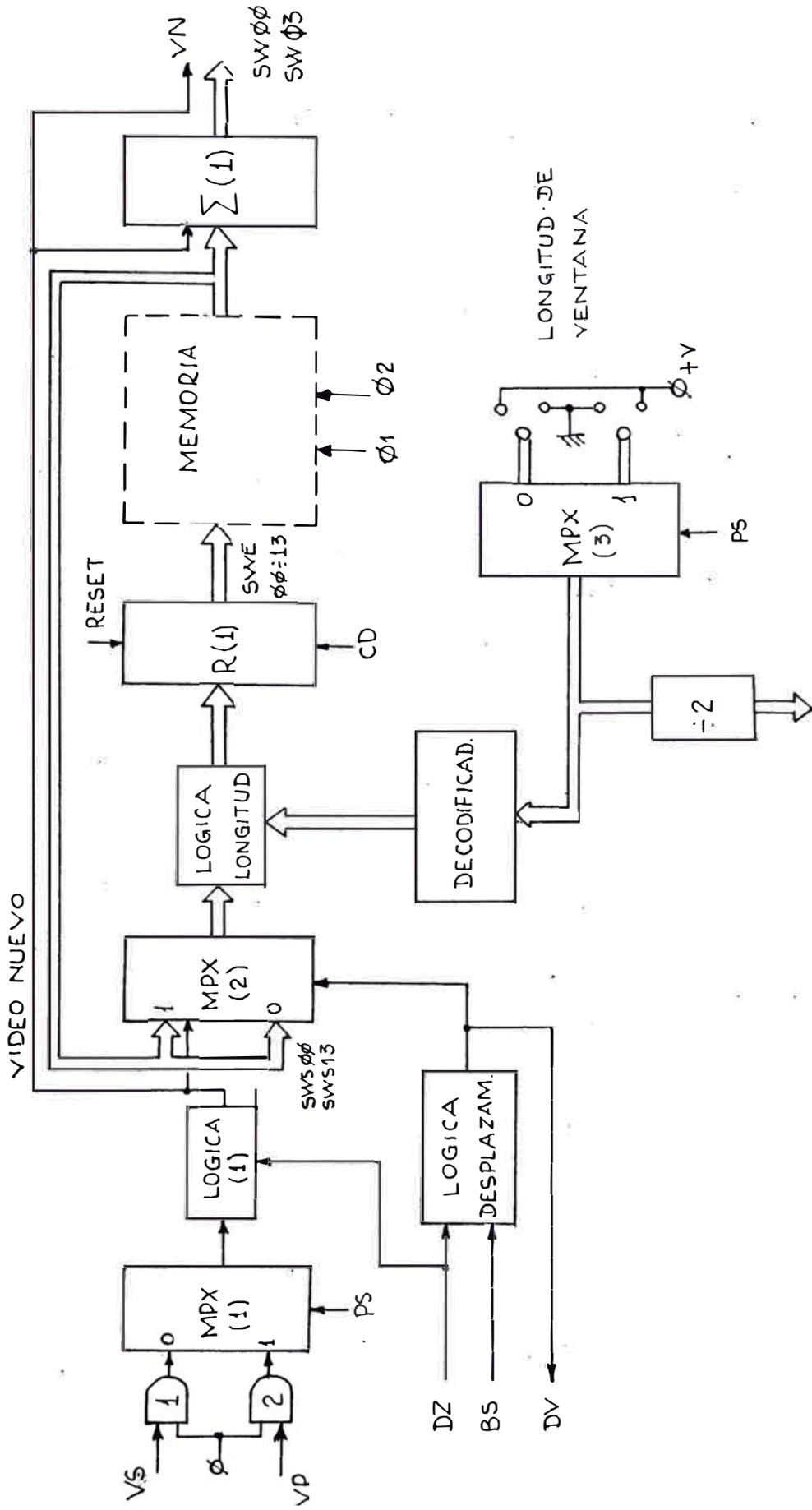


FIG. 4.3 DIAGRAMA DE BLOQUES FUNCIONAL VENTANA MOVIBLE

La señal habilitada en esta forma la llamaremos video nuevo (VN). Sale de CI-U1-9 (circuito integrado U1, pin 9) y va al registro R(1), U3-15; esta misma señal sale de U1-pin 7 y va al sumador  $\Sigma(1)$ . Específicamente, la inserción o escritura en memoria se retarda el tiempo que tarda en producirse un nuevo barrido. Cuando tenemos indicación de otro hit, que podría estar constituido por un "1" ó "0", para ir llenando la ventana, el elemento que se encarga de hacer el desplazamiento es el MPX(2), que esta conformado por los CI U10, U11 y U12. La señal de control encargada de realizar la función de desplazamiento, la denominamos (DV), que cuando está en nivel alto selecciona las entradas (1) de los multiplexores cuádruple de dos canales.

Esta entrada consiste de 14 bits, que corresponden a la longitud de la ventana movable, de los cuales el primero es ocupado por el hit de video nuevo (VN), que ha sido memorizado para algún elemento de rango, en algún barrido. Durante sucesivos barridos este hit de video nuevo es desplazado al segundo bit y en su lugar entra otro hit correspondiente a un nuevo barrido. Estos bits los denominamos como (SWS00-SWS13) y son los que vienen de memoria, para recircular. En la fig.(4.2), hemos explicado gráficamente el proceso de desplazamiento, hasta ir completando el llenado de la ventana para la integración correspondiente.

La lógica de desplazamiento produce a través de señales DZ, BS y PS, la señal (DV) que selecciona dependiendo de su estado (alto o bajo) una de las entradas del MPX(2). Esta señal de desplazamiento (DV), durante el tiempo de fra-

ma dedicado al procesamiento de respuestas secundario y si  $PS=\emptyset$ , selecciona: (a) cuando está en estado alto y también BS (respuesta en proceso) está en estado alto, la salida de memoria desplazada por el hit de video nuevo, osea entrada (1) de MPX(2); y (b) cuando está en estado bajo DV y BS, la salida de memoria SWS $\emptyset\emptyset$ -13 no desplazada, osea entrada ( $\emptyset$ ) de MPX(2), indicando que no hay variación en el hit de entrada a ser memorizado y la información continúa recirculando hasta el próximo barrido.

La información de salida desde el MPX(2) es enviada a la lógica de longitud, constituida por un conjunto de puertas AND, circuitos integrados U43, U44 y U45. Estas puertas están habilitadas por las señales indicadoras de longitud de ventana, salida del decodificador U15 y U16. Esta lógica nos permite elegir la longitud de ventana entre un valor mínimo de 4 barridos y un máximo de 15 barridos. La finalidad de contar con longitud variable de ventana es para proporcionar flexibilidad al sistema detector.

El MPX(3) es el encargado de seleccionar mediante la señal correspondiente a primario o secundario, PS, el valor que ha sido colocado para la longitud de ventana en forma binaria. Esta combinación binaria se consigue colocando adecuados jumpers a la entrada de U39.

La información desde la salida de la lógica de longitud es llevada al registro temporal R(1) donde es retardada por un paso de reloj (CD); a este registro también le llega una señal de borrado que bien podría habilitarse manual y/o automáticamente.

La señal de salida de este registro y entrada a la memoria, denominada SWEØØ-13, después que es retardada por los 1024 pasos de reloj (CD) más un paso del registro temporal equivalente al tiempo de un barrido, retorna al MPX(2), para realizar el desplazamiento correspondiente. A la vez la salida de la memoria va al sumador  $\Sigma(1)$ , que recibiendo la indicación de la presencia de un video nuevo en el barrido presente, se suma a las "n" presencias de video de los últimos barridos, para el correspondiente chequeo de correlación en azimut.

La salida de este sumador SWØØ-Ø3 va al circuito comparador (1), para realizar la función de comparación con los umbrales de comienzo y fin de plot.

#### 4.5.- Descripción funcional de la lógica de comienzo y fin de plot .-

Seguidamente describiremos en forma funcional el segundo gran bloque general de la fig.(4.1). Este consiste de un comparador y de una lógica para realizar automáticamente el criterio de decisión de detección y declarar con razonable certeza que un blanco está en proceso, luego validarlo con la finalidad de evaluar sus coordenadas estimando su centro real de etiqueta (plot).

El circuito compara la información que proviene de la ventana movable e indicadora de cuantos hits se encuentran en su interior para cada intervalo de resolución en rango, con la información proveniente de la lógica de umbral, la cual establece por medio de jumpers los pesos relativos a los valores que deben sumarse o restarse a la indicación

de la mitad de la longitud de ventana movable.

Primeramente, debemos establecer cómo funciona la lógica que determina la puesta de los umbrales de comienzo y fin de azimut de blanco. Para tal efecto, debemos referirnos a la fig.(4.4), que muestra el diagrama funcional de dicha lógica. Claramente podemos apreciar de la figura que la entrada al bloque funcional sumador-restador (2), está constituida, por un lado, de la información que representa el valor mitad de longitud de ventana, siete en binario en este caso. De otro lado, un valor adecuado para sumar o restar al anterior a fin de conseguir el deseado umbral, hallado para cumplir cierta probabilidad de detección sin exceder una probabilidad de falsa alarma dada.

La salida de este sumador-restador (2), definirá el valor umbral de comienzo azimutal de blanco. Servirá posteriormente para determinar el centro de la marca digital de plot. Para obtener la información correspondiente al umbral de fin de azimut, tenemos que sustraer, a la indicación de comienzo dada por el sumador-restador (2), un valor adecuado. Aunque la determinación gráfica de umbral sólo es para aquel que indica el comienzo, en este caso ya determinado e igual a  $K = 9$ , sin embargo, podríamos realizar un estimado para el umbral mínimo. De esta manera, si el contenido de la ventana muestra que es menor que este mínimo umbral, entonces, los hits presentes no pertenecen a señal de blanco sino a ruido.

Así, tenemos un umbral de comienzo de plot como  $K_1 = 9$  y un umbral de fin de plot como  $K_2 = 3$ . Este último se ob-

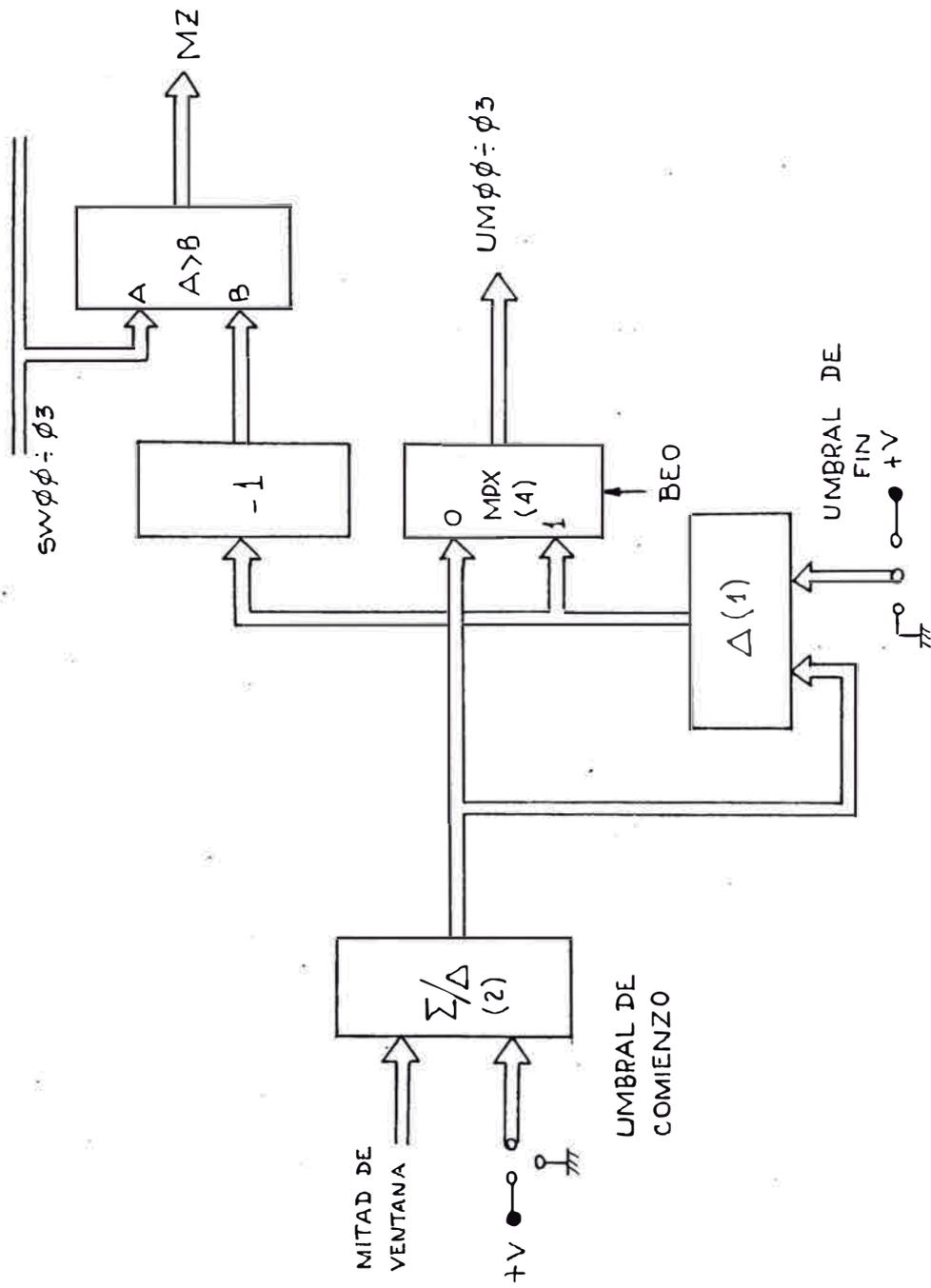


FIG. 4.4 DIAGRAMA FUNCIONAL DE LOGICA DE UMBRAL

tiene restando la figura binaria 6 del valor que nos indica el umbral de comienzo, en el bloque funcional sustractor  $\Delta(1)$ , U21.

Tanto los bits de información que nos indican los valores de los umbrales de comienzo y fin son seleccionados en el MPX(4). La señal de selección proviene de la lógica de decisión y la denominamos como BEO, que indica que un blanco se encuentra en proceso. La señal de bits de umbral UM00-03, que salen de U40 servirá para la comparación con el contenido de la ventana. Asimismo, el valor de umbral de fin de azimuth, disminuído en una unidad se envía al comparador, U29, para generar la señal (MZ), que estará en un nivel alto siempre que la suma del contenido de la ventana sea mayor que el umbral de fin de azimuth, decrementado en una unidad, como se ha mencionado.

Una vez generada la señal UM00-03, bits de umbral de comienzo o fin de plot, son enviados al comparador (1) junto con la señal de suma de presencias de video en la ventana, para la respectiva comparación. En la fig.(4.5), se muestra el diagrama funcional del circuito comparador y la lógica de decisión. La salida de este comparador, U28, está en nivel bajo cada vez que los datos SW00-03, de la suma del número de presencias de video en la ventana, es mayor que el valor de la señal UM00-03. Este nivel es usado en la lógica (2) para generar las señales de comienzo o fin de plot (COF) y plot en proceso (BEO).

En la fig.(4.6), se puede apreciar una representación esquemática del proceso de integración a través del movi--

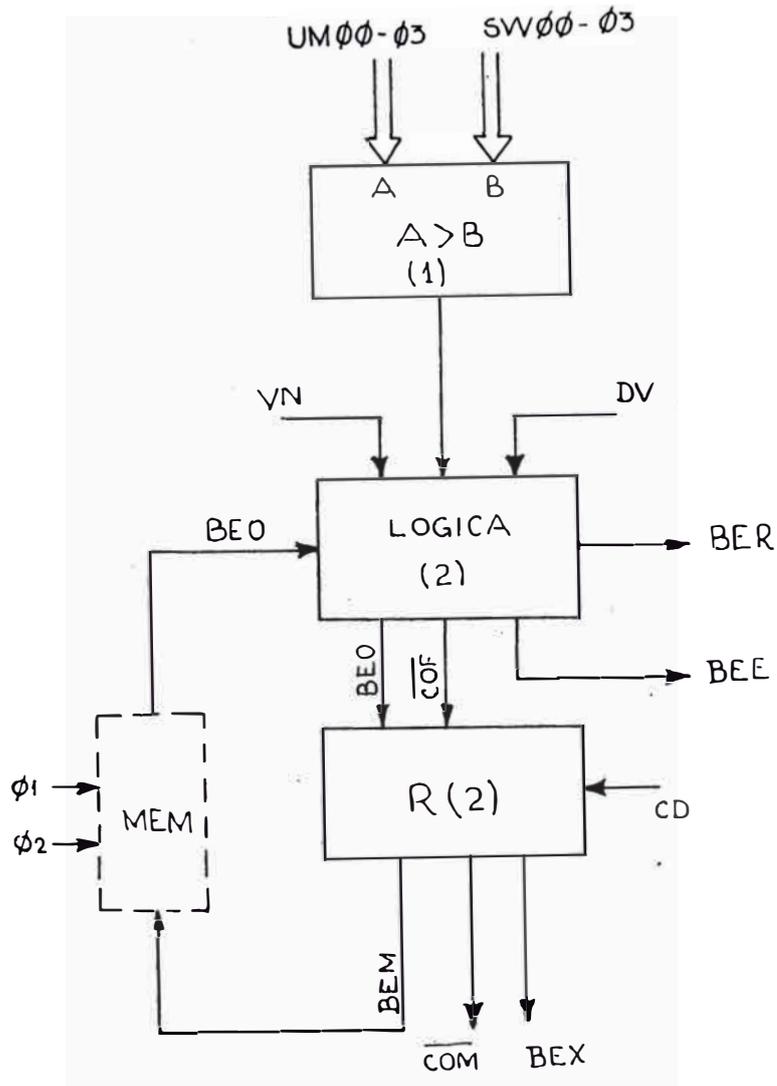


FIG. 4.5 DIAGRAMA FUNCIONAL DE  
COMPARADOR Y LOGICA DE DECISION

miento azimutal de la ventana y también del proceso de comparación con el valor de umbral. En esta figura, un cierto elemento de rango (el N-ésimo; en nuestro caso hemos considerado 1024 elementos de rango) ha sido considerado y sobre éste una probable distribución azimutal de ecos se ha representado. Dando evidencia al contenido de la ventana, en su movimiento azimutal, y considerando el número de H/S igual a 14, se ha impuesto un cierto nivel K.

Como puede notarse el contenido de la ventana movable está representado por la salida del bloque sumador (1) mostrado en la fig.(4.3), mientras que el video integrado con una falsa alarma constante está representado por el nivel lógico a la salida del comparador, cuando la suma es mayor que el valor de umbral.

Volviendo a la descripción funcional de la lógica (2) - de la fig.(4.5), podemos decir que cuando la cuenta en el contenido de la ventana sobrepasa el umbral ya sea de comienzo o fin, la señal correspondiente a la presencia de un nuevo hit (VN), es habilitada pasar. Una vez seleccionada, prácticamente se inicia la generación de las señales (COF) activa baja que sale de U2-7 y señal de blanco en proceso (BER), activa alta; indicando esta última que se ha sobrepasado el umbral de comienzo. Permanece en estado alto hasta el siguiente umbral relativo a fin de blanco.

Estas dos señales de comienzo y fin de plot son fundamentales para la declaración de un blanco como válido. De ellas se derivan otras señales que cumplen similar función, hacia otras partes subsiguientes del sistema.

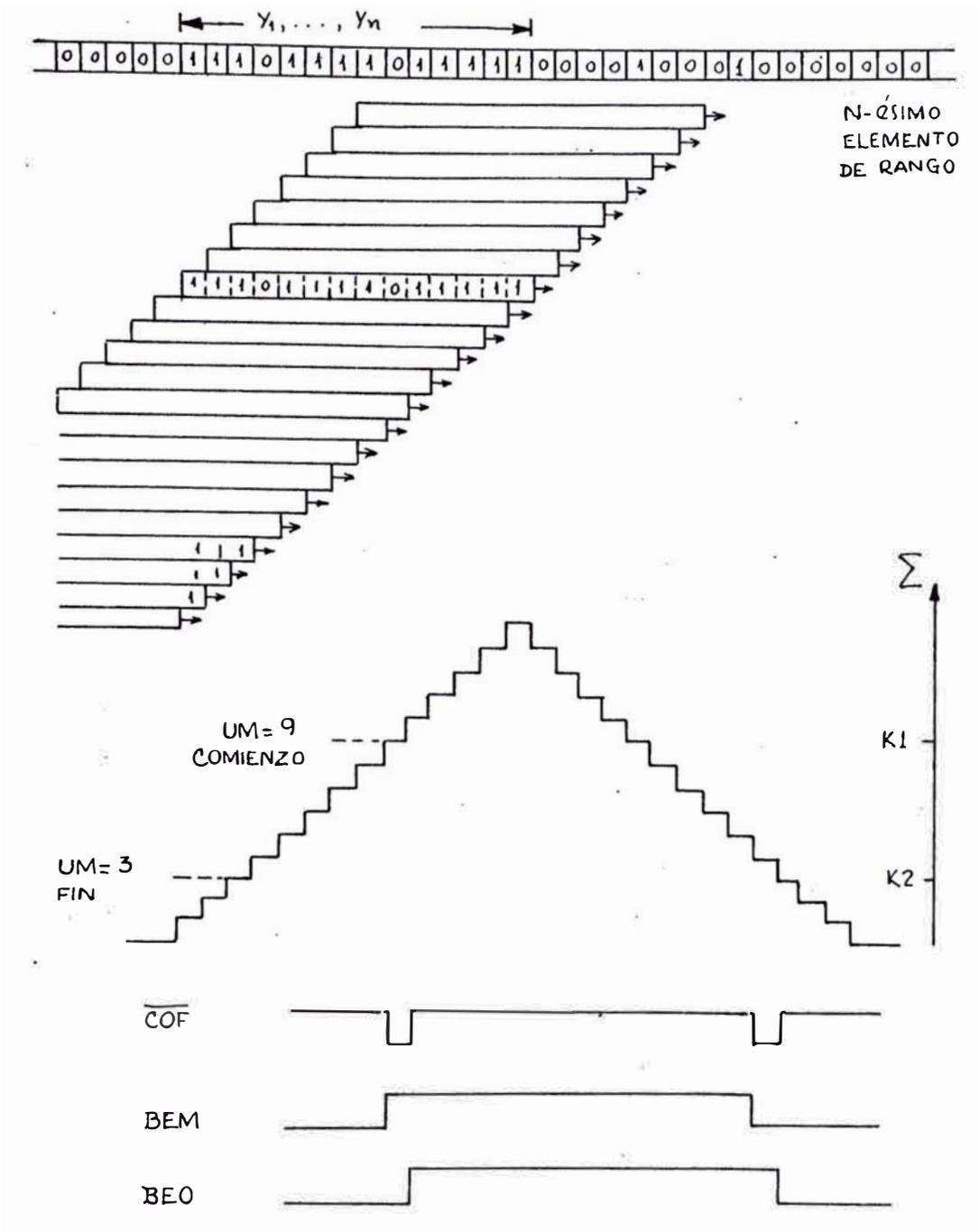


FIG. 4.6 GENERACION DE SEÑALES COMIENZO, EN PROCESO Y FIN PLOT

De la fig.(4.6), notamos que la señal ( $\overline{COF}$ ) es activa (baja) cuando se sobrepasa los umbrales y es retardada en R(2) por un paso de reloj (CD). Sale de este latch, U9-15 con la denominación ( $\overline{COM}$ ). Lo mismo la señal (BEM) es activa (alta) desde el segundo barrido después que se a cruza do el umbral de comienzo hasta que se exceda el umbral de fin de plot. Esta señal que sale de U9-13 se dirige a memoria, en la cual se encuentra la información relativa a la historia del blanco que está siendo examinado y permite integrar esta información al presente barrido.

La señal (BEM) en la salida de la memoria, después de haber sido retardada por 1024 pasos de reloj (CD), retorna a la lógica (2) con la denominación (BEO), la cual hace que la señal ( $\overline{COF}$ ) pase a un nivel lógico alto. En la condición de fin de plot, la lógica (2) selecciona un nuevo video (VN), causando la generación nuevamente de otra señal ( $\overline{COF}$ ) activa baja. Esto causa por lo tanto un reset de la señal (BEO). El proceso se inicia otra vez cuando la indicación de suma en la ventana sobrepasa el umbral de comienzo de plot. Generándose así las señales (BEE) que sirve para muestrear la señal de rango cuando un blanco es declarado en proceso. La señal (BEX) que es la señal (BEO) - retardada por un paso de reloj (CD), junto con la señal -- ( $\overline{COM}$ ) sirven para indicar a otros circuitos de salida que un blanco está en proceso de examinación, para una formación de mensaje de la presencia de un blanco.

#### 4.6.- Diagrama funcional de la lógica de azimuth y discriminación de extensión en azimuth.-

Luego de detectar la presencia de un blanco por las indicaciones de comienzo y fin de plot, el siguiente paso es hallar el centro de la marca digital de aquel plot. Para realizar esta operación, es necesario determinar la extensión en azimut que el blanco tiene durante el proceso de correlación. Una manera de realizar esta operación es contar el número de pulsos de cambio de azimut (ACP), presentes durante la completa distribución azimutal de llenado de la ventana movable, desde el momento que se declara blanco en proceso hasta el fin del mismo. Los ACP son los pulsos que forman la rotación angular de antena. Para la velocidad de rotación propuesta de 15 rpm, un giro de  $360^\circ$  demora 4 segundos. Teniendo en cuenta que representamos una vuelta completa con 4096 pulsos ( $2^{12}$ ), entonces un ACP es igual  $0.088^\circ$  y con un período de 0.976 milisegundos.

Refiriéndonos a la fig.(4.7), esta lógica cuenta el número de incrementos en azimut, utilizando las señales HAC y HAC-1 que representan la codificación del número de ACP incluidos en cada período de transmisión de pulsos o tiempo de barrido radar, del blanco que está siendo examinado, para luego evaluar su centro azimutal. Así, las señales CEA~~00~~-05 representan el valor de la cuenta en azimut, para la completa duración del plot en proceso, de las señales mencionadas, y su generación se verá en el siguiente capítulo, al tratar la información relativa al azimut.

Teniendo en cuenta el tiempo total transcurrido durante la integración de los 14 pulsos, equivalente  $2.25 \times 14 = 31.5$  milisegundos y el período de cada ACP igual a 0.976 ms, ob

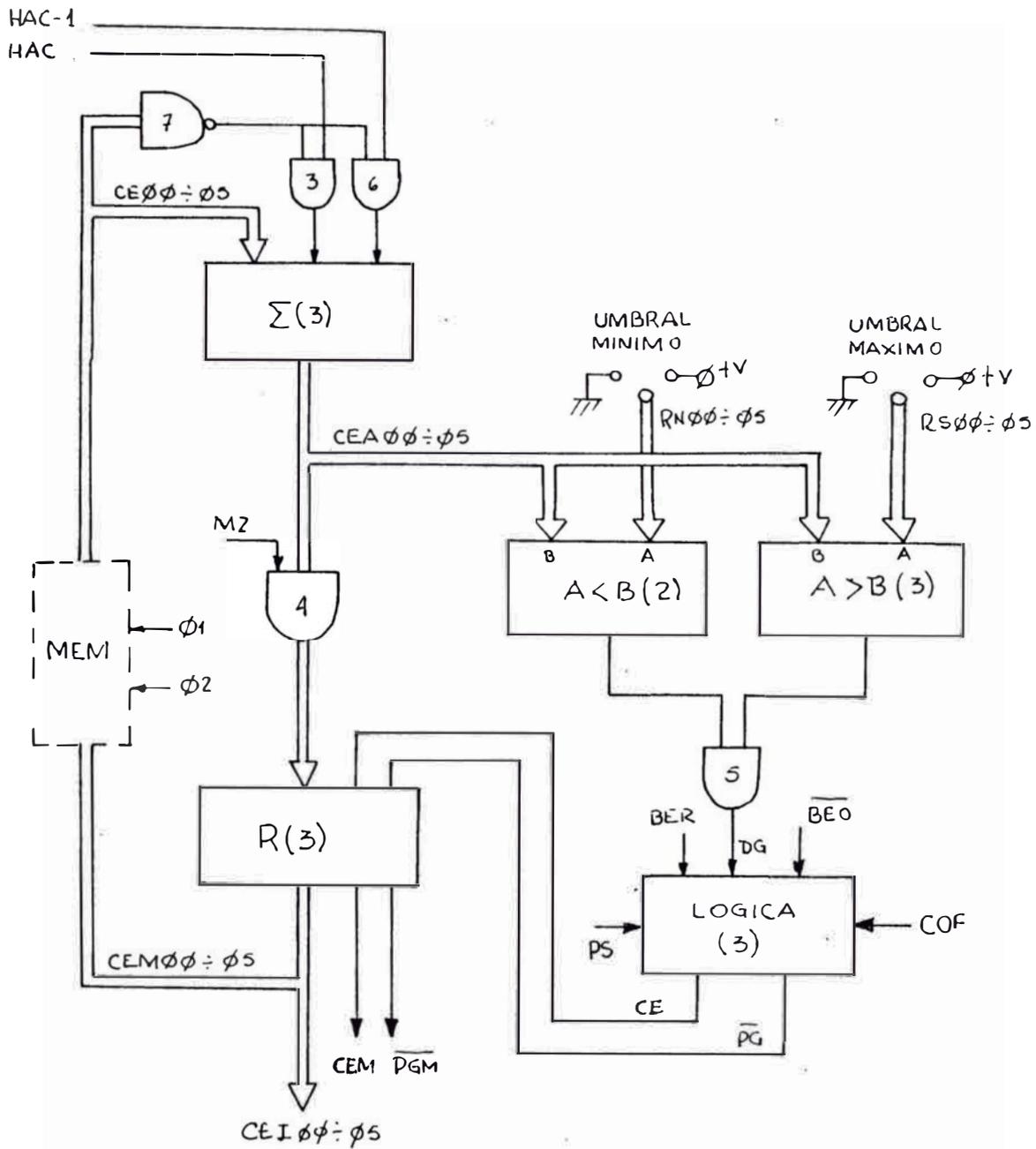


FIG. 4.7 DIAGRAMA FUNCIONAL DE LOGICA DE AZIMUT Y DISCRIMINACION

tenemos que por cada barrido hay aproximadamente 2.3 ACP, y durante los 14 un total de 32.25 ACP, cubriendo una extensión en azimut de  $2.84^{\circ}$  aproximadamente. De acuerdo a lo que veremos en el siguiente capítulo, HAC representa la codificación de los ACP/2 que ocurren en cada barrido para la completa longitud de plot, marcado por el nivel lógico alto de la señal (MZ).

En el sumador (3) los HAC son acumulados, consecuentemente resultando en los bits de extensión en azimut relativos al centro de plot, los cuales son habilitados por (MZ) y enviados a la memoria para la renovación de los mismos conforme se avanza en el proceso de correlación dentro de la ventana; antes de ser almacenados son retardados temporalmente un paso de reloj en el registro (3). El sumador y el registro son respectivamente U13 y U57 en el diagrama circuital general.

Asimismo, una vez que la cuenta de extensión en azimut alcanza su límite, en este caso hasta 64 ( $2^6$ ) HAC, estos son inhabilitados para seguir acumulándose y evitar de esa manera un rebasamiento. Esta operación se realiza mediante la compuerta NAND, U59, cuando las señales que vienen de memoria CE000-05 todas están en nivel "1" lógico.

En la figura 4.7 también se muestra el diagrama funcional de la lógica que realiza la función de discriminación en azimut, entre dos valores mínimo y máximo, de las señales que proporcionan la amplitud en azimut relativo al centro de plot. Para esto las señales de extensión en azimut CE000-05 se comparan con las señales de umbral mínimo deno

minados  $RN\emptyset\emptyset-\emptyset5$ , en el bloque comparador (2) y con las señales de umbral máximo  $RS\emptyset\emptyset-\emptyset5$ , en el bloque comparador(3) de la mencionada figura. Lógicamente, el valor de discriminación estará entre el mínimo de cero grados en azimut, hasta el máximo de la extensión azimutal del plot en proceso. Cuando el valor de azimut del centro de plot cae entre estos dos valores de umbral, es decir, es mayor que el mínimo y menor que el máximo, la salida de los comparadores(2) y (3) están en un nivel alto de modo que a través de la función AND se genera la señal DG. Esta señal es una de las tres condiciones necesarias para declarar el blanco como válido.

La señal DG llega a la lógica (3) y conjuntamente con las señales  $\overline{BEO}$  y  $\overline{COF}$  genera la señal  $\overline{PG}$  que indica que al final de plot en proceso, este plot ha pasado el valor de la discriminación en azimut ( $DG=1$ ). La señal  $\overline{PG}$  se retarda temporalmente en R(3), saliendo de éste como  $\overline{PGM}$ . De igual forma tenemos la señal  $\overline{CEM}$  que está para indicar hacia otros sistemas que un plot secundario está en proceso.

#### 4.7.- Centro real de plot.-

Una vez que se obtiene la amplitud en azimut de un blanco declarado en proceso de detección y es chequeado para determinar si está dentro de los límites aceptables puesto por los umbrales, el siguiente paso es determinar el centro real en azimut del plot. Existen varios mecanismos para estimar la posición angular de un blanco. Uno de ellos y el de más fácil implementación es conocido como división de haz (beam splitting).

El procedimiento será detallado en lo que a continuación explicamos. Por ejemplo, supongamos que predecimos que la detección de los umbrales de comienzo y fin de plot estarán en el  $a$ -ésimo y  $(n+b)$ -ésimo barrido respectivamente. Donde "n" como sabemos representa el número de interrogaciones por exploración de antena, o lo que es lo mismo - la longitud de ventana.

Promediando estos dos valores obtenemos como resultado  $(n+a+b)/2$ . Idealmente, el centro de la marca digital representando el plot debería estar en  $(n+1)/2$ . De modo que se necesita un valor de bias dado por  $(a+b -1)/2$ . Así, el centro real de plot se obtiene contando los pulsos de cambio de azimut, en un contador que se incrementa por pasos de  $0.088^\circ$  (tema que se verá en el siguiente capítulo), durante el paso del haz por el blanco y restando el valor de la cuenta de extensión en azimut del blanco, incrementado en el número de  $ACP/2$  durante la longitud de ventana.

Refiriéndonos al diagrama funcional de la fig.(4.8), podemos apreciar que la información de la cuenta de extensión en azimut del blanco,  $CEI\emptyset\emptyset-05$ , declarado en proceso, es sumado al valor de pulsos de cambio de azimut mitad, incluidos en la ventana, en el bloque sumador (4). Esta información de salida es restada del valor de la cuenta que indica la posición angular de antena,  $AZM\emptyset\emptyset-11$ .

En el contador (1), la señal TC aparece en la salida, después de haber contado un cierto número de pasos de la señal BS. Esta señal habilita el desplazamiento de la ventana y está presente solamente de acuerdo al "modo" elegido.

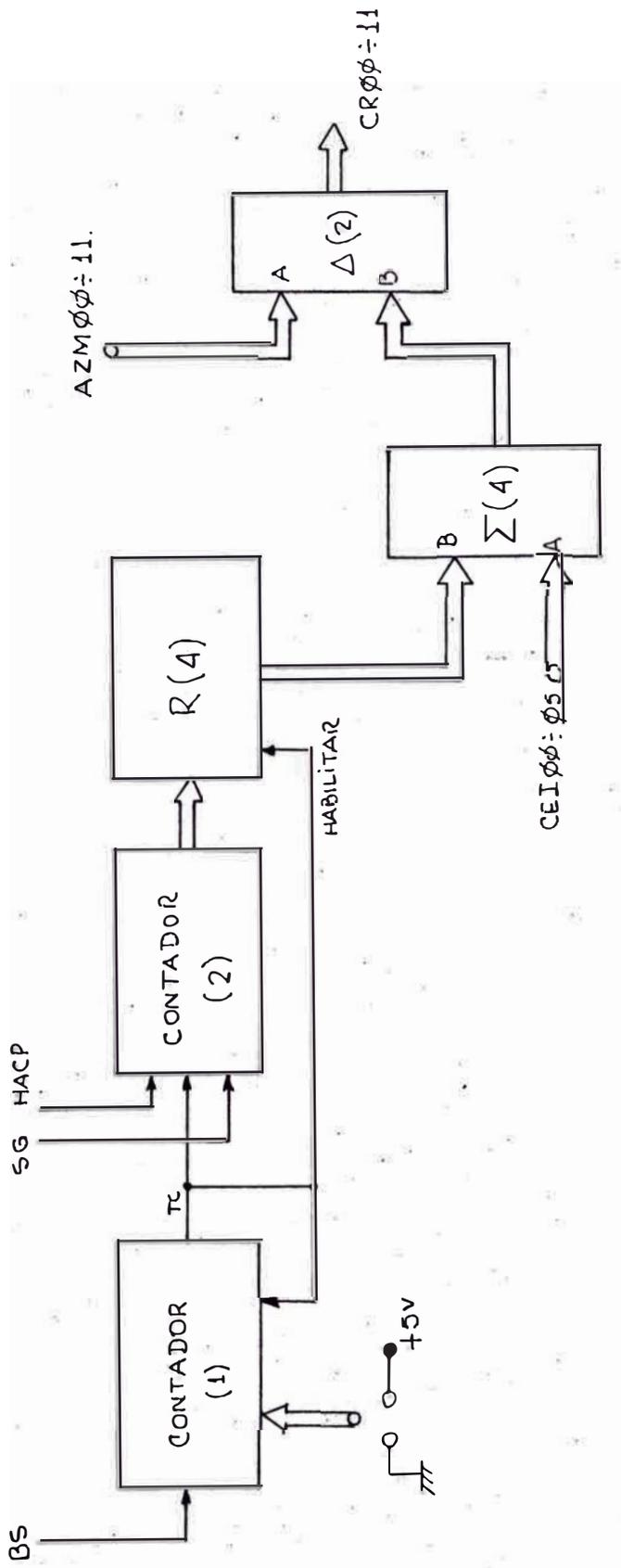


FIG. 4.8 CENTRO REAL DE PLOT

El número de pasos que el contador debe contar es puesto por jumpers, cuya combinación binaria está determinado por la longitud de ventana; es decir, cada catorce barridos la señal TC aparece en la salida. La publicación de ésta señal, hace que el contador (1) se pre-cargue al valor colocado en su entrada y se inicie la cuenta de la señal - BS, hasta que se active nuevamente TC.

En estas condiciones, el contador (1) se carga y cuenta una y otra vez, repitiéndose esta situación cíclicamente - cada catorce barridos. En cada habilitación de la señal TC, el contador (2) es borrado y al mismo tiempo, la cuenta alcanzada en ése momento por el contador, es habilitada salir mediante el registro (4). El contador (2) es habilitado para su función con la señal HACP, que representa el número de pulsos de cambio de azimut mitad por barrido, e incrementado por la señal SG; esta señal (veremos en el siguiente capítulo) deja pasar solamente 1024 pulsos de reloj de memoria, equivalentes a los tantos elementos de rango en que es cuantificado el barrido completo.

El número de ACP/2 presentes durante la longitud de venтана es sumado al valor de la amplitud en azimut del blanco concerniente al centro habilitado por la señal MZ, es - decir, del umbral de fin de plot disminuído en una unidad; luego, es restado del valor de la información AZMØØ-11, proveniente del contador de ACP, con lo cual se obtiene la información concerniente al centro real de plot de aquel blanco detectado y declarado como válido. Esta información la denominamos CRØØ-11.

Se puede ilustrar el mecanismo de la división de haz por el cual se determina el centro real en azimut del plot, refiriéndonos a la fig.(4.9). En ella se muestra el proceso de la ventana movable y se supone que el período del pulso de cambio de azimut es igual al tiempo que demora un barrido. El valor que se debe sumar representa el número de ACP/2 durante la completa longitud de la ventana. Este valor se suma a la cuenta de extensión en azimut del blanco en la lógica de azimut, indicada por el estado de la señal MZ. Esta nos representa el contenido de la ventana movable que sobrepasa el umbral de fin de plot disminuído en una unidad. La cuenta total al final de plot es restado de los bits que representan la posición angular de rotación de la antena.

#### 4.8.- Descripción de línea de retardo (memoria).-

Parte esencial para realizar el proceso de integración, como un medio de mejorar la detección de señales radar, es el cicuito de retardo o memoria. En este apartado, describiremos las características que debe poseer la memoria en el sistema de detección, pero antes, es necesario referirnos a las características generales de toda memoria. En relación a esto diremos que las características que ha de poseer una unidad de memoria dependen de la forma en que se va a presentar la información a su entrada, la forma que se obtiene la información a su salida y la cantidad de información a memorizar.

Uno de los parámetros importantes es la capacidad que se define como la cantidad de información que se puede al-

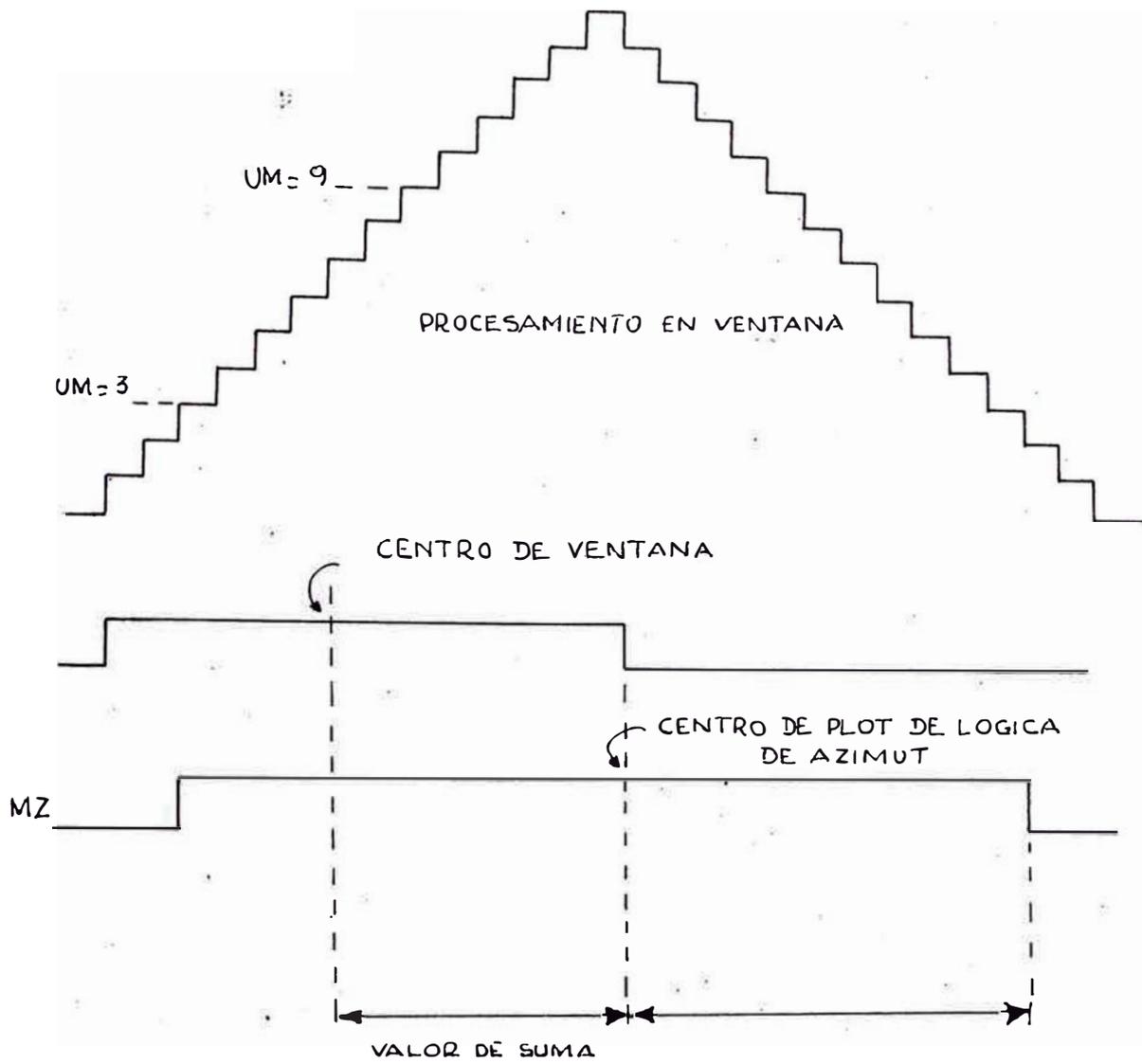


FIG. 4.9 CENTRO DE PLOT

macenar. Su unidad de medida es el bit. Pero, en general, la información se almacena en grupos de bits denominados - posiciones o palabras. Para que se aproveche al máximo la capacidad de selección de una determinada posición se hace que el número de estas sea una potencia de dos. Ejemplo:  $2^{10}$  (1024) posiciones. Otro parámetro de gran importancia - es la forma de acceder a las posiciones de la memoria, o sea la acción de escribir información en una posición o leer - la que contiene. Esto da lugar a la división de las memo-- rias, pudiendo ser de acceso aleatorio que se caracterizan porque el tiempo empleado en leerse o grabarse una posición es el mismo para todas, mientras que las de acceso serie - se caracterizan porque el tiempo depende de la situación - física de la posición en el interior de la memoria.

Respecto del circuito de memoria de nuestro sistema, podemos decir que es un registro de desplazamiento dinámico, una clase de clase de memoria de acceso serie. Está organizada posición a posición, cada una de un sólo bit. Su capacidad es de 1024 posiciones que corresponden al número de intervalos iguales en que es dividido el barrido completo, los cuales hemos denominado elementos de rango y a cada posición, celda de rango.

Debido a la tecnología MOS propia de estos registros de desplazamiento dinámico, la orden externa que desplaza la información, constituida por pulsos de un generador tal como se verá en el siguiente capítulo, no puede dejar de a-- aplicarse por tiempo indefinido porque en este caso desaparece la información contenida en su interior.

La característica de que la información se pierda si dejan de aplicarse los pulsos de desplazamiento durante más de un cierto tiempo hace que en funcionamiento normal (sin realizar ninguna operación de escritura o lectura) la salida tenga que estar conectada a la entrada y la información recircule de forma continuada en el interior del registro. Por lo tanto, si se desea seleccionar una posición de memoria para introducir información en ella o leer la que contiene, es necesario conocer cuándo está situada en los terminales de salida. Esto se consigue contando los pulsos de desplazamiento de un generador como se describe en el siguiente capítulo. La capacidad de este contador depende del número de posiciones del registro.

#### 4.9.- Performance del sistema detector.-

Una de las primeras preguntas que podrían formularse es aquella concerniente a la eficiencia de detección relativa de la integración binaria e integración análoga. Esta podría reducirse a la comparación de las efectivas relaciones de señal a ruido (voltaje) anteriores a la integración en ambos casos, puesto que para ambos casos el efecto de integración es multiplicar la relación señal a ruido por  $\sqrt{n}$ , tal como expresamos en el capítulo 2. Sin embargo, es menester definir los dos SNR de la misma manera.

Mientras que hay varias formas en la cual uno podría definir una SNR para señales detectadas en ruido, la definición particular que es más significativa en nuestro caso es la siguiente. La SNR del video integrado será definido como la diferencia entre las medias de las distribuciones de

señal más ruido y ruido solo dividido por la desviación estándar del ruido integrado solo. Así:

$$(\text{SNR})_0 = \frac{\eta P_s - \eta P_n}{\sqrt{\eta P_n (1 - P_n)}} = \sqrt{n} \rho \quad (4.1)$$

donde

$$\rho = \frac{P_s - P_n}{\sqrt{P_n (1 - P_n)}} \quad (4.2)$$

De esto es evidente que  $\rho$  es la SNR equivalente del video cuantificado y que es mejorado por la bien conocida raíz cuadrada  $\sqrt{n}$ , del número de pulsos integrados. Para el caso análogo, una SNR es definida de igual forma. Se ha llegado a establecer una relación entre estos definidos SNR en función de un SNR de predetección  $s = A/\sqrt{\psi_0}$ , tal como se especificara en el capítulo 2. Así, tenemos que:

- Caso video cuantificado

$$\rho = 0.804 \left( \frac{s^2}{2} \right) \quad (4.3)$$

- Caso de video análogo

$$\frac{\bar{n}}{\sigma(v)} = 0.960 \left( \frac{s^2}{2} \right) \quad (4.4a) \quad \text{detector lineal}$$

$$\frac{\bar{n}}{\sigma(v)} = \frac{s^2}{2} \quad (4.4b) \quad \text{detector de ley cuadrática}$$

Una comparación de ec.(4.3) con (4.4a) y (4.4b) conduce a la conclusión que el efecto de cuantificación sobre la relación señal a ruido es reducir a ésta por un factor de 0.838 ó 1.54 dB en comparación con la SNR de un detector lineal, y 0.804 ó 1.92 dB en comparación con aquella de un

detector de ley cuadrática. Puesto que el detector de ley cuadrática produce la más alta SNR para pequeñas señales, la máxima pérdida sufrida es del orden de 1.9dB. Sería conveniente recordar, sin embargo, que muchos integradores a nálogos son no ideales, y por ende, la señal decae en la memoria, y por esta razón pérdidas del orden de 1 a 2 dB en la relación señal a ruido son comunes en dispositivos de este tipo. Puede ser establecido, por tanto, que, mientras la integración análoga parte con una ventaja de 1.5 a 2 dB en la SNR de entrada, la memoria perfecta del integrador binario compensa esta pérdida y los dos sistemas serían aproximadamente equivalentes en la eficiencia de detección final.

Una evaluación de la ganancia de integración teórica, - en términos de la mejora de SNR, puede obtenerse en la siguiente forma: De la fig.(1.6) se determina la S/N, requerida para la detección de un simple pulso bajo las condiciones de una Pfa y Pd dadas, siendo este valor  $(S/N)_1$  que es 14.2 dB. De igual manera de la fig.(3.5b), para las condiciones antes mencionadas, obtenemos  $(S/N)_n$  que corresponde a un valor de 6 dB. De modo que la mejora, en términos de S/N, que puede esperarse del detector de ventana móvil está dado por:

$$\begin{aligned} I_i(n) &= (S/N)_1 - (S/N)_n \\ &= 14.2\text{dB} - 6 \text{ dB} = 8.2 \text{ dB} \end{aligned}$$

## C A P I T U L O    V

### DETERMINACION DE DISTANCIA Y AZIMUT

#### 5.1.- Introducción.-

El presente capítulo tiene por objeto la descripción del principio de operación y diagrama de bloques funcional de los circuitos que producen en tiempo real los datos de azimut, concerniente a la posición angular de antena, y rango del blanco, medido en millas náuticas. Sin embargo, es menester tratar someramente la descripción de los circuitos que realizan la generación de los pulsos de reloj y la sincronización del funcionamiento de todo el sistema de detección con los pulsos de disparo (trigger), provenientes de los sensores radar, que fundamentalmente son los que controlan el procesamiento general de plot en cada barrido.

En la fig.(5.1) se muestra un diagrama de bloques general, que bien podría formar parte esencial de digitizador común de señales de video radar. Así, debemos disponer de un oscilador, cuya frecuencia está dada por un cuarzo, constituyendo un reloj maestro y a partir del cual se generarían todos los pulsos de reloj para las diferentes funciones llevadas a cabo en la lógica de ventana movable lo mismo que en otras partes del sistema. Entre los pulsos a ser generados están los correspondientes a muestreo de datos -

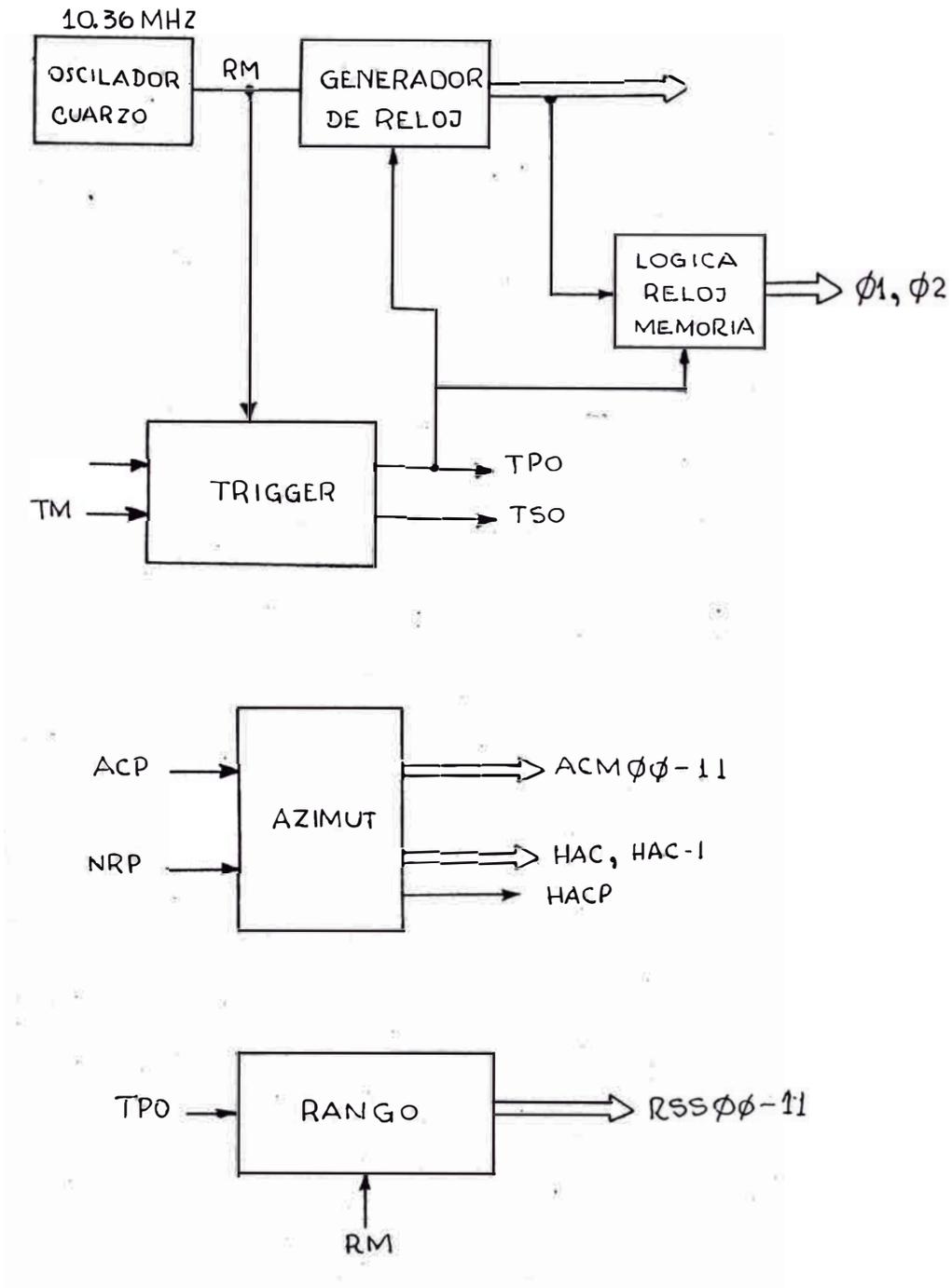


FIG. 5.1 DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL RELOJ, TRIGGER, AZIMUT Y RANGO

en cada elemento de rango y los relativos al desplazamiento en memoria, denominados  $\emptyset 1$  y  $\emptyset 2$ .

Hicimos notar en el capítulo 2, que el pretrigger de radar secundario se genera en adelanto del trigger de radar primario, para tomar en cuenta el tiempo de reconocimiento de modo y reconocimiento de código. Este adelanto de 50.3 microsegundos debe ser tenido en cuenta al procesar señales SSR y presentarlas en conjunción con la respuesta de radar primario. Así, debe disponerse de un circuito que retarde la señal que indica el reconocimiento de un modo por el tiempo antes señalado y sincronizarlo con el reloj maestro. A este trigger regenerado lo denominamos TSO.

La información proveniente de la antena y que indica su posición angular, en forma de pulsos de cambio de azimut (ACP), debe ser convertida de forma serial a paralelo. De esta manera se le utiliza para obtener la posición angular del centro de plot en conjunción con los datos relativos a la extensión en azimut del plot que está siendo examinado para ser declarado como blanco válido.

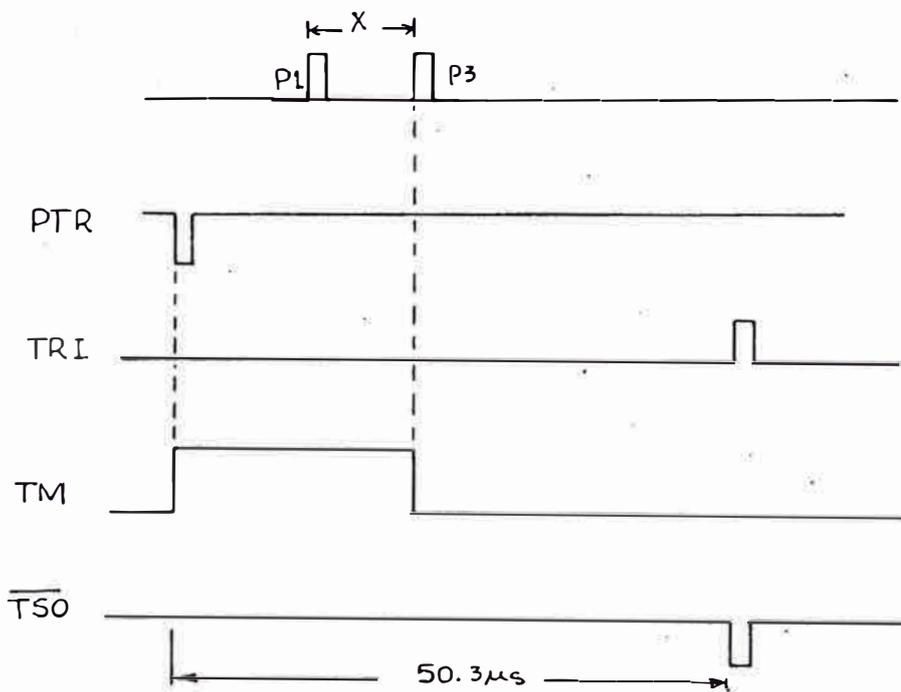
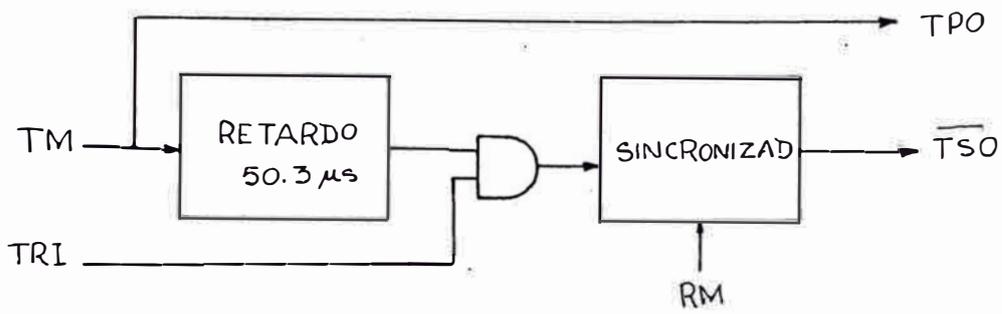
Y, finalmente la generación de los datos de rango desde un contador que se incrementa por pasos de una fracción de milla náutica. Esta información se representa por 12 bits y se muestrea a la indicación de blanco en proceso, almace nándola en memoria hasta el fin de proceso. Para no tener que almacenar todos los bits de información de rango, se u liza un mecanismo particular, que permite solamente el almacenaje de los bits menos significativos. Estos bits menos significativos son comparados con los corrientes.

## 5.2.- Regeneración de pulsos de disparo (trigger).-

Si tuviéramos que realizar el proceso de detección sobre ambas señales de video primario y secundario, necesitaríamos también, pulsos de trigger correspondientes a radar primario TRI y la señal TM. El primero, que vendría directamente de radar primario, e indicaría el instante en el cual empezó un pulso de transmisión; el segundo, vendría del circuito de reconocimiento de modo, indicando con esto que se ha reconocido el par de pulsos (P1,P3) y de modo que una interrogación secundaria se está llevando a cabo.

Entonces, para realizar la sincronización de todas las señales de procesamiento de plot, durante un barrido completo, en nuestro caso debemos utilizar la señal que nos indica que una interrogación secundaria se está llevando a cabo. Retardando esta señal por el tiempo de 50.3 microsegundos, el cual corresponde a la separación más larga entre el pulso de pretrigger y P3 del modo "D", más el tiempo de decodificación de código de la respuesta secundaria, y luego sincronizándola con los pulsos del reloj maestro, obtendríamos la señal de trigger  $\overline{TSO}$ .

En la fig.(5.2), se muestra un diagrama de bloques funcional, para la obtención del trigger  $\overline{TSO}$ , a partir de la señal de reconocimiento de modo. Lo mismo, la señal TPO sirve como trigger para determinar los datos de rango. Así también se muestra en dicha figura las relaciones de tiempo de estas señales de trigger, en relación con el trigger del primario y el pretrigger del secundario, lo mismo que con la señal TM.



$X =$  SEPARACION ENTRE MODOS

FIG. 5.2 LOGICA Y SEÑALES DE TRIGGER

### 5.3.- Generación de pulsos de reloj.-

Para realizar el proceso de detección de blancos radar por integración binaria, mediante la correlación azimutal de las presencias de retorno, como se ha visto en el anterior capítulo, es necesario disponer de ciertas señales de pulsos que hagan que se realicen las mencionadas funciones adecuadamente y en perfecto sincronismo. Entre otras señales tenemos las referidas a la duración del elemento de rango, tiempo durante el cual se muestrean los datos para realizar la integración, y los pulsos que hacen el desplazamiento tanto a lo largo de la ventana como durante el proceso de escritura en memoria.

Para generar todos los pulsos mencionados se debe partir desde un reloj maestro a base de cuarzo, puesto que establece una frecuencia de pulsos muy estable. La elección de la frecuencia de oscilador y con esto el período de repetición entre pulsos de reloj maestro (RM), está en función del máximo rango que cubre el radar y de la resolución en rango requerida. Así, para un rango de 180 mn, el intervalo de repetición entre pulsos radar ó equivalentemente separación entre interrogaciones de secundario, aplicando la ec.(1.1) obtenemos  $T_r=2250 \mu s$ . De acuerdo a lo expuesto en el apartado anterior, referente al trigger, este intervalo lo constituye el trigger TSO.

Para propósitos de presentación de la información radar sobre una pantalla PPI, el tiempo de barrido útil, es menor en 15 a 20% del tiempo de trigger, para tomar en cuenta el tiempo de interbarrido.

Si el tiempo de barrido útil lo dividimos entre el número de posiciones de memoria ó celdas de rango, en nuestro caso 1024 posiciones, obtenemos los intervalos regulares de  $1.93 \mu\text{s}$  ó equivalentemente, un elemento de rango de  $5/32 \text{ mn}$ . Este tiempo también representa el intervalo de la cuantificación en duración necesaria para muestrear la salida de video de receptor y obtener el conjunto de observaciones, para efectuar el proceso de detección.

Habiendo determinado ya el valor del elemento de rango en tiempo, este puede obtenerse por división de frecuencia desde un oscilador maestro. La frecuencia de oscilación de este reloj maestro debe ser de 10.360 Mhz, con lo cual el período de repetición de pulsos está en  $0.0965 \mu\text{s}$ . En la fig.(5.3), se muestra un posible diagrama de bloques funcional del circuito de generación de pulsos de reloj. Así, ajustando el reloj maestro (RM) en 5, 6 ó más veces su período, obtenemos el pulso de reloj Cl. Este puede proveerse con diferentes fases, utilizandó una serie de registros y etapas buffer, a fin de tomar en cuenta los retardos introducidos en el procesamiento de la señal.

Para preparar la sincronización total del sistema, este pulso debe generarse en coincidencia con el pulso de trigger TSO; su salida debe causar la generación de otro pulso de reloj y así sucesivamente, hasta el siguiente trigger. Desde el pulso de reloj Cl, obtenemos a través del circuito contador los diversos relojes tales como RB y CD correspondientes al elemento de rango y desplazamiento en memoria. El pulso RB es cuatro veces el período de Cl, i--

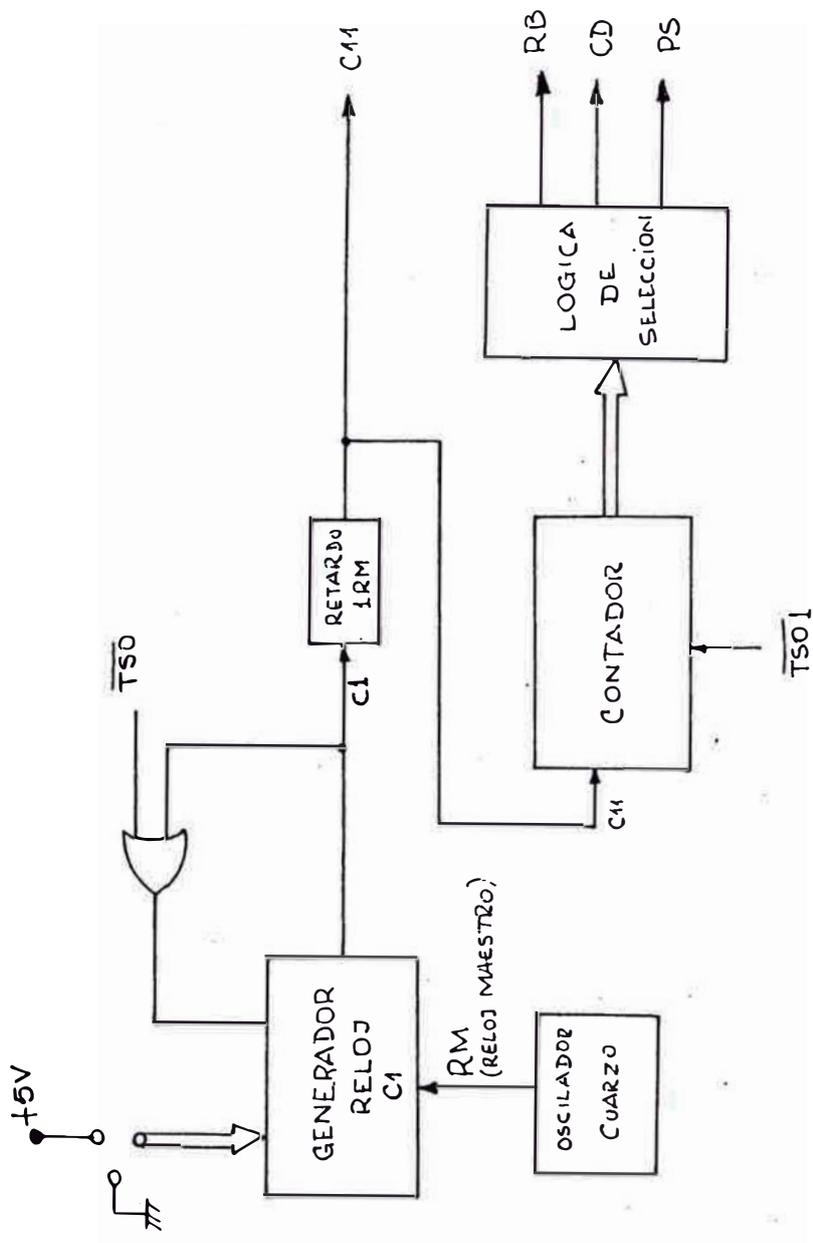


FIG. 5.3 GENERACION PULSOS DE RELOJ

igual período tiene CD. En la fig.(5.4) se muestra las diferentes relaciones de tiempo que deben poseer estos pulsos de reloj utilizados en la lógica de ventana movible. A partir de estos pulsos se genera la onda cuadrada PS, que se usa para el procesamiento en tiempo compartido de señales video ya sea de primario o secundario. Dentro de cada elemento de rango, el estado "1" de esta señal indicaría que se selecciona datos de respuesta primario, mientras que su estado "0" si pertenecen a respuesta secundario.

En la tabla 5.1 podemos apreciar las diferentes relaciones de tiempo que debe existir entre los pulsos de reloj maestro y el pulso Cl a partir del cual se generan los demás pulsos de reloj, en función de la resolución en rango deseada, que puede estar entre 5/64 a 8/16 de mn.

#### 5.4.- Descripción de lógica de pulsos de memoria.-

Hemos visto en el capítulo anterior que una de las partes principales para realizar la integración de las señales de respuesta, es la línea de retardo o memoria. Esta memoria, básicamente, es un registro de desplazamiento dinámico. Cada una de las 1024 posiciones de memoria, representa una celda de rango. El dato (hit), correspondiente a una presencia, es almacenado en la celda de aquel elemento de rango en el cual fue detectado. Después es desplazado a cada paso de reloj CD.

A fin de mantener una relación, a través del tiempo que demora el proceso de integración de los 14 pulsos que conforman la ventana, de la información correspondiente a un mismo blanco, el número de pasos de reloj que la memoria

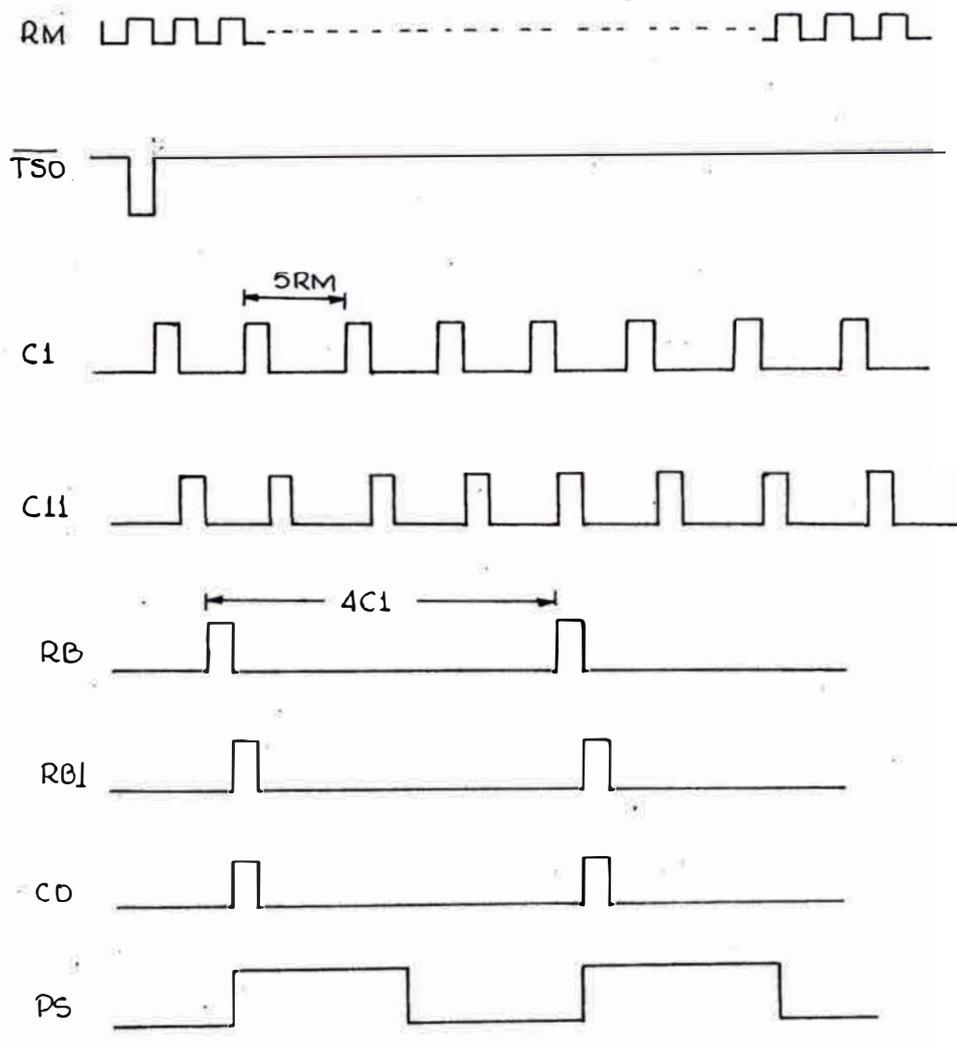


FIG. 5A PULSOS DE RELOJ RB, CD

T A B L A 5.1

RELACION ENTRE PULSOS DE RELOJ

RANGO		Cl(μs)	$\frac{Cl(\mu s)}{RM(\mu s)}$	$\frac{RB(\mu s)}{Cl(\mu s)}$
NM	μs			
5/64	0.965	0.482	5	2
6/64	1.158	0.579	6	2
7/64	1.351	0.675	7	2
8/64	1.544	0.772	8	2
5/32	1.930	0.482	5	4
6/32	2.316	0.579	6	4
7/32	2.702	0.675	7	4
8/32	3.088	0.772	8	4
5/16	3.860	0.482	5	8
6/16	4.632	0.579	6	8
7/16	5.405	0.675	7	8
8/16	6.177	0.772	8	8

recibe en cada barrido útil es igual al número de posiciones que el dato a ocupado subsecuentemente desde el momento que ingresó, hasta el instante de salir de aquella. El retardo total es ajustado a 1025 pasos de reloj CD. Específicamente, son 1024 pulsos que corresponden al tiempo total de un barrido efectivo, más un paso de reloj adicional para tomar en cuenta el retardo temporal introducido por el registro (latch), que almacena la información antes de que se almacene en memoria.

Por lo antes expuesto, debemos disponer de un circuito contador de direcciones de memoria ó de elementos de rango, para que genere una señal tipo puerta teniendo una duración que habilite solamente el tránsito de 1024 pasos de reloj, mientras que el pulso restante es introducido directamente. En la fig.(5.5), se muestra un diagrama de bloques funcional, que realizaría la función antes mencionada. Así, el contador de elementos de rango, al comienzo de cada barrido (indicado por el pulso de trigger  $\overline{TSO}$ ), es 'preset' a un determinado valor para tomar en cuenta el tiempo muerto inicial de procesamiento radar de aproximadamente 1 mn, equivalente a 6 ó 7 pasos de reloj RB1, que corresponden al elemento de rango. La puesta de este valor, generalmente, puede realizarse mediante jumpers que colocan la adecuada combinación binaria en la entrada del conjunto contador.

El contador avanza en su cuenta por pasos de reloj de elemento de rango RB1, con período igual a 1.93  $\mu$ s. Una vez alcanzado su condición de estados de salida de "todo cero", puesto que ha sido colocado a un valor negativo, a través

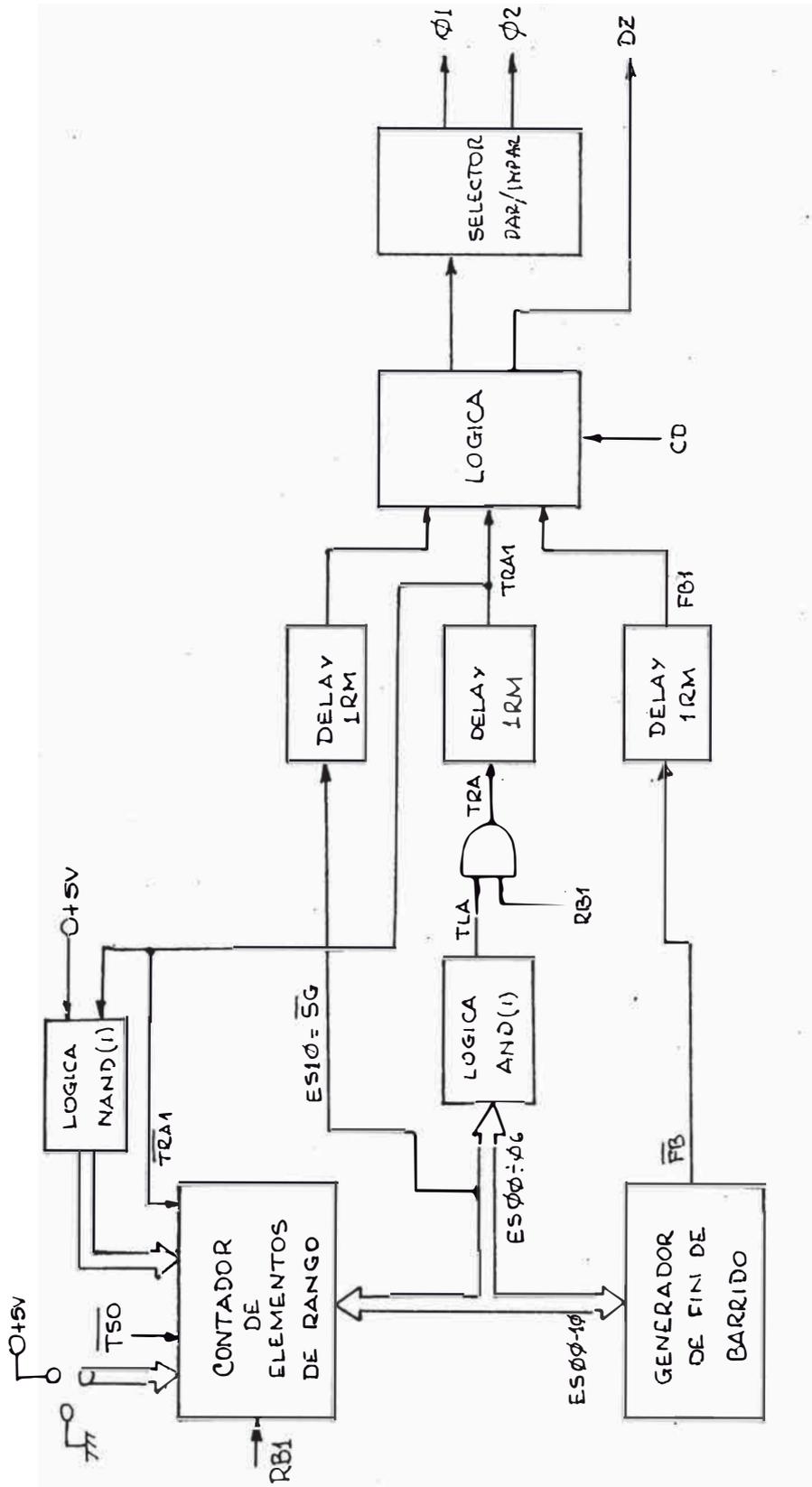


FIG. 5.5 CONTADOR DE ELEMENTOS DE RANGO

de una lógica AND (1), genera la señal TLA, activa alta; y es sincronizada con el pulso de reloj RB1 en la función NAND. Luego es enviada a la lógica NAND (1), como TRAl. Esta señal nos indicaría el comienzo de la condición de barrido efectivo, que habilitada en la lógica NAND (1) sirve como un valor de carga al contador de elementos de rango - permitiendo a éste generar el estado ES1Ø igual a la señal SG, con un valor de duración de 1024 ( $2^{10}$ ) elementos de rango. La señal SG, puede servir como una puerta para dejar pasar solamente los 1024 pasos de reloj, equivalentes a las posiciones de memoria.

Cuando el contador alcanza la cuenta de 1024 pasos de reloj RB1, automáticamente deja de contar, volviendo al estado inicial y haciendo que la señal SG cambie a un estado bajo. En la fig.(5.6), se muestra un diagrama de tiempo de contador de elementos de rango.

De igual manera, a través de un generador de fin de barrido y con los bits del contador ESØ3-1Ø, se genera la señal FB, activa baja; que delimita el fin de barrido, indicando con esto la porción útil del rango. Teniendo estas señales así indicadas, se podrían utilizar en una lógica (1), para habilitar la salida de los pulsos de reloj CD y la generación de una señal DZ para que deshabilite el paso de las observaciones cuantificadas hacia la memoria, durante el tiempo no útil del barrido. Este tiempo, como hemos manifestado, lo constituye el interbarrido. En la fig.(5.7) se puede observar las diferentes relaciones de tiempo que deben poseer las señales en la salida del contador.

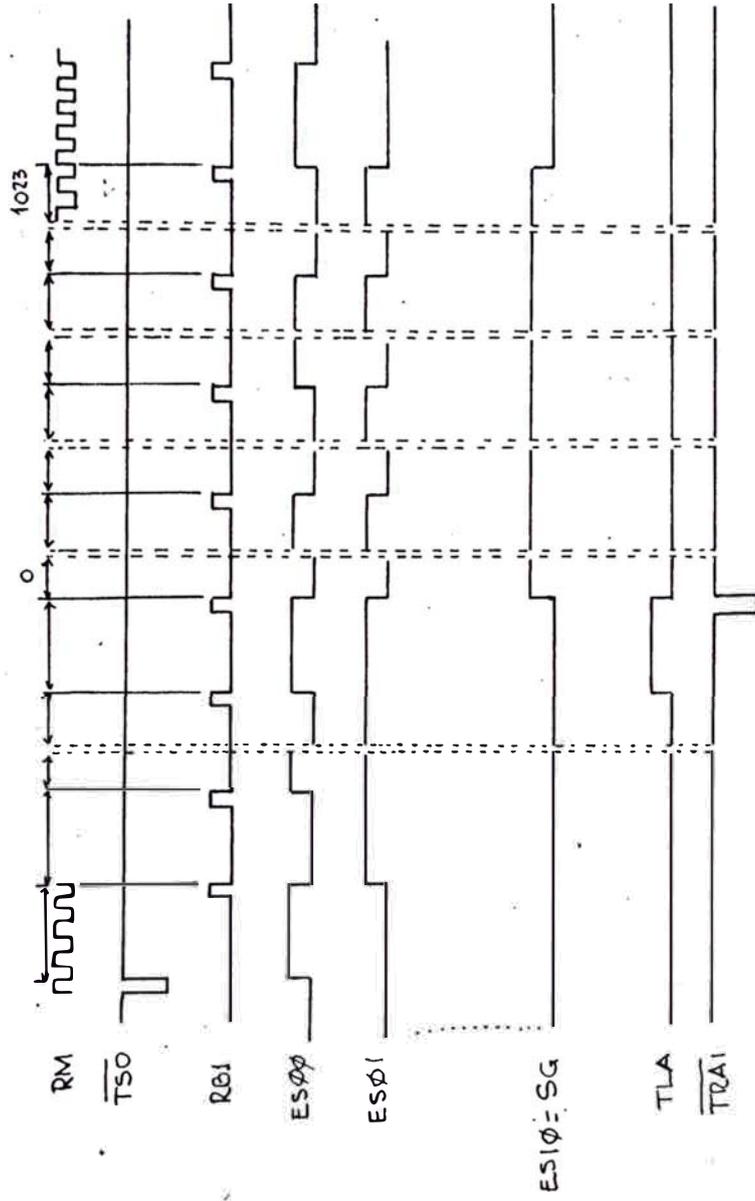


FIG. 5.6 DIAGRAMA DE TIEMPOS DE CONTADOR DE ELEMENTOS DE RANGO

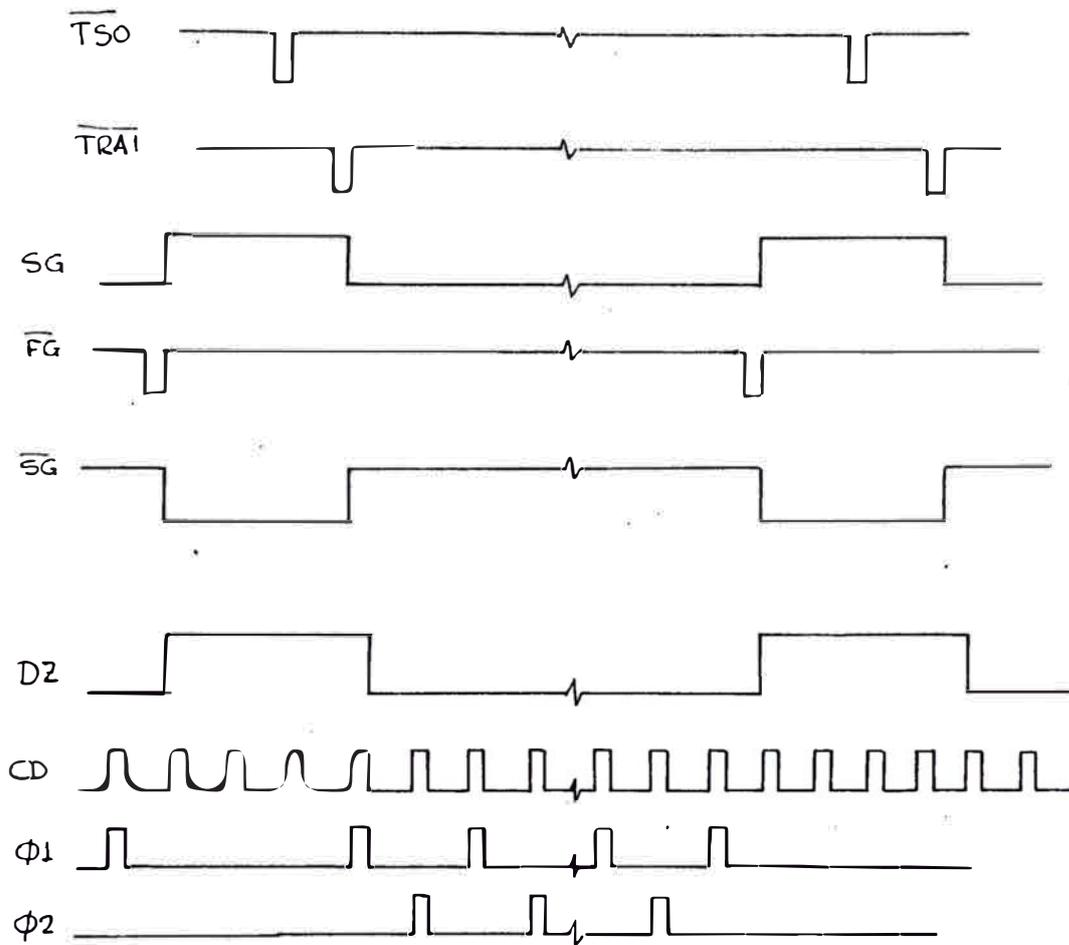


FIG. 5.7 RELOJ DE MEMORIA

Los pulsos de reloj CD, constituyen la orden externa de desplazamiento de información en el interior de la memoria, y los denominamos CD habilitados. Sin embargo, debido a la tecnología MOS de que está hecha la célula básica del registro de desplazamiento dinámico, necesitan ser divididos en dos y seleccionados como pulsos pares e impares, que los denominamos como  $\phi_1$  y  $\phi_2$ . Brevemente explicaremos esto.

Existen diferentes formas de realizar la célula básica de un registro de desplazamiento. Una de las más sencillas, puede ser tal como la representada en la fig.(5.8). El elemento fundamental de la célula MOS de un registro de desplazamiento es el inversor. Representaremos este inversor independientemente de como esté realizado por el símbolo de inversión, tal como se indica en dicha figura. El inversor MOS se puede considerar como una memoria de un bit que se graba o borra por nivel y almacena la información durante un cierto tiempo. Para que la información presente a la entrada aparezca a la salida con un retraso controlable mediante los pulsos, las señales de control  $\phi_1$  y  $\phi_2$  de los transistores T1 y T2 no pueden estar activadas (llevar al transistor al estado de conducción) simultáneamente. En la figura mencionada se representa el diagrama de secuencia de las señales de control y la entrada y salida de información. Se supone que la información de entrada cambia en fase con la activación de  $\phi_1$ .

Al activarse  $\phi_1$ , la información se almacena en C1 (capacidad parásita entre puerta y surtidor) y permanece almacenada en él cuando se desactiva  $\phi_1$ . Al activarse  $\phi_2$ , el es-

tado de la salida de T1 (que es el inverso del memorizado en C1) se acopla a C2 y aparece invertido a la salida de la célula. Por lo tanto la información de la salida de la célula es igual a la de entrada retrasada un tiempo  $t$  igual a la separación entre los flancos de subida de  $\phi_1$  y  $\phi_2$ , tal como se observa en la figura. Acoplando en serie  $n$  células como la que acabamos de estudiar se obtiene un retardo  $nt$  y se constituye un registro de desplazamiento.

Las señales  $\phi_1$  y  $\phi_2$  se pueden obtener a partir de pulso de reloj CD, utilizando un circuito muy sencillo, el cual también se representa en la fig.(5.8). El lector puede observar que el biestable J-K está montado como divisor por dos y la separación entre los flancos de subida de  $\phi_1$  y  $\phi_2$  es igual a un ciclo de reloj CD.

#### 5.5.- Generación de datos de azimut.-

La información proveniente de los sensores radar concierne al movimiento de rotación de la antena es enviado en forma de tren de pulsos llamados pulsos de cambio de azimut. Así tenemos los pulsos ACP que forman la posición angular de antena y cuyo número es de 4096 por cada  $360^\circ$  de rotación. De modo que cada ACP equivale a  $0.088^\circ$ . También se dispone del pulso NRP o de referencia y su presencia indica el momento en que la antena pasa o apunta por el norte.

Esta información es recibida en forma serial y debe ser acumulada para convertir la zarta de bits en un número de posición de antena y con esto la obtención de la información de azimut. El NRP es usado como un pulso de reset.

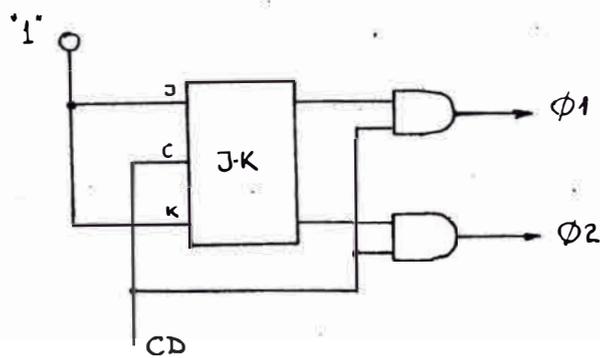
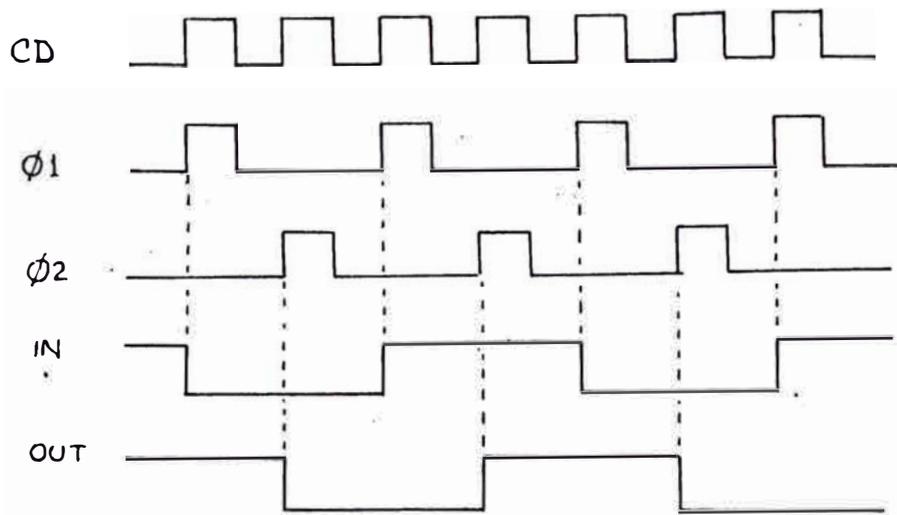
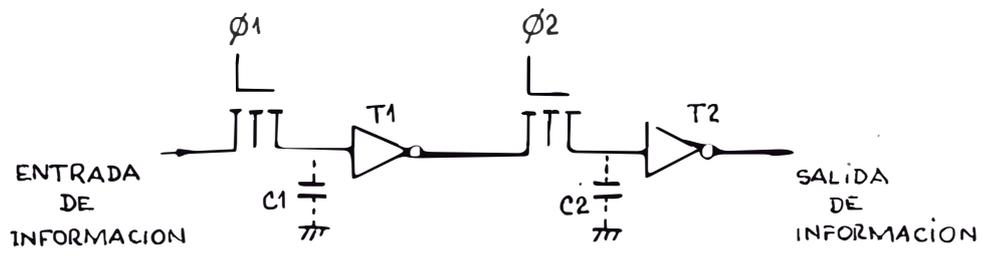


FIG. 5.8 RELOJ DE MEMORIA

En la fig.(5.9) se muestra un diagrama de bloques funcional del circuito de conversión de la información de azimut que llega en forma serie a paralelo. Se muestra un bloque regenerador donde los ACP y NRP son convertidos a niveles TTL apropiados para luego ser sometidos a un proceso de sincronización. Así la información de azimut es sincronizada y su duración es reducida por intermedio del reloj maestro RM.

Sabemos que la velocidad de giro de la antena está fijada en  $W = 15$  rpm, para obtener los 14 pulsos a ser integrados, dentro del ancho de haz de antena. Luego el tiempo de giro de una vuelta  $t_s = 4$  seg aproximadamente. Entonces, teniendo en cuenta que representamos una vuelta completa con 4096 ( $2^{12}$ ) pulsos, un ACP es igual a  $0.088^\circ$  y con un período de 0.976 milisegundos.

Una vez sincronizados y su duración reducida a la del reloj RM, sirven como pulsos de conteo en el contador de azimut. En la fig.(5.10) se puede observar un diagrama de tiempos que cumplirán los pulsos de cambio de azimut. Así, en correspondencia con el pulso de referencia de pase por el norte NRPS (activo bajo) sincronizado, se habilita la carga del contador y se incrementa por cada pulso ACPS. De esta manera nos puede proporcionar en cada momento la posición de la antena referida al norte.

El contador puede ser pre-cargado a un determinado valor entre -64 y +63 pasos de ACPS, necesarios para tomar en cuenta algunos errores sistemáticos en la evaluación de la posición angular de los blancos.

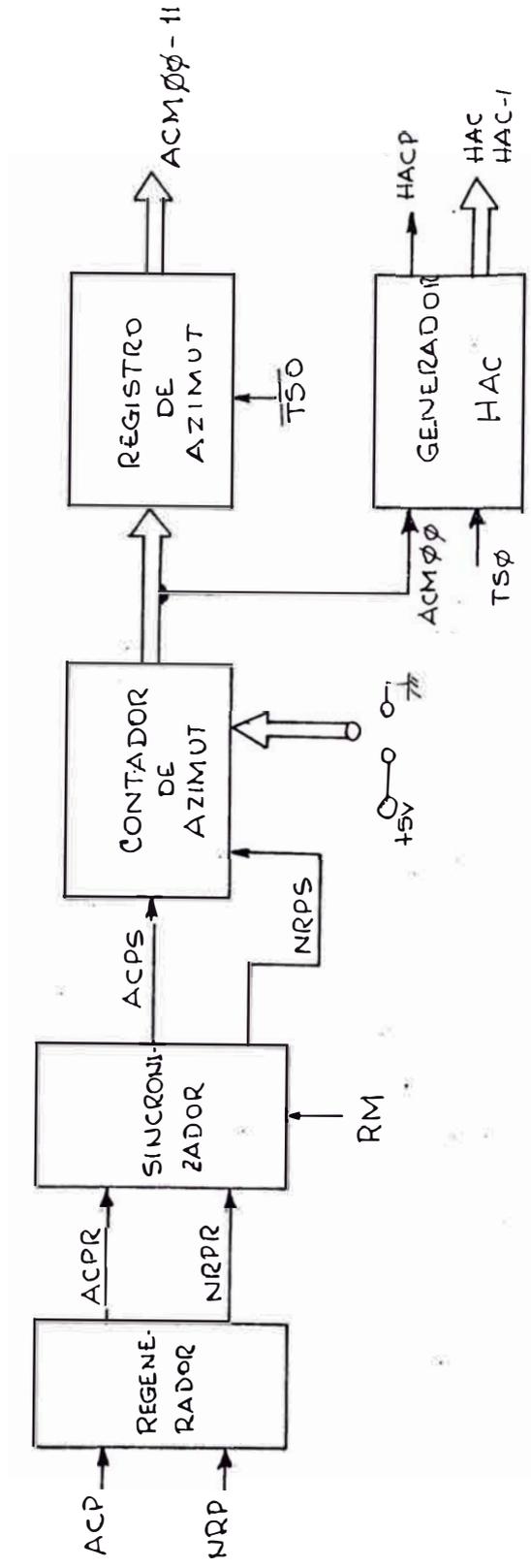


FIG. 5.9 GENERACION DE BITS DE AZIMUT

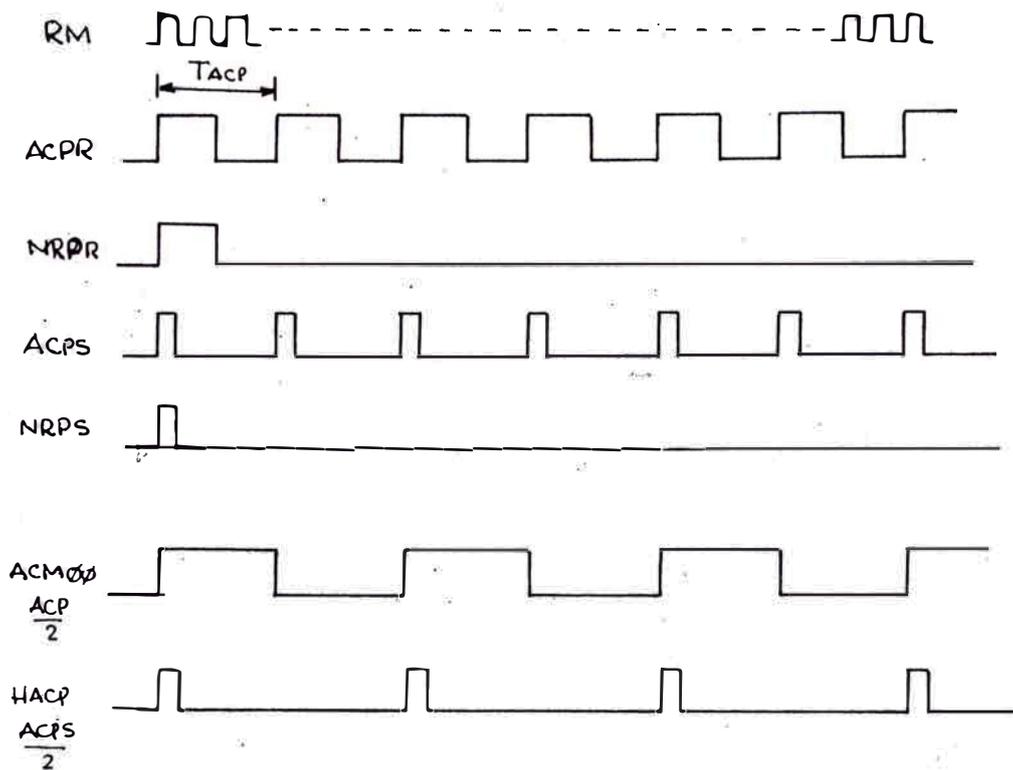


FIG. 5.10 TIEMPOS DE ACP Y NRPR

La salida del contador en forma de bits ACM00-11 son habilitados salir del registro de azimut en cada trigger TSO a fin de mantener inalterable el valor de azimut durante el barrido. El total de bits son doce. Esta información es la que se utiliza para determinar el centro real de plot.

En la misma figura notamos también un generador HAC. Si tomáramos de la información de los doce bits el correspondiente al bit menos significativo, es decir, ACM00 en cada señal de indicación de comienzo de barrido TSO, nos estaría representando el número de ACPS/2 que habrían en cada intervalo de transmisión de pulsos radar o interrogaciones secundario. Entonces las señales HAC y HAC-1 están para indicar la codificación de esta información en cada barrido.

La señal HACP se podría obtener del producto lógico de la señal ACPS y ACM00, tal como indica la fig.(5.10) y es usada para controlar la lógica de detección del centro real de plot de blanco. Representa en número la mitad de la cuenta de los pulsos ACPS. Sabemos que el intervalo entre interrogaciones  $T_r = 2.25$  ms. Luego, el tiempo total de integración de los 14 pulsos es equivalente a 31.5 ms. Tomando en cuenta el período de cada ACP igual a 0.976 ms, en la longitud completa de la ventana movable habrán aproximadamente 32.2 ACP o equivalentemente 64.5 (ACP/2).

Estos ACP/2 los podemos codificar con seis bits, por lo cual los hemos denominado en el anterior capítulo con los CEA00-05. De igual forma procedemos a codificar el número de ACP/2 existentes en cada barrido con los bits HAC y HAC1 usados para determinar el centro real de plot.

### 5.6.- Generación de datos de rango.-

La generación de datos de rango se realiza con los pulsos de reloj maestro (RM) y puede representarse con doce bits, con un ajuste en la resolución en rango, representado por el LSB (bit menos significativo). El ajuste puede ser igual a 1/8, 1/16, ó 1/32 de milla náutica dependiendo del máximo rango cubierto por el radar. La información de rango debe ser almacenada en la memoria en el instante inicial en que se genera la señal de comienzo de blanco, y debe transferirse al final del mismo, al término del proceso de examinación dentro de la ventana móvil.

Lo expresado anteriormente, requeriría el almacenamiento en memoria de los doce bits de información sobre la completa extensión azimutal de las respuestas. A fin de evitar tal carga en memoria, se utiliza un mecanismo particular de almacenamiento que permite solamente guardar los cuatro bits menos significativos, de los doce que conforman la información de rango. Este mecanismo de almacenamiento en memoria, debido al procesamiento de blanco en la correlación del mismo, producirá que la información de rango sea generada con un error máximo de 16 ( $2^4$ ) elementales celdas de rango.

Para subsanar esta anomalía, los cuatro bits menos significativos almacenados en memoria son comparados con los 4 LSB del contador de rango, antes de ser habilitados en la salida. Dependiendo de si la comparación de los bits almacenados es mayor o menor que los del contador, los restantes ocho bits son habilitados en la salida sin cambio o

restados una unidad para obtener el valor verdadero. Para desarrollar los anteriores conceptos, debemos referirnos a la fig.(5.11), la cual muestra un posible diagrama de bloques funcional del circuito que realizaría la mencionada función. El ancho de cada celda de rango, para este caso, el LSB medido en fracción de milla náutica ( $1MN = 1853 \text{ mt}$ ), depende de la duración en tiempo de cada elemento de rango tal como se muestra en la tabla 5.2.

El contador de millas náuticas (1), se pre-energiza a un determinado valor al momento de arribar el pulso de trigger dado por intervalo de reconocimiento que se ha iniciado un modo de interrogación (TM) y que para este caso lo denominamos como TPO, tal como indica la fig.(5.2). Habiendo elegido al elemento de rango en  $1.93 \mu\text{s}$  y de acuerdo a la tabla 5.2, el ancho de celda sería de  $1/16 \text{ MN}$ , para cubrir un máximo rango de 160 a 256 MN. Aplicando la ec.(1.1), el período entre pulsos para representar la celda de rango de  $1/16$  es aproximadamente de  $0.772 \mu\text{s}$ .

Describiremos a continuación el principio de funcionamiento del diagrama de bloques. El contador (1) de fracción de millas náuticas se incrementa por pasos de reloj básico (RM) que tienen un período de  $0.0965 \mu\text{s}$  y mediante una lógica adecuada denominada NAND (1) podemos obtener, decodificando el estado ocho de los dieciséis estados de uno de cuatro bits, una señal NMS con un período que corresponde al ancho de una celda de rango elemental, representando de esta manera incrementos en función de milla náutica para obtener la información de rango de un blanco detectado.

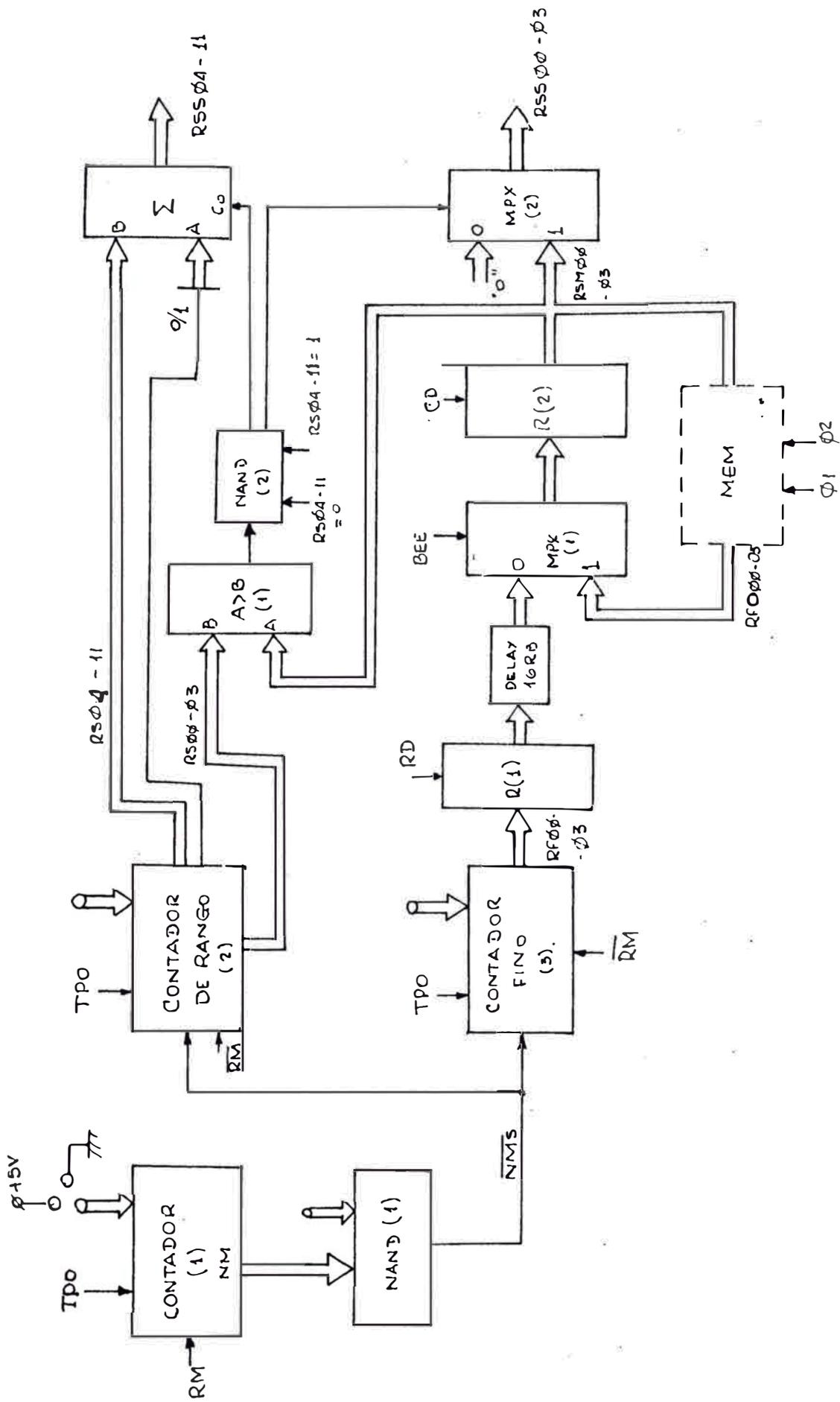


FIG. 5.11 GENERACION DE DATOS DE RANGO

T A B L A 5.2

ELEMENTO DE RANGO Y RANGO MAXIMO

RANGE BIN( $\mu$ s) (RB)	ANCHO CELDA (MN)	MAX. RANGO (MN)
0.965 - 1.544	1/32	80 - 128
1.930 - 3.088	1/16	160 - 256
3.860 - 6.177	1/8	320 - 512

La señal NMS alimenta a los contadores (2) y (3) de rango grueso y rango fino respectivamente. La información de rango y aquella de comienzo de blanco son obtenidas del contador (2) mediante los doce bits (RSS00-11), adecuadamente modificados en los cuatro LSB (RF00-03), con los que están almacenados en memoria al momento cuando se detectó el comienzo de la presencia de un blanco..

La salida del contador (3) de rango fino, sincronizada con el trigger TPO, es muestreada (leída) en correspondencia con una señal RD que estaría para indicar que se ha producido la decodificación de los pulsos de frama (F1,F2) y por ende la detección de la presencia de una respuesta SSR, a la vez debe estar sincronizada con los pulsos de elemento de rango (RB). Los bits RF00-03 después de pasar por el registro (1) deben ser retardados unos cuantos pasos de elemento de rango (RB) para considerar la presentación con la información de radar primario, aproximadamente el tiempo que tarda en decodificarse el código de la respuesta secundario.

Durante un barrido cualquiera cuando la señal que indica blanco en proceso BEO=1, el MPX(1) selecciona o lee la información de rango fino almacenado en memoria durante los barridos previos especificado por BEO=0, a fin de tales últimos datos durante los siguientes barridos hasta el fin de blanco mediante los bits RSM00-03.

El contador (2) de rango grueso, habilitado en su cuenta con el pulso de trigger TPO, recorre todas las 4096 posiciones ( $2^{12}$ ), usando como paso de reloj la señal NMS.

Mientras que el contador (3) de rango fino cuenta 256 veces durante el completo barrido, el contador de rango grueso cuenta solamente una vez dentro de un barrido. Esta información de rango antes de ser leída es corregida para tomar en cuenta el momento inicial de almacenamiento en memoria hasta el fin de blanco en proceso.

El sistema de corrección se basa en el hecho de que la diferencia entre el mínimo y máximo retardo (instante inicial de almacenamiento en memoria de rango fino hasta el instante de lectura total de información) no exceda los 16 pasos ( $2^4$ ) de la señal NMS. Consideremos la salida del contador de rango grueso como dividido en los bits RS00-03 que representan los cuatro LSB y los bits RS04-11 representan los bits más significativos. Un incremento menor ó igual que 16 pasos de NMS de este contador puede producir dos situaciones diferentes de fin de blanco:

- a) Los bits RS04-11 permanecen inalterables y los cuatro LSB RS00-03 sufren un incremento de un valor menor o igual que 16.
- b) Los bits RS04-11 se incrementan en una unidad y el valor representado por RS00-03 es menor que aquel valor de aquellos bits que relacionan con el comienzo de blanco.

Por lo anteriormente expuesto es posible determinar la corrección de la información de rango y asociarla con el blanco en proceso, comparando los bits RS00-03 del contador de rango fino con los bits RSM00-03 que salen de memoria y que han sido almacenados en el comienzo de plot, de acuerdo con el siguiente criterio:

- (1) Cuando el contador de rango grueso está en la condición de rango negativo, es decir, para aquellos blancos muy cercanos a la estación radar, debido al error intrínseco en la determinación al retardar la información. En esta fase de rango negativo podemos considerar los bits  $RS_{04-11}$  con un valor menor que cero, entonces la lógica de corrección debe dar un valor de salida nulo con los bits de salida del sumador  $RSS_{04-11} = 0$  y del multiplexor  $MPX(2)$   $RSS_{00-03} = 0$ .

Estas condiciones se producen porque la lógica NAND (2) hace que el multiplexor  $MPX(2)$  seleccione la entrada cero puesta a un valor cero. Al mismo tiempo debe producir un valor de uno para la entrada  $C_0$  del sumador. Esta señal producirá que los bits  $RSS_{04-11}$  sean iguales a cero, porque unas entradas estarán a un valor lógico "1" y las otras entradas a un valor lógico "0".

- (2) En el caso de rango nulo, los bits  $RS_{04-11}$  son todos ceros. La lógica NAND(2) produce una señal alta, que sumada a los anteriores bits que son cero y las otras entradas son uno, produce una salida  $RSS_{04-11}$  igual a cero, mientras que los cuatro LSB  $RSS_{00-03}$ , pueden ser ceros o iguales al valor  $RS_{M00-03}$  que vienen de la memoria si se cumplen las siguientes condiciones:
- a) Si la salida del comparador (1) está en un nivel alto, implicando que la entrada A es mayor que la entrada B, la lógica NAND(2) debe producir la selección mediante  $MPX(2)$  la entrada de ceros, de modo que  $RSS_{00-03}$  es cero.

- b) Si la salida del comparador (1) está en cero, implicando que su entrada A es menor que su entrada B, - la lógica NAND(2) producirá mediante MPX(2) la selección de entrada uno, de modo que bits RSS00-03 son iguales a los bits RSM00-03.
- (3) Cuando la salida es positiva RS04-11 mayor que cero, - la lógica NAND(2) aún producirá un valor lógico alto - para el sumador, mientras que la entrada fija de este sumador está siempre en uno, de modo que RSS04-11 igual a RS04-11. Esta situación ocurre cada vez que salida de comparador (1) es baja, en el caso opuesto la señal para Co es baja, y entonces una unidad es restada de - RS04-11 en ambos casos la salida del MPX(2) es siempre igual a RSM00-03.

## C A P I T U L O VI

### DESARROLLO EN CIRCUITO DIGITAL DEL MODELO

#### 6.1.- Introducción.

Habiendo circunscrito de una manera especial el desarrollo de nuestro modelo de detector automático de blancos radar, en forma de bloques funcionales, en el cuarto capítulo, nuestra intención en el presente será esbozar un posible diagrama circuital del mismo.

Para tal efecto, introducimos primeramente una conexión entre los bloques funcionales descritos anteriormente con los circuitos integrados del diagrama circuital general. Seguidamente, explicamos brevemente las abreviaciones de las diferentes señales así como también la convención adoptada en su significación.

Aunque el proceso de diseño de cualquier sistema digital envuelve tener que realizar muchos procedimientos, sin embargo, hay métodos y criterios comúnmente empleados, los cuales basados en los postulados y teoremas del algebra de Boole y la simplificación de funciones lógicas permiten la implementación de cualquier sistema. Entonces, es necesario indicar algunos de ellos. Luego, se dan las diferentes ecuaciones lógicas, toda vez que coadyuvan racionalmente a comprender el diseño y funcionamiento del sistema.

## 6.2.- Consideraciones preliminares.

En esta parte, es preciso resaltar, que el álgebra de la lógica o álgebra booleana es el marco matemático en el que está basado el diseño lógico y se usa en la descripción y síntesis de las funciones lógicas binarias. El álgebra booleana se basa en el concepto de que los estados lógicos puedan designarse como verdadero (1) ó falso (0).

Sin embargo, siempre que enfrentamos el análisis o diseño de algún sistema, lo hacemos refiriéndonos, primero, a un diagrama de bloques general. Aquí podrían estar especificados las características más saltantes del sistema en cuestión. Luego, seguimos con un diagrama de bloques funcional y finalmente, un diagrama que muestre los detalles mismos del sistema. Esta parece ser una regla frecuentemente usada. Adoptando este procedimiento, hemos desarrollado nuestro trabajo. Para esto, en la tabla 6.1 presentamos la conexión entre los diferentes bloques funcionales - expuestos y desarrollados en el capítulo cuatro, con los circuitos integrados correspondientes. Además, en el anexo C, ilustramos los principales circuitos integrados, ya sea en su símbolo lógico, tabla de verdad, diagrama de tiempo, etc., necesarios para la generación de las funciones.

También, en la tabla 6.2, indicamos las principales señales y sus respectivas abreviaciones, tal como son configuradas en el diagrama circuital general. Teniendo en cuenta esto, es preciso hacer mención que en la significación de las señales se ha adoptado un criterio que es el que ha en continuación señalamos.

En principio, el criterio adoptado está basado principalmente, en que los elementos lógicos usados a través de todo el diseño, usan como valores nominales para los estados lógicos '1' y '0', los de lógica positiva y son como a continuación apuntamos:

'1' - +5V (nominal)

'0' - 0v (nominal)

Asumiremos una señal cualesquiera con un nivel lógico - llamada, por ejemplo, SIGNAL.

- SIGNAL está presente cuando está en '1'.
- SIGNAL está ausente cuando está en '0'.
- SIGNAL termina o es inhibida cuando va de '1' a '0'.
- SIGNAL es producida o regenerada cuando va de '0' a '1'.
- SIGNAL tiene su orilla de comienzo cuando va de '0' a '1'
- SIGNAL tiene su orilla de fin cuando va de '1' a '0'.

De igual manera, asumiremos una señal llamada  $\overline{\text{SIGNAL}}$ , luego, como anteriormente:

- $\overline{\text{SIGNAL}}$  está presente cuando está en '0'.
- $\overline{\text{SIGNAL}}$  está ausente cuando está en '1'.
- $\overline{\text{SIGNAL}}$  termina o es inhibida cuando va de '0' a '1'.
- $\overline{\text{SIGNAL}}$  es producida o regenerada cuando va de '1' a '0'.
- $\overline{\text{SIGNAL}}$  tiene su orilla de comienzo cuando va de '1' a '0'
- $\overline{\text{SIGNAL}}$  tiene su orilla de fin cuando va de '0' a '1'.

Vale la pena hacer hincapié que, la selección ya sea de lógica positiva o negativa, se hace por el diseñador y en la mayoría de los casos es sólo cuestión de preferencia personal. En realidad no hay ventajas o desventajas sobre una asignación en particular, la mayoría de los diseñadores

y libros sobre diseño lógico, utilizan lógica positiva y, asimismo, durante el presente trabajo se usa lógica positiva; sin embargo, en un intento de hacer una determinada explicación lo más general posible en algunas ocasiones se especificará un nivel alto o un nivel bajo.

Una característica esencial en el proceso de diseño de cualquier sistema digital es que puede dividirse en una sucesión de pasos manejables. Y, el grado en que el diseñador conscientemente subdivide su tarea de diseño en estos pasos lo capacitará para traer una variedad de potentes herramientas para resolver el problema. Algunos de estos pasos son:

Primero: Evaluar cómo las entradas y salidas del sistema condicionan el diseño del mismo. Por ejemplo, cómo están codificadas las entradas y qué forma de salida es requerida. En este sentido, nuestro sistema aprovecharía el acondicionamiento a que son sometidas las señales de retorno de blancos. Así, el sistema detector propuesto utiliza como señales de entrada pulsos-dato estandarizados en amplitud y duración. Esto facilita los circuitos de entrada, haciéndolos más sencillos y prácticos.

Segundo: Decidir cómo serán codificados los varios tipos de información dentro del sistema.

Tercero: Estudiar las operaciones a realizar a fin de desarrollar un algoritmo que particularmente sea bastante adecuado al problema. Frecuentemente, la mayor oportunidad para simplificar el diseño del sistema reside en el área del desarrollo de un algoritmo.

Cuarto: Especificar una estructura de sistema de bien definidos subsistemas interconectados, los cuales cumplan los requerimientos del sistema. En este contexto, es de gran ayuda generalmente estudiar útiles subsistemas, tales como circuitería aritmética, convertidores de códigos, etc.

El uso de partes estandard MSI más potentes que puertas individuales tienden a simplificar el proceso de diseño, - mejor que a complicar este. Una porción de la actividad de diseño es reducida a buscar partes en los catálogos de los vendedores los cuales se adapten a la tarea entre manos. El diseñador experimentado puede hacer esta determinación en muy corta manera. Donde porciones sustanciales de las funciones son conseguidas por dichas partes estandard, las necesarias manipulaciones Booleanas son disminuídas considerablemente. Aún donde las partes MSI son secuenciales, su interconexión es usualmente un problema de lógica combinatorial.

### 6.3.- Expresiones lógicas.

Las ecuaciones y expresiones lógicas que describen las funciones y operaciones que tienen que ser realizadas por el sistema digital, eficazmente, ayudan a determinar la implementación del sistema. La complejidad y tamaño del sistema están directamente relacionados con la complejidad de las ecuaciones y expresiones correspondientes, por tanto, cualquier simplificación algebraica origina una minimización en la complejidad y tamaño del sistema. Y, los circuitos combinatoriales MSI son los adecuados y más económicos en llevar a cabo tal simplificación.

Entre los muchos circuitos integrados MSI que tenemos a disposición se cuenta con los multiplexores. Son sistemas combinatoriales, formados por un cierto número de puertas Y conectadas a una única puerta O, que poseen  $m$  estradas de selección (tal que  $2^m=n$ ). Cada combinación presente en las entradas de selección produce la apertura de una puerta Y únicamente, de tal forma que la información presente en la entrada D correspondiente puede pasar a la salida Z de la puerta O. Cambiando la combinación binaria presente en las entradas de selección se logra que en la salida Z aparezca la información presente en cualquiera de las entradas y el circuito actúa como un conmutador electrónico.

Esta es una de las aplicaciones más usuales de los circuitos multiplexores. Otra aplicación de gran importancia es la generación de funciones lógicas. Precisamente, esta última bondad es la que aprovechamos. En el anexo Cl.6, podemos apreciar la descripción general de un circuito de este tipo, el cual utilizamos como U1 y U2 en el diagrama general circuital. A continuación presentamos algunas expresiones lógicas de las principales funciones.

De integrado U1:

Obtención de la señal que representa la indicación de un nuevo retorno de blanco, denominada video nuevo, VN. De anexo Cl.6, podemos definir nuestras variables de selección como sigue:

$$\begin{aligned} 1G &= 2G = DZ & 1Y &= VN \\ B &= BS \\ A &= PS \end{aligned}$$

La información o datos presentes a la entrada de selector (correspondiente a bloque funcional MPX(1)) son:

$$1C_0 = 0$$

$$1C_1 = 1C_3 = VP = 0$$

$$1C_2 = VS$$

La significación de las abreviaciones de las diferentes señales, las hemos dado en la tabla 6.2; así por ejemplo, la señal DZ, que es de habilitación de escritura en memoria y permanece en estado cero durante el tiempo útil del barrido, conforma la entrada de selección 1G y 2G. De esta manera y usando la tabla de verdad del doble selector más los teoremas del álgebra de Boole, obtenemos para la señal de video nuevo:

$$1Y = (1C_0 \bar{B} \cdot \bar{A} + 1C_1 \bar{B} \cdot A + 1C_2 B \cdot \bar{A} + 1C_3 B \cdot A) \cdot 1\bar{G} \quad y$$

$$VN = VS \cdot BS \cdot \bar{PS}$$

De igual forma los datos de entrada al selector (correspondientes al bloque funcional MPX(2)) son:

$$2C_0 = VS + SWS\emptyset\emptyset$$

$$2C_1 = 2C_3 = VP = \emptyset$$

$$2C_2 = VS$$

Asimismo, obtenemos:

$$2Y = (2C_0 \bar{B} \cdot \bar{A} + 2C_1 \bar{B} \cdot A + 2C_2 B \cdot \bar{A} + 2C_3 B \cdot A) \cdot 2\bar{G}$$

$$VN = (VS + SWS\emptyset\emptyset) \cdot BS \cdot \bar{PS} + VS \cdot BS \cdot \bar{PS}$$

La expresión anterior, también nos muestra algo interesante y es el hecho que cuando no hay presencia de un nuevo retorno de blanco, la señal SWS $\emptyset\emptyset$  que representa el primer bit de la longitud de ventana permanece inalterado, en otras palabras no sufre deslizamiento para el llenado.

En el anexo C1.3, mostramos las características principales de otro multiplexor, esta vez de un cuádruple de dos canales, los cuales utilizados como integrados U10, U11, U12 y un arreglo de puertas NAND, integrado U 48, forman el bloque funcional MPX(2) que se encarga de realizar el deslizamiento de la información en memoria.

De integrados U51 y U53:

Obtenemos la señal de selección, DV. Y aplicando los teoremas del algebra, nos da:

$$DV = DZ + BS + PS \quad \text{o}$$

$$DV = \overline{DZ \cdot BS \cdot PS}$$

De integrado U39:

Multiplexor utilizado para generar la combinación binaria adecuada que nos representa la longitud de ventana. Caso nuestro, hasta catorce presencias de retorno o hits. La entrada de selección  $S = \overline{PS}$ , cuando está en estado cero selecciona para retornos de secundario, cuando está en estado uno selecciona la combinación para retornos de primario presentes ya sea a su entrada  $I_0$  o  $I_1$ . Las salidas Z se aplican a dos decodificadores decimales.

De integrados U15 y U16:

Los circuitos decodificadores son sistemas combinatoriales que generan los productos canónicos de una combinación binaria aplicada a sus entradas. En el anexo C1:1 presentamos las características más saltantes de un circuito de este tipo. Sus salidas en estado uno habilitan el paso, por la lógica de longitud, puertas AND U43, U44 y U45, de las señales de deslizamiento en memoria hacia el registro.

De integrado U2:

Se emplea otro circuito multiplexor, ya detallado. Sin embargo, definiremos sus entradas de selección como:

$$1G = 2G = 0$$

$$B = \text{salida de comparador U28}$$

$$A = \overline{BEO}$$

Tenemos como datos de entrada para la generación de las señales de comienzo o fin de plot y plot en proceso:

$$1C_0 = VN$$

$$1C_1 = 1C_2 = 0$$

$$1C_3 = DV$$

$$2C_0 = 2C_2 = COF$$

$$2C_1 = 2C_3 = 0$$

$$1Y = (1C \overline{B} \cdot \overline{A} + 1C \overline{B} \cdot A + 1C B \cdot \overline{A} + 1C B \cdot A) \cdot 1G$$

$$COF = VN \cdot \overline{B} \cdot \overline{A} + DV \cdot B \cdot A \quad y$$

$$2Y = COF \cdot \overline{B} \cdot \overline{A} + COF \cdot B \cdot A \quad o$$

$$= COF \cdot \overline{A}$$

$$2Y = COF \cdot BEO$$

De integrado U50:

$$BER = COF \cdot BEO + \overline{COF} \cdot \overline{BEO}$$

De integrado U49:

$$BEE = \overline{COF} + BEO$$

De integrados U9 y U49:

$$BEM = COF \cdot \overline{BEO} + \overline{COF} \cdot BEO$$

$$BEX = BEO$$

$$\overline{COM} = \overline{COF}$$

De integrados U8 y U49:

$$CEM = \overline{BER} + PS$$

De integrados U20, U21 y U22:

Circuitos sumadores que realizan la suma y/o resta de números binarios en la lógica que determina los umbrales - de comienzo o fin, necesarios para llevar a cabo la comparación con el número de presencias almacenadas en memoria. En el anexo Cl.4, mostramos las características principales de estos circuitos. Se utiliza para representar a los números negativos en complemento a dos, el cual se obtiene, restando el número de  $2^n$  (en binario, 1 seguido de n ceros) lo cual es equivalente a complementarlo, es decir, cambiar, los unos por ceros y viceversa, y sumarle la unidad.

Cuando se trate de restar, el acarreo  $C_0$  se coloca a estado uno y caso contrario si realizamos una suma. Así, un número binario puede decrecer en 1 si se le suman al número todos los unos (número + 1111). Esto lo realiza el integrado U22 para obtener el umbral de fin de plot disminuído en la unidad y comparar con la suma de presencias para obtener la señal MZ. Esta señal, a su vez sirve de habilitadora en los AND U46 y U47.

De integrados U13 y U57:

Un arreglo especial de doble sumador completo, cuyas características se muestran en anexo Cl.2, y un sumador de 4 bits, para hallar la cuenta de extensión en azimut de plot declarado en proceso. Recordando, las señales HAC y HAC-1, representan la codificación del número de pulsos de cambio de azimut mitad presentes en cada barrido y son acumulados para formar la extensión en azimut que tendrá el plot y de esta manera servirá para determinar el centro de aquel.

Los seis bits de la extensión en azimut CEA00-05, correspondientes a los catorce bits integrados, son comparados con dos umbrales en los comparadores U30, U31, U32 y U33, cuyas características se muestran en anexo Cl.5. Con estos circuitos se puede realizar la comparación de combinaciones binarias de cualquier número de bits. Resultado de esta operación tenemos una señal DG, que nos indica que el plot al final del proceso se encuentra dentro de los límites de extensión en azimut, para ser declarado como blanco válido.

De integrados U34, U35 y U36:

U34 representa al contador (1) de la fig.(4.8) y sirve para realizar el conteo de los barridos que intervienen en la integración de las señales retorno. Es un contador binario, cuyas características se muestran en anexo Cl.7, y la acción de los impulsos aplicados a la entrada Cp se selecciona mediante la entrada PE. Si PE se encuentra en estado cero, el primer impulso aplicado a Cp, proveniente del sincronizador U42 de la señal SG, introduce en paralelo en cada biestable del contador el estado de las entradas externas Po, P1, P2 y P3. Si PE se encuentra en estado uno, dependiendo de las entradas de inhibición CEP y CET, se permite el contaje de los impulsos.

Al pasar el contador por el estado catorce, publica la señal TC, que pre-carga al contador con la combinación binaria de entrada y a la vez también habilita las entradas del registro, formado por U37 y U38. Estas entradas son la cuenta del número de pulsos de cambio de azimut mitad in-

cluidos en la ventana, señalizados por HACP y que serán sumados a los bits de extensión azimutal CEI $\emptyset\emptyset$ - $\emptyset\emptyset$  en U23 y U24 para posterior determinación del centro de la marca digital del plot. Se utiliza para esto el complemento a dos del número; se invierte primero mediante la acción de los inversores U54 y U55. Luego, se realiza la suma algebraica en U25, U26 y U27.

De integrados U3, U4, U5, U6, U7, U8, U9:

Son registros de entrada en paralelo y salida en paralelo utilizados como memorias auxiliares o buffer. Almacenan temporalmente la información binaria para ser introducida en la memoria principal. En el anexo C1.8 se muestra las características principales de estos circuitos.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1.- A la vista del tipo de información que se obtiene como resultado de un proceso de detección automático, es fácil advertir tácitamente, que la inclusión de un detector automático sirve justamente como una etapa más en la línea de procesamiento digital de la señal radar, debido fundamentalmente, a que su decisión de salida es aún más procesada antes que una decisión última sea realizada.

2.- La presencia de un detector automático se justifica intuitivamente porque puede mitigar las limitaciones impuestas por un operador humano en el proceso de reconocer la presencia de un blanco y extraer su localización.

3.- Además, podemos predecir con razonable certeza la performance de un detector automático en relación con el operador humano, ciertamente porque, el comportamiento humano es menos predecible que el de un dispositivo electrónico y porque de esta manera aseguramos un cierto grado de confiabilidad necesaria en los sistemas de radar empleados en el control de tráfico aéreo.

4.- Otra ventaja, también importante de resaltar, de la detección automática está referida a la mejora de integración (ii) frente a la conseguida cuando se utiliza a un o-

perador radar, que como se ha puntualizado en el capítulo 2 es aproximadamente la raíz cuadrada del número de pulsos integrados durante el proceso de detección.

5.- La razón más poderosa del uso de la detección automática, y por la que muchos investigadores realizan denodados esfuerzos hoy en día en conseguir nuevos y mejores métodos y técnicas, es porque realmente permite una reducción efectiva del ancho de banda de la salida radar y hace posible que la información radar sea transmitida hacia los centros de control sobre líneas telefónicas en lugar que por enlaces via microonda de banda ancha, puesto que información de blanco detectado (plots) solamente necesitan ser transmitidos y no la completa señal de video crudo.

6.- El detector automático como parte integrante fundamental de un digitizador de señales radar o sistema de adquisición de datos radar, permite también que la elección del sitio de despliegue de la estación TX/RX radar no sea más un factor de restricción, puesto que la conversión de la información a forma digital flexibiliza esta situación y aumenta enormemente la integridad de ésta haciendo que resulte menos vulnerable a la contaminación.

7.- Resulta que al utilizar las observaciones radar cuantificadas en amplitud y duración a intervalos iguales a la resolución en rango para su examinación estadística, el detector automático, tiene la ventaja de ser menos sensitivo a los efectos de un pulso largo, producto de alguna interferencia que puede existir junto con el pulso-eco del blanco verdadero. Si se utilizara un integrador análogo la e-

nergía completa del pulso interferente es sumado. Sin embargo, en el integrador binario este pulso interferente contribuye no más que como cualquier otro pulso que cruza el umbral de cuantificación, puesto que un "1" es grabado no importando cual sea su amplitud.

8.- La cuantificación de señales en dos niveles (utilización de un solo bit), como muestras en el detector de ventana, resulta en una pérdida de alrededor de 1.5 a 2dB en la relación señal a ruido como comparado con el integrador de post detección. Cuando la amplitud es cuantificada en más que dos niveles la pérdida es menor.

9.- La mayor desventaja del detector por integración binaria es que el total de los "n" pulsos deben ser almacenados para cada resolución en rango, por tanto se requiere una gran cantidad de almacenamiento. Sin embargo, el rápido avance de la tecnología digital ha reducido el costo y tamaño de las memorias digitales, haciendo de este detector una atractiva solución.

10.- Asimismo, el uso extensivo de la tecnología digital, que cada día aumenta el número de funciones por chip hace que el procesamiento digital de la señal de video crudo radar se vea grandemente facilitada. Puesto que el costo, al menos, permanece relativamente estable, y las funciones que se pueden acomodar dentro de cada chip se incrementa cada año, sin embargo, resulta de mucha ventaja el número de funciones realizadas por costo, redundando de esta manera una reducción sustancial del costo total del sistema de detección automático.

11.- En el proceso de detección de blancos radar hay usualmente otros retornos indeseados, predominando las señales clutter en sus diferentes clases. Aunque el procesador de datos que utiliza la información proveniente del detector automático, puede programarse para reconocer y rechazar al máximo falsos o espurios retornos, demasiados de estos falsos que logren pasar pueden sobrecargar el sistema. Por lo tanto, es recomendable que el detector esté precedido de un buen receptor con características CFAR. Estos dispositivos observan el ruido subyacente o clutter en la vecindad del blanco y sobre esta base ajustan el umbral de detección. Aunque estos dispositivos producen una pérdida de detectabilidad, son ampliamente usados y considerados un mal necesario. Más aún es mejor utilizar técnicas de rechazo de indeseados retornos que no producen esta pérdida, tales como dispositivos MTI, canceladores de lóbulos laterales, etc.

12.- Al margen de lo anteriormente expuesto, se recomienda seguir avanzando en la investigación de nuevas formas de sistemas, que contribuyan hacia el logro de la ansiada independencia tecnológica que tanto necesitamos en nuestro país. Para esto, se deben encontrar los mecanismos y medios necesarios y suficientes para poder ayudar a los investigadores e ingenieros moral y económicamente, que realizan proyectos con un alto nivel técnico, y de esta manera acortar distancias en cuanto a tecnología básica y aplicada, en el sector electrónico, se refiere.

## B I B L I O G R A F I A

### A. Libros:

1. INTRODUCTION TO RADAR SYSTEMS  
Merrill Skolnik
2. RADAR HANDBOOK  
Merrill Skolnik
3. PROBABILIDAD Y APLICACIONES ESTADISTICAS  
Paul L. Mayer
4. INFORMATION THEORY AND NOISE  
Misha Shwartz
5. PRINCIPLES OF COMMUNICATIONS SYSTEMS  
Shilling and Taub
6. THE DESIGN OF DIGITAL SYSTEMS  
John B. Peatman
7. INTRODUCTION TO SWITCHING THEORY AND LOGICAL DESIGN  
Frederick J. Hill and Gerard R. Peterson
8. SISTEMAS ELECTRONICOS DIGITALES  
Enrique Mandado

### B. Papers:

1. AN ANALYSIS OF THE DETECTION OF REEATED SIGNALS IN NOISE BY BINARY INTEGRATION  
J.V. Harrington  
IEEE Transactions on Information Theory, Vol.IT-1, No.1  
(March 1955)
2. AN ANALYSIS OF THE PERFORMANCE OF WEIGHTED INTEGRATORS  
D.S. Palmer and D.C. Cooper  
IEEE Transactions on information Theory, Vlo.IT-10 n.4  
(October 1964)
3. A MOVING WINDOW DETECTOR FOR BINARY INTEGRATION  
G.M. Dillard  
IEEE Transaction on Information Theory, Vol.IT-13, No.1  
(January 1967)

4. OPTIMUM THRESHOLDS FOR BINARY INTEGRATION  
R. Worley  
IEEE Transaction on Information Theory, Vol.IT-14 No.2  
(March 1968)
  5. PERFORMANCE OF THE ANALOG MOVING WINDOW DETECTOR  
V.G. Hansen  
IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems,  
Vol.AES-6, No.2 (March 1970)
  6. A PRACTICAL DISTRIBUTION-FREE DETECTION PROCEDURE FOR  
MULTIPLE RANGE-BIN RADARS  
G.M. Dillard and C.E. Antionak  
IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems,  
Vol.AES-6- No.5 (September 1970)
  7. DETECTION RESULTS FOR SCANNING RADARS EMPLOYING FEED-  
BACK INTEGRATION  
G.V. Trunk  
IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems,  
Vol.AES-6, No.4 (July 1970)
  8. PERFORMANCE DATA FOR A DOUBLE-THRESHOLD DETECTION RADAR  
J.F. Walker  
IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems,  
Vol.AES-7, No.1 (January 1971)
  9. COMPARISON OF TWO SCANNING RADAR DETECTORS: THE MOVING  
WINDOW AND THE FEEDBACK INTEGRATOR  
G.V. Trunk  
IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems,  
Vol.AES-7, No.2 (March 1971)
  10. ANGULAR ACCURACY OF A SCANNING RADAR EMPLOYING A TWO  
POLE FILTER  
B.H. Cantrell and G.V. Trunk  
IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems,  
Vol.AES-9, No.5 (September 1973)
- C. Manuales:
1. DISEÑO CON CIRCUITOS INTEGRADOS. TTL  
Robert L. Morris and John R. Miller
  2. TTL DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS DATA MANUAL  
ECG Semiconductors