

Universidad Nacional Autónoma de México

**FACULTAD DE INGENIERIA
DIVISION DE ING. MECANICA Y ELECTRICA**

295
108



**DISEÑO DE UN SISTEMA DE RADIOLOCALIZACION
DE OBJETOS MOVILES**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A N**

**Héctor Sánchez López
Mario A. Suárez Guerrero**

1 9 8 2



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

I N D I C E

	Pág.
INTRODUCCION	1
RAZONES Y ANTECEDENTES	4
CAPITULO I	8
TEORIA DE LA RADIOLOCALIZACION	
I.1 Medición de la distancia	
I.2 Medición de la distancia por radar	
I.3 Medición de la dirección de llegada de una onda de radio	
I.4 Medición de la dirección con antenas de haz de gran apertura.	
I.5 Exactitud angular	
CAPITULO II	21
SISTEMA DE RADIOLOCALIZACION POR TRIANGULACION	
II.1 Unidad de rastreo	
CAPITULO III	29
ELEMENTOS DEL SISTEMA	
III.1 Transmisor	
III.2 Receptor	
III.3 Oscilador local de sintonía digital	
III.4 Sumador y restador	
III.5 Multiplicador	
III.6 Filtro pasabajas	
III.7 Amplificador de potencia	
III.8 Sistema automático de posición	
III.9 Conmutador	

	Pág.
CAPITULO IV	
REGISTRO Y MANEJO DE DATOS	61
IV.1 Medición del ángulo	
IV.2 Transmisión de datos	
IV.3 Algoritmo de triangulación	
CAPITULO V	
VARIANTES DEL SISTEMA	80
V.1 Area de rastreo	
CONCLUSIONES	88
BIBLIOGRAFIA	91

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

En los últimos años, la investigación tecnológica ha registrado muy importantes avances. El desarrollo de la electrónica marca uno de los más grandes éxitos que haya alcanzado el ser humano, abriendo la posibilidad de experimentar en campos que anteriormente se veían como simples perspectivas.

Constantemente se alcanzan grandes logros en el terreno científico, aunque por otro lado, serias amenazas como la contaminación ambiental y el hambre se ciernen sobre la humanidad, lo cual obliga a pensar en métodos de control ecológico. Es aquí donde la electrónica se presenta como una valiosa herramienta para conseguir este objetivo.

Las organizaciones que velan por los recursos naturales se preocupan por la preservación de algunas especies animales que están en peligro de extinguirse a causa de que son sobreexplotadas o debido a que el avance urbano o rural (tala de bosques para obtener tierras de cultivo), destruye sus hábitats naturales.

Es así que se establecen programas de control de la flora y de la fauna. El presente trabajo está orientado para auxiliar en esta tarea, mediante un sistema electrónico de rastreo de animales.

Este sistema hace posible conocer el lugar en que se encuentra algún espécimen animal.

¿Cómo se logra tal propósito?

El procedimiento consiste en fijar en el cuerpo del ejemplar un aparato transmisor de radiofrecuencia, cuyas señales puedan ser captadas por estaciones fijas en el terreno.

A lo largo de este trabajo describimos cada uno de los elementos que permitirán operar este sistema. Como primer punto, hacemos una breve síntesis de las razones que nos motivaron a desarrollar el tema, así como de los antecedentes del mismo.

En el capítulo I describimos los métodos que se emplean en radiolocalización, las bases de éstos y los principios fundamentales de la teoría de antenas.

El capítulo siguiente comprende la descripción del sistema de rastreo, para establecer los fundamentos en que se basa el sistema de radiolocalización por triangulación.

El sistema completo que proponemos constituye la

materia del capítulo III, en el que se exponen el análisis y principio de operación de los circuitos que lo componen, incluyendo la memoria de cálculo de algunos de ellos.

En el capítulo IV se analiza el método de proceso de la información, y en el capítulo V hacemos algunas consideraciones acerca de las variantes que pueden ser utilizadas, y para terminar presentamos una breve conclusión.

El alcance de la tesis está limitado solo al desarrollo del sistema de rastreo y el algoritmo de cálculo para la ubicación del ejemplar rastreado, sin llegar hasta la construcción de los receptores.

Nos parece interesante señalar que se tienen noticias de que la Facultad está colaborando con la Secretaría de Agricultura y Recursos Hidráulicos en un proyecto similar al aquí planteado.

Las líneas anteriores constituyen el panorama general de lo que encontraremos en las páginas siguientes.

R A Z O N E S Y
A N T E C E D E N T E S

Desde que el hombre hizo su aparición sobre la tierra ha necesitado de la naturaleza para sobrevivir. De la observación de ésta, adquirió experiencias con las cuales elaboró técnicas, que aplicadas adecuadamente, le permitieron un mejor desarrollo y aprovechamiento de los recursos naturales.

Actualmente la situación es muy similar, con la diferencia que todos conocemos: la cuestión alimentaria es un problema que ha hecho crisis en algunos países, y que por lo mismo no puede dejar de preocuparnos.

Sabemos que la explotación excesiva de las especies animales pone en peligro la existencia de algunas de ellas, ya que la desaparición de tan solo una, puede ocasionar la extinción o la sobrepoblación de otras al romperse las cadenas biológicas, por lo que se hace necesario protegerlas de una u otra forma. El estudio de sus hábitos de vida, sitios de albergue y reproducción, así como de las rutas que siguen en sus migraciones, son algunos de los factores que deben considerarse al intentar un control sobre la fauna.

Concretamente, el seguimiento de las especies para determinar sus rutas migratorias, se realiza en la actualidad mediante un método que si bien resulta efectivo, no deja de ser laborioso, amén de requerir de un significativo esfuerzo físico por parte de los investigadores.

En un principio, el método consistía en atrapar algunos ejemplares, ponerles un anillo o etiqueta, soltarlos y posteriormente recapturarlos en un punto distante. Esto desde luego, solo permitía conocer los puntos inicial y final de la ruta. Con el desarrollo de la electrónica, se consiguió avanzar también en el estudio de las migraciones: la etiqueta se convirtió en un pequeño transmisor fijado al cuerpo del animal. Un hombre con una antena y un aparato receptor puede detectar la dirección de llegada de la señal transmitida y de esta manera le es posible ubicar aproximadamente la posición del transmisor. Es evidente el esfuerzo que debe desarrollar el investigador, pues aparte de cargar con el receptor y la antena, tiene que seguir la ruta ya sea con un vehículo motorizado, o lo que es peor, a veces caminando.

Para dar solución a este inconveniente, pretendemos plantear un sistema automático básico, capaz de realizar el seguimiento con un mínimo de esfuerzo por parte del investigador.

De otros estudios se han determinado las características que debe satisfacer el transmisor, algunas de las cuales son:

promedio de vida de las baterías, dimensiones, peso, alcance, forma de sujeción. También se ha determinado que el rango de frecuencias de operación es de 30 a 180 Mhz, considerando los efectos de reflexión, refracción, longitud de la antena y molestias que pudiere causar al animal.

Es posible hallar en el mercado transmisores fabricados expresamente para este objeto. Por ejemplo, encontramos para especies cánidos (coyotes, lobos, etc.), los siguientes:

<u>Transmisor No.</u>	<u>Peso (gr)</u>	<u>Alcance (Km)</u>	<u>Vida de la Bateria (días)</u>
LP-2111-LD	27 - 37	2.4 - 4	150 - 300
LP-2124-LDM	70 - 80	2.4 - 4	333 - 670
LP-2124-MD	60 - 70	4 - 5.6	222 - 280
LP-2280-HD	170 - 210	6.4 - 8	476 - 960

por citar solo algunos.

Estos transmisores pueden ser alimentados por baterías de mercurio, litio o solares. Son transmisores de una o dos etapas montados en collares de nylon termoplástico. La antena, que puede ser de 22.86 o 30.48 cm se monta sobre un resorte irrompible.

En cuanto a los receptores, también se pueden encontrar ya fabricados. Citemos algunos y sus características principales:

- Receptor de Rastreo Automático modelo TRL-2. Sensibilidad: -120 dbm; figura de ruido: 2.5 db o mejor y

al menos 0.1 uV de audio. Frecuencias comunes: 30, 50, 150-151, 164-165, 216-220 Mhz. Puede operar manual y automáticamente. En la segunda modalidad es capaz de explorar todos los canales hasta "amarrarse" a una señal con un nivel de 3 o 4 dB sobre el nivel de ruido.

Receptor TRX-24. Diseñado especialmente para estudios de radiotelegrafía. Tiene 24 canales sobre un rango de 600 Khz en el que se acomodan hasta 72 transmisores sin interferirse unos con otros. Sensibilidad: -120 dbm; figura de ruido de 2.5 dB o mejor y al menos 0.1 uV de audio. Frecuencias normales: 150.800 - 151.400 Mhz, 150.850 - 151.450 Mhz.

Empleando adecuadamente estos equipos y adaptándolos a nuestras necesidades, podemos implementar un sistema automático de localización. Tal es el objetivo del presente trabajo.

Además de estos equipos comerciales describiremos algunas otras posibilidades en cuanto a transmisores y sobre todo en lo que se refiere a receptores.

CAPITULO I

TEORÍA DE LA RADIOLOCALIZACION

La energía transmitida por la propagación de ondas de radio puede utilizarse para determinar la posición de estaciones transmisoras móviles, tales como barcos y aviones, con respecto a otras estaciones generalmente fijas en tierra.

Los principios fundamentales para tal objeto son la medición del tiempo de propagación (del cual puede calcularse directamente la distancia) y la medición de la dirección por localización de planos de fase constante en una onda de radio. Todos los sistemas de ubicación de posición utilizan uno, otro u ambos principios.

El segundo principio fué el que originalmente se explotó para navegación en la forma de antenas localizadoras de emisiones electromagnéticas (L.E.E.M.). Tales antenas en forma de lazo de alambre podían girarse hasta anular la señal recibida. La dirección de la llegada de las señales en ese momento es perpendicular al plano de la antena. La figura 1.1. muestra en forma esquemática una antena de este tipo.

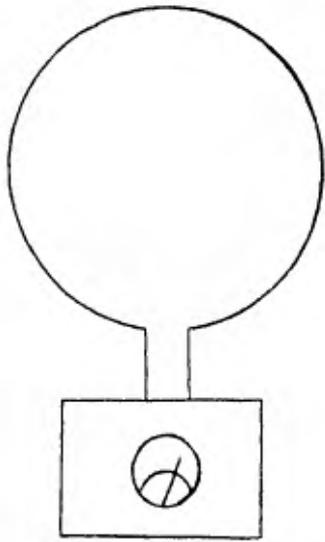


Fig. 1.1.- ANTENA SIMPLE DE LAZO.

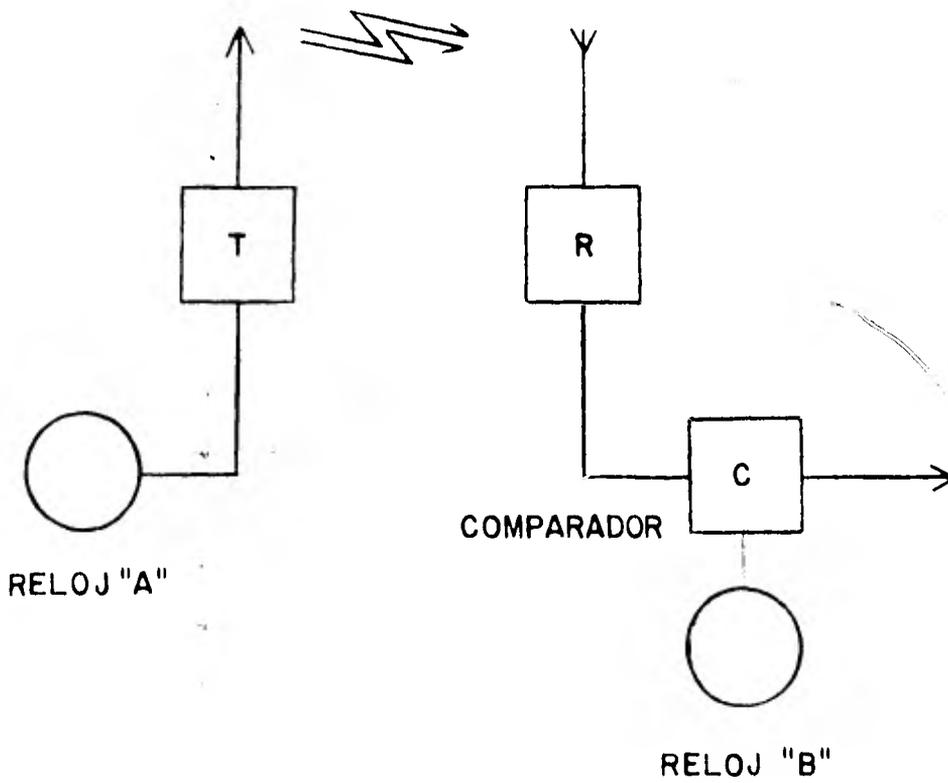


Fig. 1.2.- ARREGLO PARA LA MEDICION DE LA DISTANCIA.

La medición de la distancia por tiempo de retardo se empleó después en un primer método que utilizaba dos transmisores y dos receptores. Una señal enviada por un transmisor se recibía en el receptor distante; éste la pasaba al transmisor, que la regresaba al receptor local. Una comparación adecuada de la señal transmitida y regresada permitía deducir el tiempo de retardo, y, en consecuencia, la distancia. Por supuesto, debía considerarse la tolerancia para los retardos conocidos en los equipos de transmisión y recepción.

Si este arreglo se combina con el principio de L.E.E.M. puede establecerse la ubicación de la fuente transmisora en dos coordenadas: distancia R y dirección θ .

I.1 MEDICION DE LA DISTANCIA .

Si suponemos la existencia de relojes de precisión absoluta, entonces el conocimiento de la velocidad de propagación de las ondas de radio permite medir la distancia. Así, en la figura 1.2 hay dos de tales relojes, A y B, y el reloj A puede enviar una señal de radio en un instante de tiempo conocido. Cuando se recibe en B, el tiempo de recepción puede compararse con el reloj local y obtenerse la diferencia t . La distancia R se deduce entonces de:

$$R = ct \quad (1.1)$$

donde c es la velocidad de la luz o de propagación de ondas de radio, aproximadamente igual a 3×10^8 m/s.

Para medir distancias del orden de decenas de kilómetros, es claro que los relojes deberán tener precisión absolutamente excepcional. Así, si un reloj tiene un error, digamos de 10 useg, la medición tendrá un error de casi 3 Km.

Aún suponiendo que la necesidad de exactitud absoluta pudiera salvarse empleando algún método de sincronización,

sería necesario que los relojes tuvieran estabilidad excepcional o exactitud de velocidad. Así, si un reloj ganase, digamos 10 useg. en diez horas, esto produciría un error de 5 km. en un período significativo de navegación. Esta es una estabilidad del orden de 3 partes en 10^{10} . Tales estabilidades son factibles con los llamados relojes atómicos, aunque ellos aún no son prácticos para usos en navegación. No obstante, el método tiene importancia para describir los principios de medición de la distancia.

I.2 MEDICION DE LA DISTANCIA POR RADAR

La distancia puede medirse con un alto grado de exactitud por radar, sin la necesidad de relojes de alta estabilidad.

Si se usa una señal de tipo pulso, transmitido éste, puede poner en operación algún tipo de circuito medidor de tiempo, el cual debe detenerse al recibir el eco del pulso.

Los circuitos pueden arreglarse de tal manera que utilicen los frentes de ambos pulsos. El circuito de tiempo puede ser un oscilador de cristal cuyos ciclos pueden contarse sobre la duración entre los pulsos transmitido y recibido. Si la exactitud del oscilador es, digamos, una parte en 10^6 , entonces el error en la medición de la distancia será muy pequeño. Si el tiempo de retardo es t , entonces la distancia es:

$$R = ct/2 \quad (1.2)$$

I.3 MEDICION DE LA DIRECCION DE LLEGADA DE UNA ONDA DE RADIO

El estudio de las técnicas usadas en radiolocalización de emisiones electromagnéticas necesita de la comprensión de la teoría de propagación y antenas. El desarrollo completo de tal aspecto es muy extenso y queda fuera de nuestro objetivo, por lo que solamente mencionaremos los principios básicos.

Ya hemos comentado antes acerca de la antena más simple para la determinación de la dirección de llegada de una onda electromagnética, que es la antena de lazo. Otra antena que también es adecuada para L.E.E.M. es aquella que utiliza dos dipolos paralelos para determinar el plano de frente de fase de una onda que se acerca. Los dos dipolos (fig.1.3) se conectan al receptor de tal manera que las señales captadas por ellos estén en oposición de fase. El espacio entre los dipolos es pequeño comparado con la longitud de onda de la señal. Considerando las señales inducidas en los dipolos como vectores, es fácil comprender que existe un ángulo de fase entre ambas señales, debido al tiempo de propagación y a que uno de los dipolos está más lejos que el otro de la fuente transmisora.

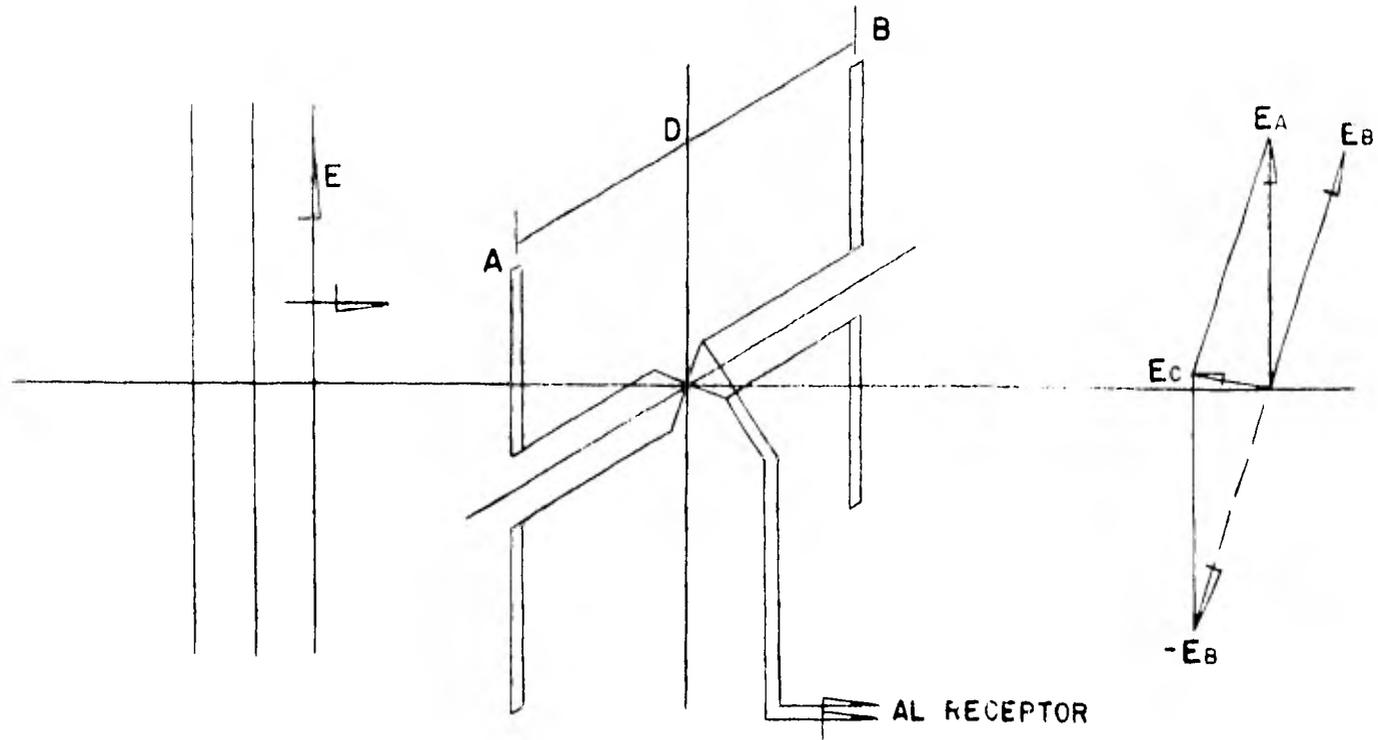


Fig.1.3.- ANTENA SIMPLE DE LOCALIZACION DE DIRECCION CON DIAGRAMA FASORIAL.

Para un ángulo θ entre el plano de los dipolos y la dirección de llegada de la onda, el dipolo B estará a una distancia de la fuente $d \cos \theta$ más lejos que el dipolo A. El retraso correspondiente en la fase debido a esta distancia es:

$$\phi = \frac{2 \pi d \cos \theta}{\lambda} \quad (1.3)$$

y será pequeño puesto que d es mucho menor que λ .

En el diagrama fasorial de la figura 1.3, E_a es la fem (fuerza electromotriz) inducida en el dipolo A, y E_b es la fem inducida en el dipolo B atrasada un ángulo ϕ respecto de la de A. Debido a que los dipolos están conectados en oposición de fase, la fem resultante está dada aproximadamente por:

$$E_c = E_a \frac{2 \pi d \cos \theta}{\lambda} \quad (1.4)$$

Cuando el plano de los dipolos es normal a la dirección de llegada, $\theta = 90^\circ$ y $E_c = 0$, o sea, el plano de los dipolos está en el plano de los frentes de fase. Si se grafica E_c contra θ se obtiene una onda cosenoidal. Es más usual graficar en coordenadas polares como en la figura 1.4.a. En este caso obtenemos un diagrama de figura de ocho compuesta de dos círculos. Tales diagramas, que muestran la dependencia de la sensibilidad de la antena sobre la dirección, se conocen como diagramas polares de antenas.

Tal antena localizadora de emisiones electromagnéticas se usa girándola sobre un eje vertical para variar θ hasta encontrar la dirección donde la señal se extingue o se pierde en el ruido. Un punto aproximadamente en medio de los puntos donde la señal reaparece proporciona la mejor estimación de la dirección de llegada.

Con este simple arreglo no hay modo de determinar el sentido de propagación, o sea, si la onda en la figura 1.4.a viaja de derecha a izquierda o viceversa. Esta dificultad se resuelve cuando hay más de dos estaciones rastreadoras, (como se verá en los capítulos posteriores de esta tesis) o bien, puede añadirse una antena localizadora de sentido para salvar esta ambigüedad por medio de una segunda operación.

Considérese un dipolo simple colocado sobre el eje de rotación de las antenas L.E.E.M. Este recibirá una señal E_d aproximadamente en fase con E_a y E_b . Puede añadirse un circuito a esta antena para correr la fase de la señal E_d 90° de tal manera que ahora esté en fase o en oposición a E_c , puesto que E_c tiene fase aproximadamente en cuadratura con E_a y E_b . El hecho de que E_d esté en fase o en oposición con E_c es debido a que al girar las antenas, habrá un momento en que E_b adelante en fase a E_a y la resultante E_c estará en sentido contrario (180°) con respecto a su orientación inicial.

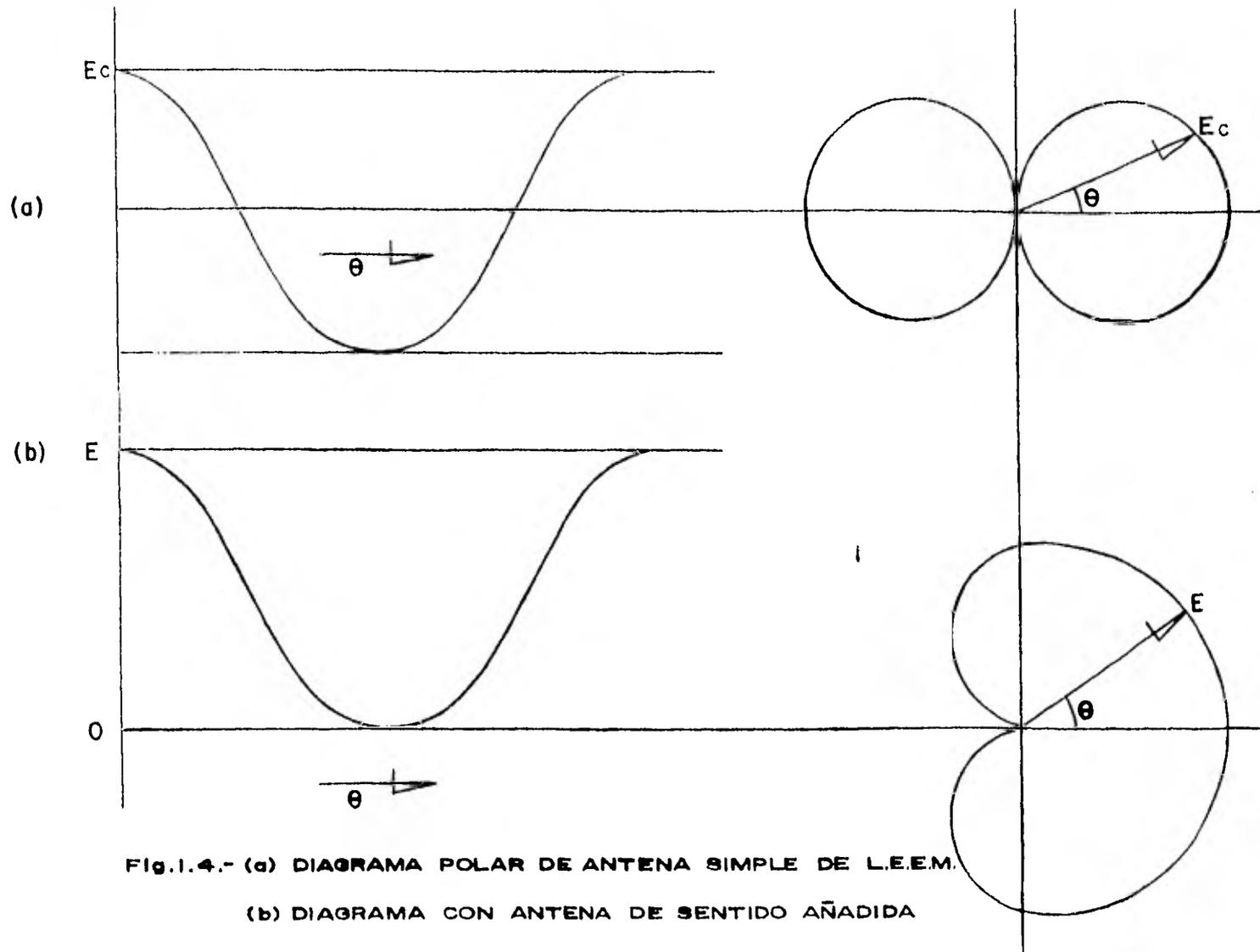


Fig.1.4.- (a) DIAGRAMA POLAR DE ANTENA SIMPLE DE L.E.E.M.

(b) DIAGRAMA CON ANTENA DE SENTIDO AÑADIDA

La magnitud de la señal de la antena de sentido se hace aproximadamente igual al máximo valor de E_c y se suma a éste por un circuito adecuado antes de aplicarse al receptor. Este procedimiento es equivalente a sumar un nivel de tensión fijo e independiente de θ al diagrama polar original, por lo que el nuevo diagrama en coordenadas polares tiene forma de cardioide como muestra la figura 1.4.b. Así, conectando la antena de sentido y girando las antenas L.E.E.M. puede encontrarse una dirección de máxima señal y arreglarse para apuntar de manera aproximada al transmisor.

I.4 MEDICION DE LA
DIRECCION CON ANTENAS
DE HAZ DE GRAN AFERTURA

La sencilla antena L.E.E.M. descrita en la sección anterior es capaz de determinar la dirección con un error de aproximadamente 5° mayor. Si las antenas pueden ser construídas para aceptar un área de fase frontal mucho mayor, entonces el error puede ser disminuído. Específicamente, para el objetivo que perseguimos, necesitamos que las antenas localizadoras de dirección muestren diagramas polares como el que ilustra la figura 1.5.

El factor por el cual se incrementa la densidad de potencia en un punto distante debido a una antena de tal característica comparada con la densidad de una fuente que irradia uniformemente en todas direcciones se conoce como ganancia de potencia de la antena y está dada por la expresión:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (1.5)$$

donde: G = ganancia de potencia de la antena

A = área efectiva de la antena

λ = longitud de la onda de trabajo

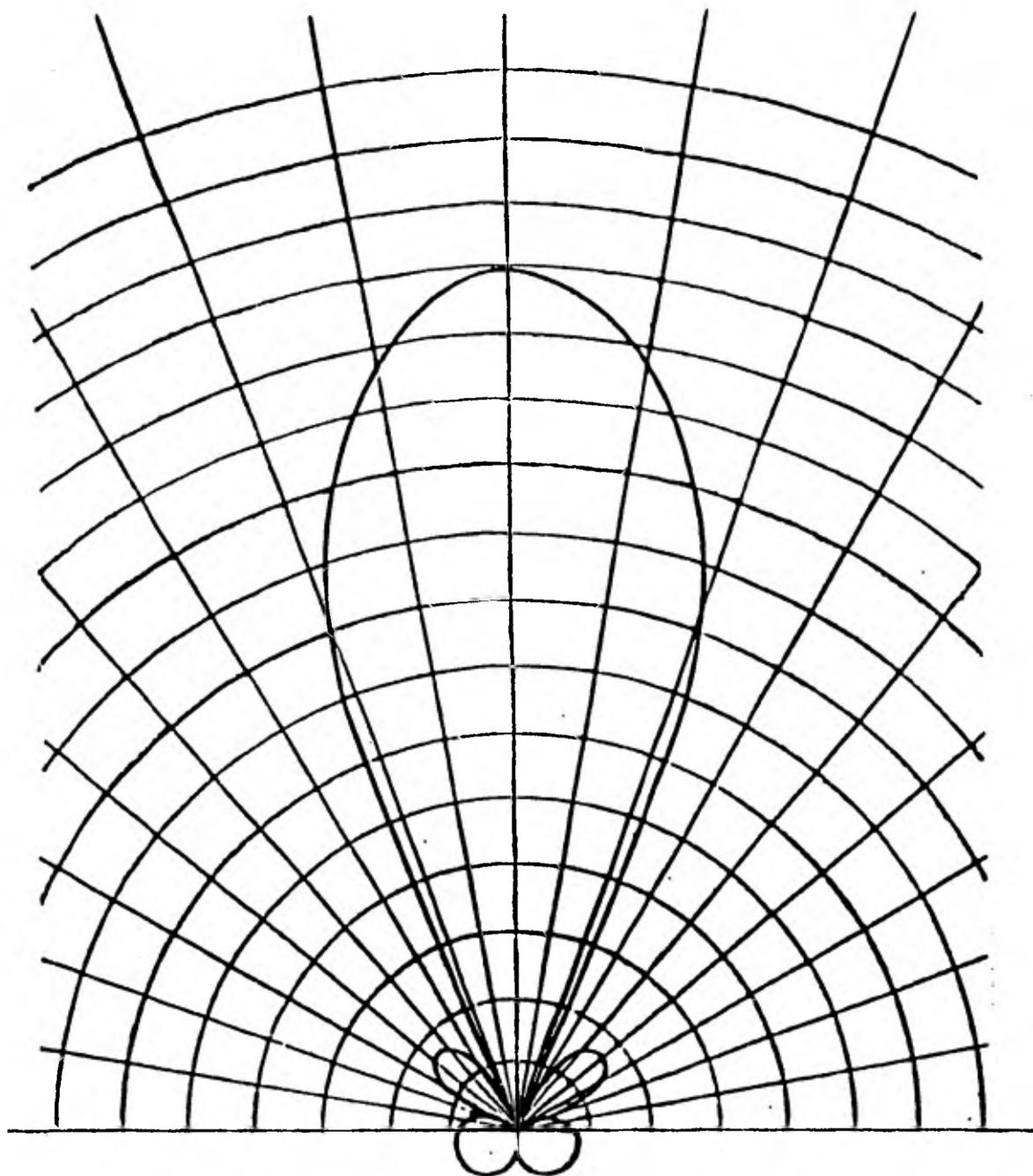


FIG.15.- DIAGRAMA POLAR DE ANTENA L.E.E.M. ALTAMENTE DIRECCIONAL.

Puede demostrarse que en condición de recepción, cuando la antena apunta directamente a la fuente, la relación señal a ruido se mejora por el factor G . La potencia de la señal recibida se incrementa por G mientras que la potencia del ruido es independiente de G en el caso que se considere que el ruido llega con igual intensidad por todas partes.

Podemos concluir que al usar antenas de haz es posible medir la dirección con mejor exactitud, primero por una mejor relación señal a ruido, y segundo por el rápido cambio de la señal recibida con el cambio de dirección de la antena.

Posteriormente veremos que la exactitud final de la orientación es función de la relación señal a ruido y puesto que el ruido es generalmente función del ancho de banda, la exactitud de la orientación puede mejorarse reduciendo el ancho de banda.

I.5 EXACTITUD ANGULAR

Considérense dos antenas, cada una con ancho de haz θ_b colocadas a un ángulo θ_b una de otra, de tal manera que el diagrama polar resultante es el que se muestra en la figura 1.6.a.

Las dos antenas pueden conectarse en oposición de fase de modo que sea posible obtener la diferencia de las señales recibidas. La suma puede obtenerse también al enviar algo de la potencia de las antenas a un circuito sumador.

Así, si E_a y E_b son los voltajes rcm de las dos antenas, podemos obtener $E_a + E_b$ y $E_a - E_b$. El diagrama polar puede considerarse de la forma $\text{sen}x/x$ y la diferencia de voltaje en la zona del ángulo donde los diagramas polares cortan uno al otro puede determinarse de la figura 1.6.b.

Uno de los diagramas se dibuja negativo de tal manera que la suma representa en realidad la diferencia. La pendiente de $\text{sen}x/x$ para $x = \pi/2$ es, por derivación:

$$\frac{d}{dx} \frac{\text{sen}x}{x} = \frac{x \cos x - \text{sen}x}{x^2} \quad \text{para } x = \pi/2 = -4/\pi^2$$

La pendiente de la diferencia será dos veces este valor,

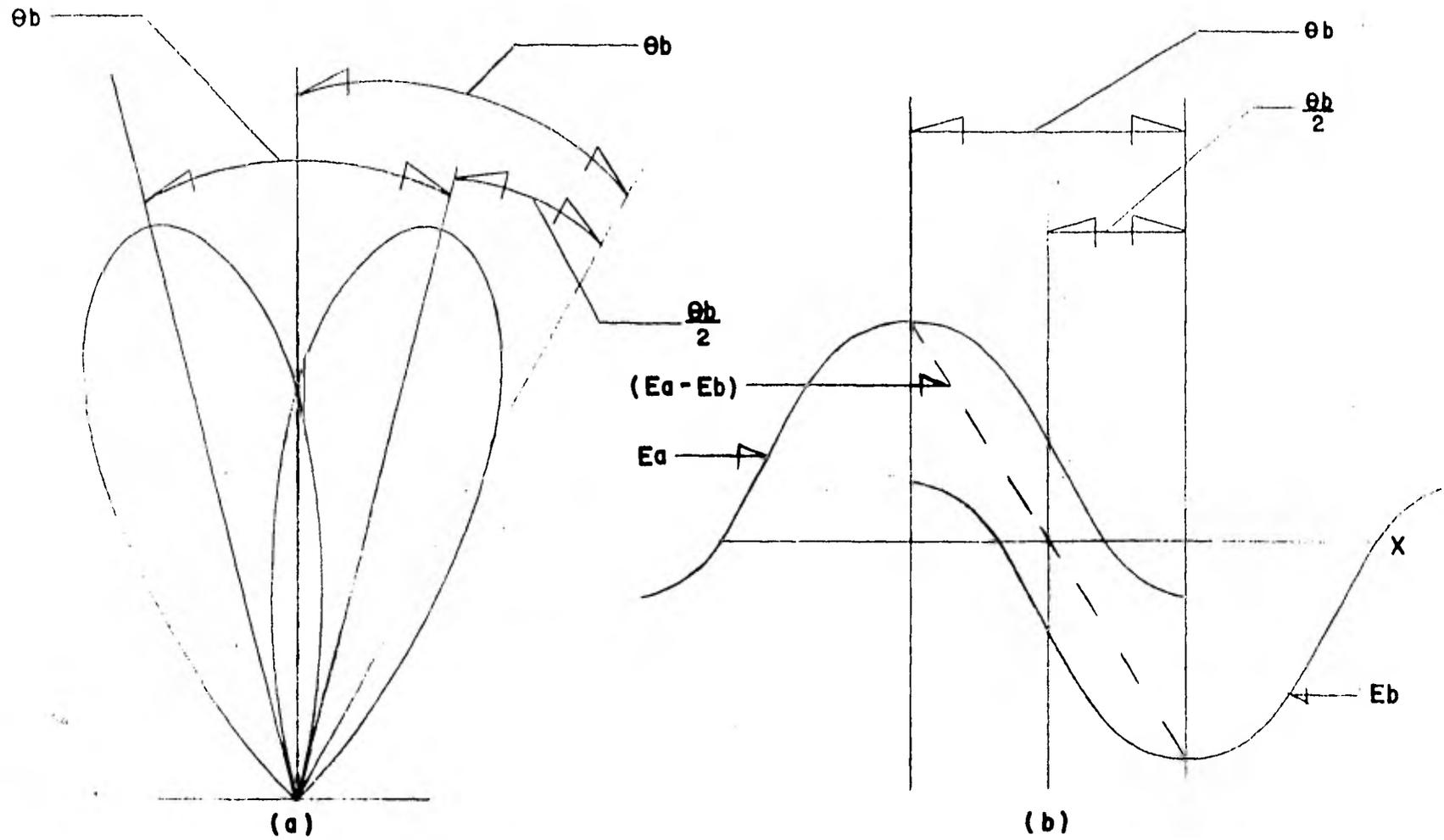


Fig.1.6.- LOCALIZACION DE DIRECCION USANDO ANTENAS DE HAZ.

(a) DIAGRAMAS POLARES EN COORDENADAS POLARES.

(b) DIAGRAMA POLAR DE $\text{SEN } X/X$ EN COORDENADAS CARTESIANAS.

o sea $-8/\pi^2$ en volts por radian. Si el valor máximo de la curva $\text{sen}x/x$ es E volts rcm, o sea cuando una de las antenas apunta directamente hacia la fuente, entonces la pendiente en el valor nulo será $-8E/\pi^2$ volts por radian.

El primer cero del diagrama polar efectivo sucede a un ángulo θ_b mientras que el primer cero de $\text{sen}x/x$ ocurre a un ángulo $x = \pi$. Por lo tanto, debemos multiplicar la pendiente por π/θ_b dando finalmente $-8E/\pi\theta_b$ volts por grado, si θ_b está en grados.

Cuando la bisectriz del ángulo θ entre las antenas apunta directamente hacia la fuente, solamente aparecerá en la salida el ruido de las antenas y del receptor porque los voltajes de las señales en las antenas están balanceados. El valor de esta tensión de ruido convertido a ángulo usando el factor de escala anterior representa la exactitud angular final. Si el valor rcm del ruido es C_n volts, entonces el valor rcm del error está dado por:

$$C_{\theta} = (C_n \pi / 8E) \cdot \theta_b \quad \text{grados} \quad (1.6.)$$

Así, la exactitud es considerablemente mejor que θ_b , particularmente si el primer factor, que representa la razón ruido a señal es pequeño.

CAPITULO II

SISTEMA DE RADIOLOCALIZACION POR TRIANGULACION

En el capítulo anterior vimos como es posible obtener la suma y la diferencia de las señales recibidas. Si se multiplican aquellas, se obtiene entre otras, una componente que cambia su valor de positivo a negativo dependiendo de las amplitudes de las señales captadas. El signo de esta resultante puede emplearse para controlar un servomecanismo que gire las antenas hasta reducir la señal de error, como se muestra en forma esquemática en la figura 2.1. De esta forma, la antena puede apuntar directamente hacia la fuente. Esto se conoce como rastreo automático. El servosistema funciona como un filtro pasabajas de baja frecuencia de corte, de tal manera que el valor de ω_n en la ecuación (1.6) puede ser muy pequeño.

El valor real de la frecuencia de corte del filtro pasabajas está determinado por el valor máximo esperado de

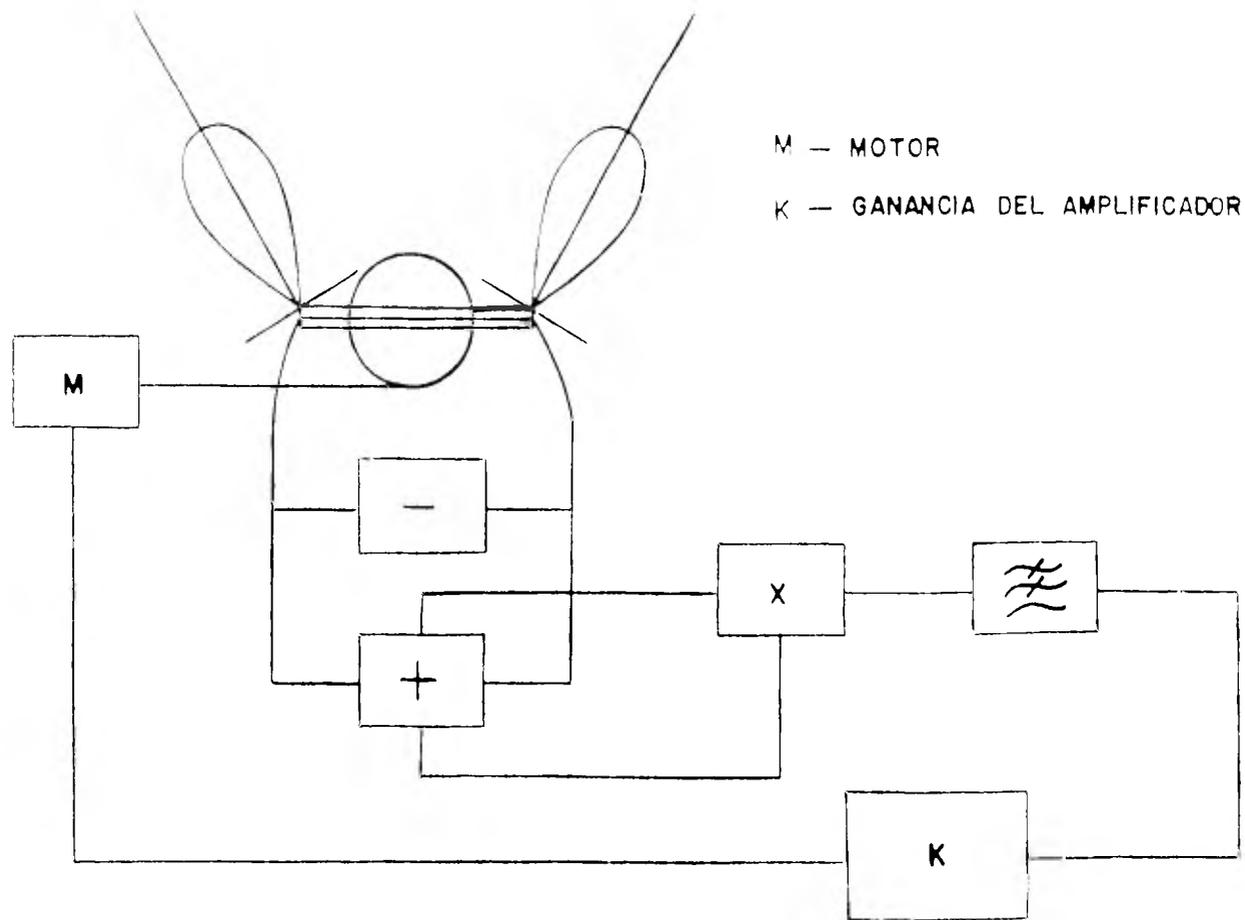


Fig. 2.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES DEL METODO DE RASTREO AUTOMATICO EMPLEANDO ANTENAS DE RAYO ANGOSTO.

la aceleración angular del objeto que se rastrea.

Con referencia a la figura 2.1, si el objeto rastreado puede moverse un ángulo $\theta_b / 2$ en un tiempo corto comparado con el tiempo de elevación en el filtro, existirá la posibilidad de perder el rastreo automático, o sea, el lazo de rastreo no se cerrará.

Si se conoce la aceleración angular máxima del animal en estudio puede calcularse el tiempo para moverse un ángulo $\theta_b / 2$. El tiempo de elevación o tiempo de respuesta del filtro pasabajas formado por el servosistema debe ser apreciablemente menor que este período. Generalmente hablando, para venados, un filtro de corte de aproximadamente 1 c/s puede obtenerse y es adecuado para mantener cerrado el lazo. Tal ancho de banda reduce el ruido en el sistema y permite realizar un rastreo exacto.

II.1 UNIDAD DE RASTREO

El sistema que se propone utiliza un mínimo de tres estaciones receptoras no alineadas entre sí, a fin de poder realizar la triangulación, y de una Unidad Central de Proceso (CPU).

El diagrama a bloques del sistema requerido por una sola estación receptora es mostrado en la figura 2.2. Su funcionamiento se describe a continuación.

El equipo de antenas altamente direccionales gira hasta 360° ; es movido por un motor, y posee contactos deslizantes con objeto de transmitir en forma continua la señal al receptor. La estación cuenta también con un dispositivo adecuado para indicar en todo momento el ángulo que forman las antenas con respecto a un punto de referencia; tal dispositivo de halla acoplado al eje de estas últimas.

Como sabemos, la estación capta gran cantidad de señales y para poder seleccionar la de interés se usan sintonizadores controlados por la C.P.U. Las antenas entregan señales de igual frecuencia (ya que captan la misma), pero de diferente amplitud, debido a la diferencia de posición de cada una con respecto al transmisor. Las señales

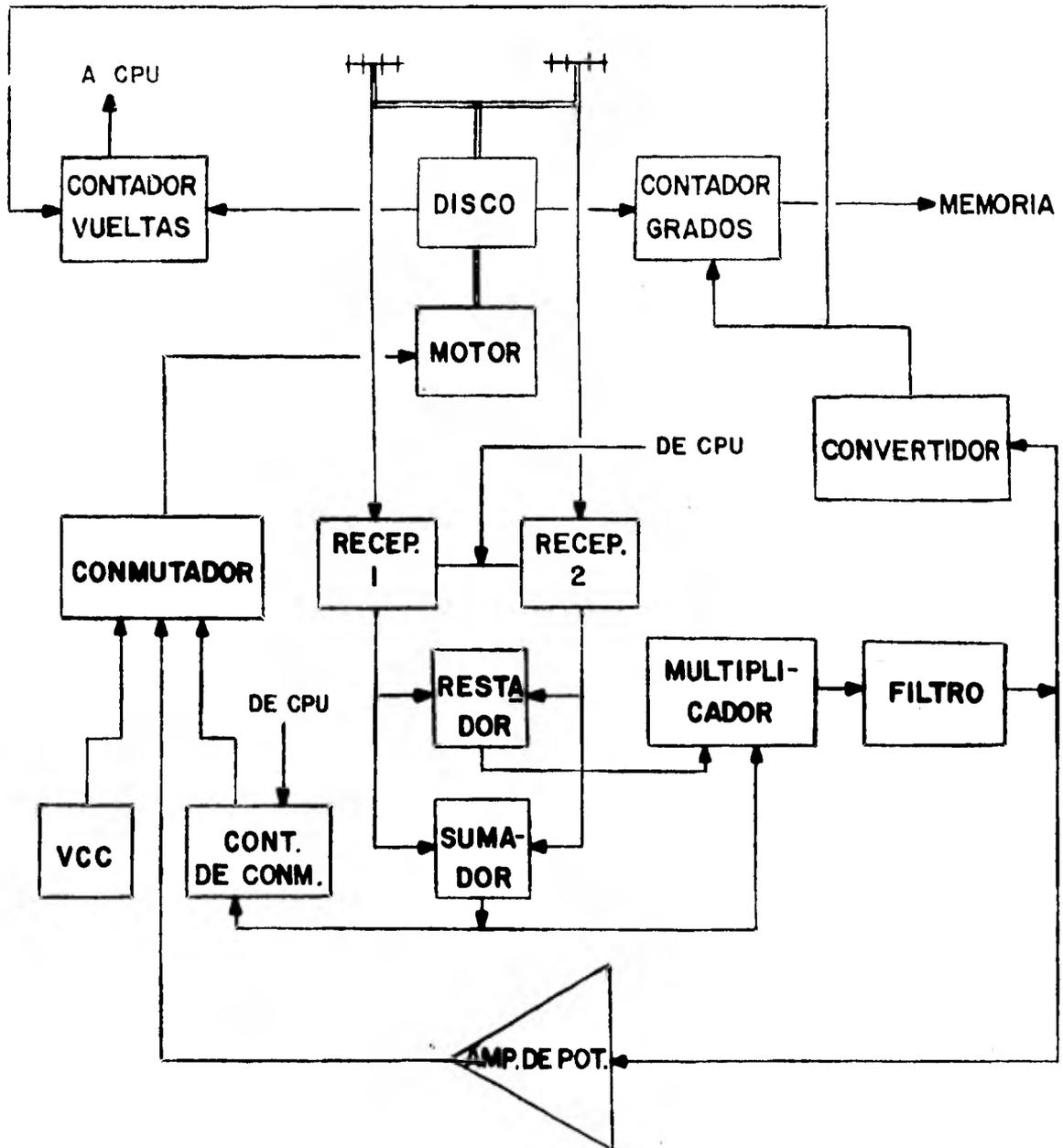


FIG. 2.2.- DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA ESTACION RECEPTORA.

provenientes de aquellas se suman y restan por medio de dos amplificadores operacionales que se mostrarán mas adelante. La suma y la diferencia se aplican a un circuito mezclador o multiplicador con objeto de obtener una señal que varíe en forma proporcional a la ubicación de las antenas durante el proceso de amátre de la frecuencia seleccionada.

A continuación se muestra el análisis de las señales que se obtienen a la salida del multiplicador.

De los receptores tenemos:

A Cos (wt) para el primero.

B Cos (wt+ϕ) para el segundo.

Del sumador se obtiene:

A Cos (wt) + B Cos (wt+ϕ)

Del restador queda:

A Cos (wt) - B Cos (wt+ϕ)

Por tanto, a la salida del multiplicador tenemos:

$$(A \cos wt + B \cos(wt + \phi)) \times (A \cos wt - B \cos(wt + \phi)) = A^2 (\cos wt)^2 - B^2 (\cos (wt + \phi))^2$$

Haciendo uso de la identidad:

$$(\cos a)^2 = \frac{1 + \cos 2a}{2}$$

se obtiene finalmente:

$$\frac{1}{2} (A^2 - B^2) + \frac{1}{2} (A^2 \cos 2wt - B^2 \cos(2wt + 2\phi)) \quad (2.1)$$

donde:

A, B = amplitud de la señal en cada antena

w = frecuencia de la señal modulada del transmisor
que porta el animal en estudio.

ϕ = retardo de la señal captada por B respecto de A

Observando la ecuación 2.1 encontramos que existe una componente de C.D. la cual es precisamente la que nos interesa ya que su valor cambia de positivo a negativo dependiendo de la posición de las antenas. Ahora estamos en posibilidad de usar esta información para controlar el sentido de giro del motor durante el proceso de amarre; es decir, una vez captada la señal seleccionada, se le da oportunidad al motor de mover las antenas en uno u otro sentido hasta hacer que la componente mencionada se haga cero, o sea, $A = B$. Esto ocurre cuando las antenas apuntan directamente al transmisor. Para lograr todo lo anterior, se requiere separar la señal de corriente directa; con este fin se usa un filtro pasabajas cuya salida es amplificada y aplicada al embobinado de inducido del motor.

Si al inicio de un ciclo de rastreo, las antenas se encuentran orientadas hacia un punto en el cual la señal recibida es insuficiente para dar fuerza al motor, una

fuerza independiente proporcionará la energía para moverlo. En el momento en que el sistema recibe la frecuencia de interés con suficiente intensidad, el sistema de control de conmutación cambia para desconectar la fuente externa, quedando el motor controlado por la amplitud de la señal. Se dice entonces que el sistema se encuentra en proceso de amarre.

Consideremos el caso en que por circunstancias fortuitas no se encuentre la frecuencia seleccionada y por ello no se logre entrar a la etapa de amarre; esto ocasionaría que las antenas permanecieran dando vueltas indefinidamente. Para evitarlo es necesario establecer un límite de ciclos de búsqueda, digamos cinco, para lo cual utilizaremos un simple contador de vueltas por cada estación.

Cuando los contadores de vueltas no incrementen su valor durante un tiempo predeterminado y se encuentran en un valor menor a cinco, bastará para indicar a C.P.U. que tome como verdadera la información presente en cada uno de los medidores de ángulo. En caso contrario, es decir, si al menos uno ha sobrepasado su límite, se indica al C.P.U. que envíe una señal a los receptores de las tres estaciones rastreadoras para sintonizar la siguiente frecuencia, ignorando la anterior, aún cuando las dos restantes sí obtengan la señal, pues esta información es insuficiente

para determinar la posición del animal por el método de triangulación.

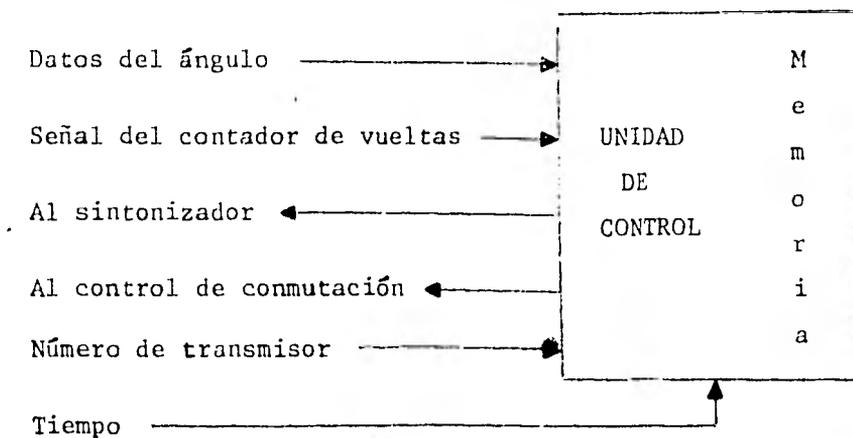
Por otro lado, la C.P.U. debe llevar un registro para identificar la frecuencia del transmisor que porta el animal #1, #2, etc., esto es, si se construye la tabla 2.1 y se especifica la secuencia del barrido, queda entendida la frecuencia que se trabaja en las tres unidades durante un ciclo de rastreo y a una determinada hora. De esta manera la memoria puede tener agrupados los datos de interés como se muestra en la tabla 2.2.

<u>No. de transmisor</u>	<u>Frecuencia correspondiente (Mhz)</u>
1	f_1
2	f_2
.	.
.	.
n	f_n

n = número de canales que admite el receptor

f_n = frecuencia máxima de operación

Tabla 2.1



<u>Nombre del casillero</u>	<u>Transmisor No.</u>	<u>Hora</u>	<u>Angulo medido</u>
A	1	.	.
B	2	.	.
C	3	.	.
D	4	.	.

Tabla 2.2

Es evidente que con la información de la tabla 2.2 y haciendo la triangulación (puesto que se cuenta con tres tablas similares), es posible obtener la trayectoria seguida por el animal en estudio, la cual es, en resumen, nuestro objetivo.

CAPÍTULO III

ELEMENTOS DEL SISTEMA

Una vez que en el capítulo anterior han quedado establecidos los fundamentos en los que se basa el Sistema de Radiolocalización por Triangulación, así como los requisitos que deben satisfacerse para asegurar que la trayectoria obtenida es verdadera, en el capítulo que nos ocupa plantearemos las consideraciones que debemos hacer para cada uno de los elementos que componen el sistema, principiando por el Transmisor.

III.1 TRANSMISOR

La circunstancia de que el aparato debe ser transportado por un animal implica que el peso del equipo debe minimizarse. Además, se exige un año de funcionamiento continuo, lo cual requiere un consumo mínimo de corriente de alimentación, o sea la menor cantidad de resistencias y semiconductores posible.

La figura 3.1 muestra el diagrama del transmisor, y las especificaciones que se sugieren son las siguientes:

- a) Frecuencia de operación: 164 Mhz
- b) Consumo de potencia: 1 mw
- c) Tipo de modulación: A.M. ($f_m = 1$ Khz)
- d) Estabilidad: 10 P.P.M.

Obsérvese que debido a la estabilidad propuesta, el circuito requiere de ser controlado por cristal.

Q_1 es un transistor de monojuntura que opera como oscilador de baja frecuencia (de 1 Khz) y afecta la polarización de base de Q_2 , el que a su vez opera como oscilador de alta frecuencia. Esto significa que Q_2 oscila solo cuando la señal de baja frecuencia se lo permite; por lo tanto, en la bobina de Q_2 (que es la antena), se tendrá una señal senoidal interrumpida aproximadamente una vez cada milisegundo.

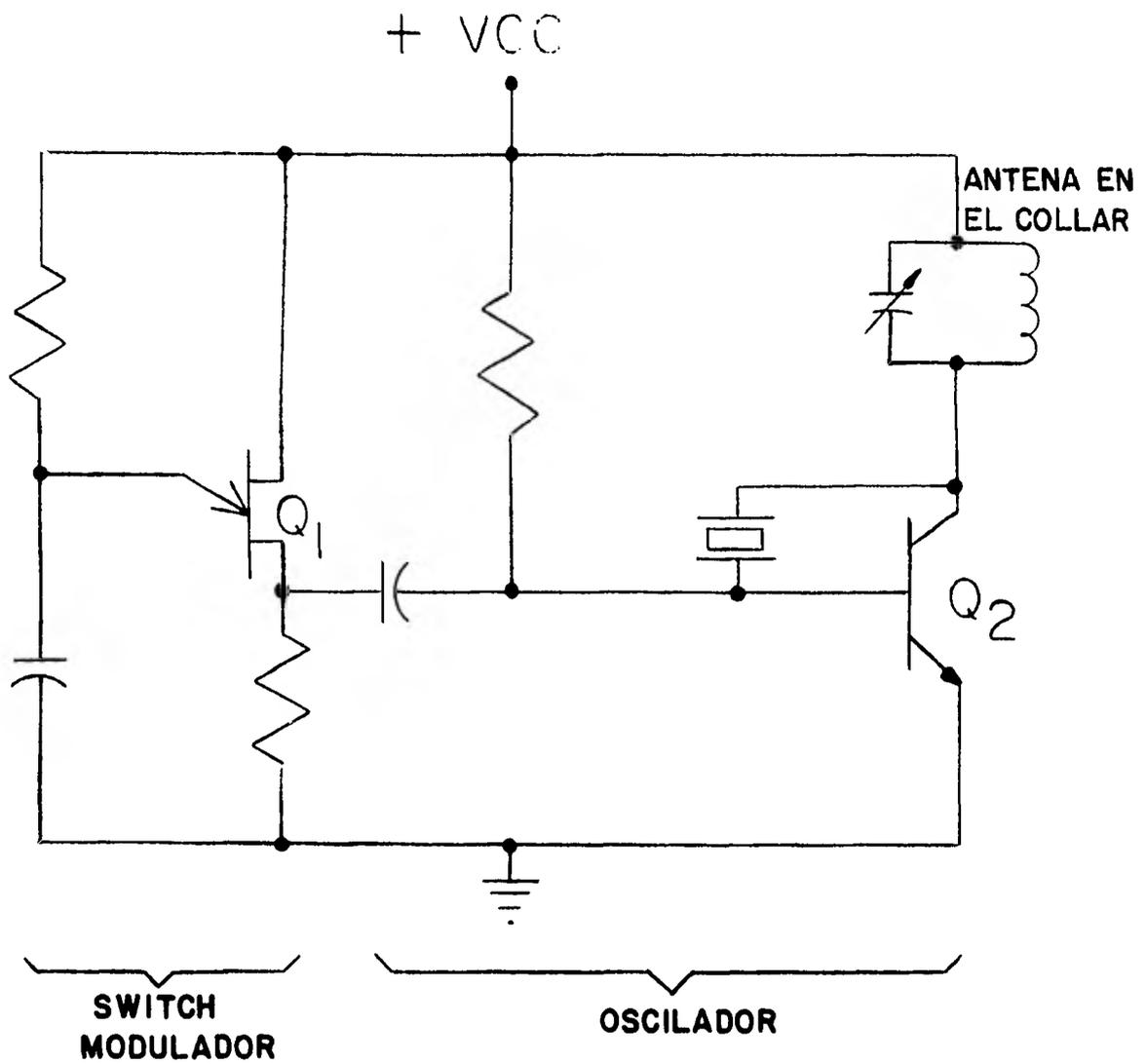


Fig. 3.1.- TRANSMISOR DE RADIO MODULADO EN A.M.

III.2 R E C E P T O R

Este puede ser alguno de los modelos comerciales mencionados al principio, pero también podríamos intentar el diseño de algunos otros no convencionales. Anotaremos a continuación tres opciones para este fin.

Consideremos algunos requerimientos para nuestra proposición:

Frecuencia de operación	164 MHz
Número de canales	48
Espaciamiento entre canales	25 KHz
Tipo de modulación	En amplitud
Sensibilidad del receptor	-145 dbm
Rechazo del canal adyacente	Mayor de 30 db
Forma de seleccionar los canales	a) Manual b) Operado por computadora
Alimentación del sistema	a) Batería interna b) Batería de automóvil

Para lograr la selectividad pedida, se puede usar la técnica convencional con circuitos conversores, y un mínimo de cuatro etapas de frecuencia intermedia;

otra técnica que promete buenos resultados, es la que usa circuitos P.L.L. controlados digitalmente.

Actualmente algunos sintonizadores de televisión contienen diodos varactores. Estos aparatos pueden ser controlados por un circuito digital y construídos totalmente sin piezas móviles, por lo que se adaptan perfectamente a nuestras necesidades.

Se proponen por tanto, tres opciones para el receptor: dos que utilizan conversión múltiple y una tercera con tan solo un paso de conversión. Para lograr esto, se hace uso extenso del circuito P.L.L., el cual está muy difundido en los modernos sistemas de recepción y transmisión de radio. En el último circuito se utiliza electrónica digital para generar los voltajes de control de los diodos varactores del oscilador local. Esta circunstancia lo hace especialmente adecuado para ser controlado por un programa de computadora.

En todos los casos en los que se emplea oscilación local, se tiene pensado que el ajuste de frecuencia se pueda realizar en dos formas: la primera es la sintonía manual por medio de perillas selectoras de pasos o por teclado y la segunda usa un circuito que sirve de interfase con un microprocesador para que mediante un

programa se puedan cambiar las frecuencia automáticamente.

La señal de salida podrá obtenerse en tres formas: en una bocina, en un miliamperímetro o una salida especial para grabación en cinta magnética. En este último caso, se deben registrar también, la frecuencia de la señal que se está rastreando y el ángulo en el que se obtiene la máxima intensidad de la señal.

La figura 3.2 ilustra esquemáticamente el diagrama de un receptor super heterodino convencional. Como puede apreciarse las señales recibidas en la antena se amplifican por igual en una etapa de radiofrecuencia. Posteriormente son mezcladas con la onda que proviene del oscilador local, de donde se obtiene una primera conversión de frecuencia, o sea, frecuencia intermedia de 10.7 Mhz. Esta primera F.I es tratada en dos pasos de amplificación antes de ser nuevamente mezclada con la señal proporcionada por el selector de canales. Con esto se obtiene una segunda F.I. de 455 KHz. la cual se alimenta al tercer amplificador de F.I. al que también se aplica un control automático de ganancia. Posteriormente se realiza una demodulación de A.M. de la cual se obtiene señal audible de 1 KHz. que es amplificada y enviada al altavoz o a algún otro dispositivo sensor.

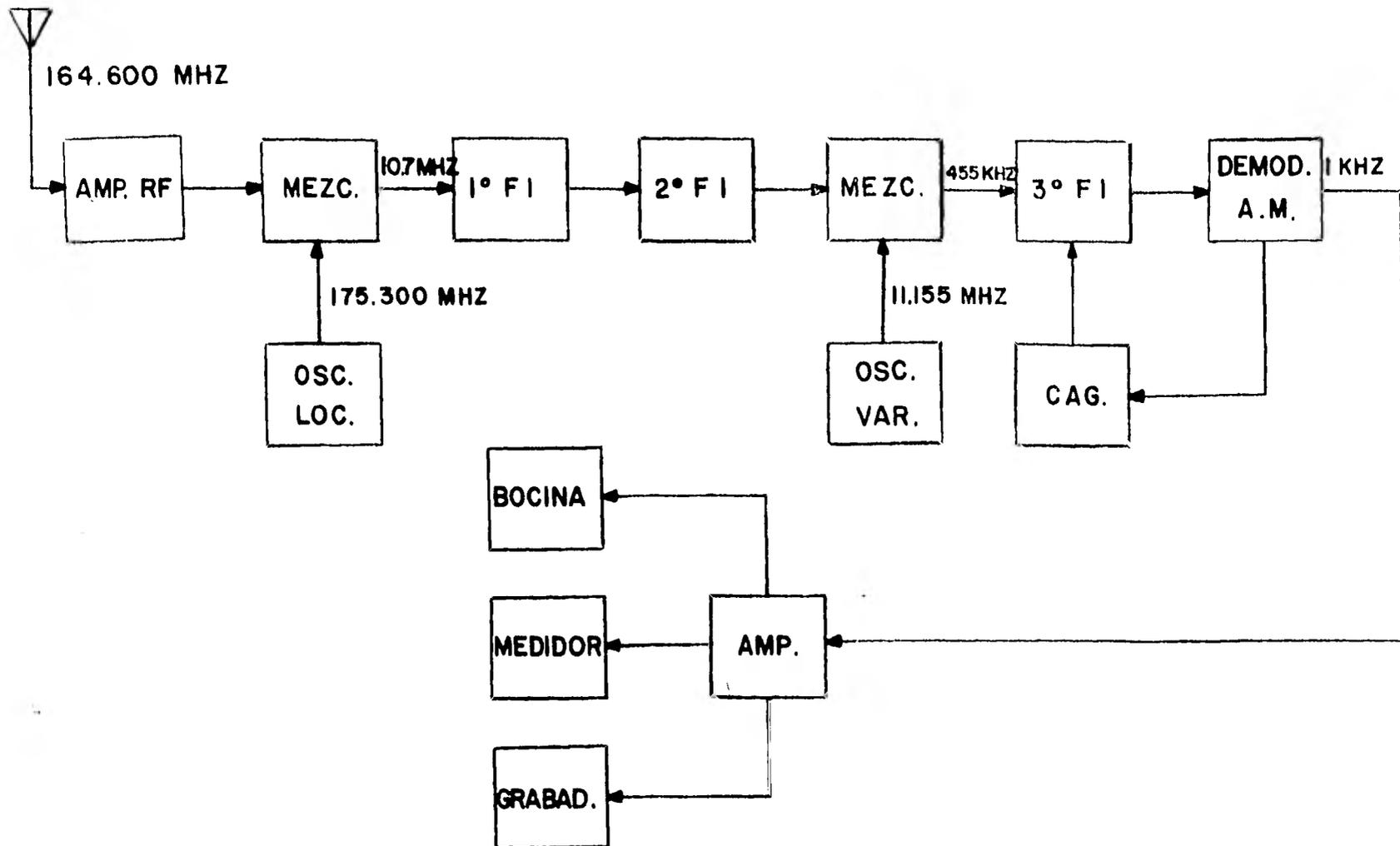


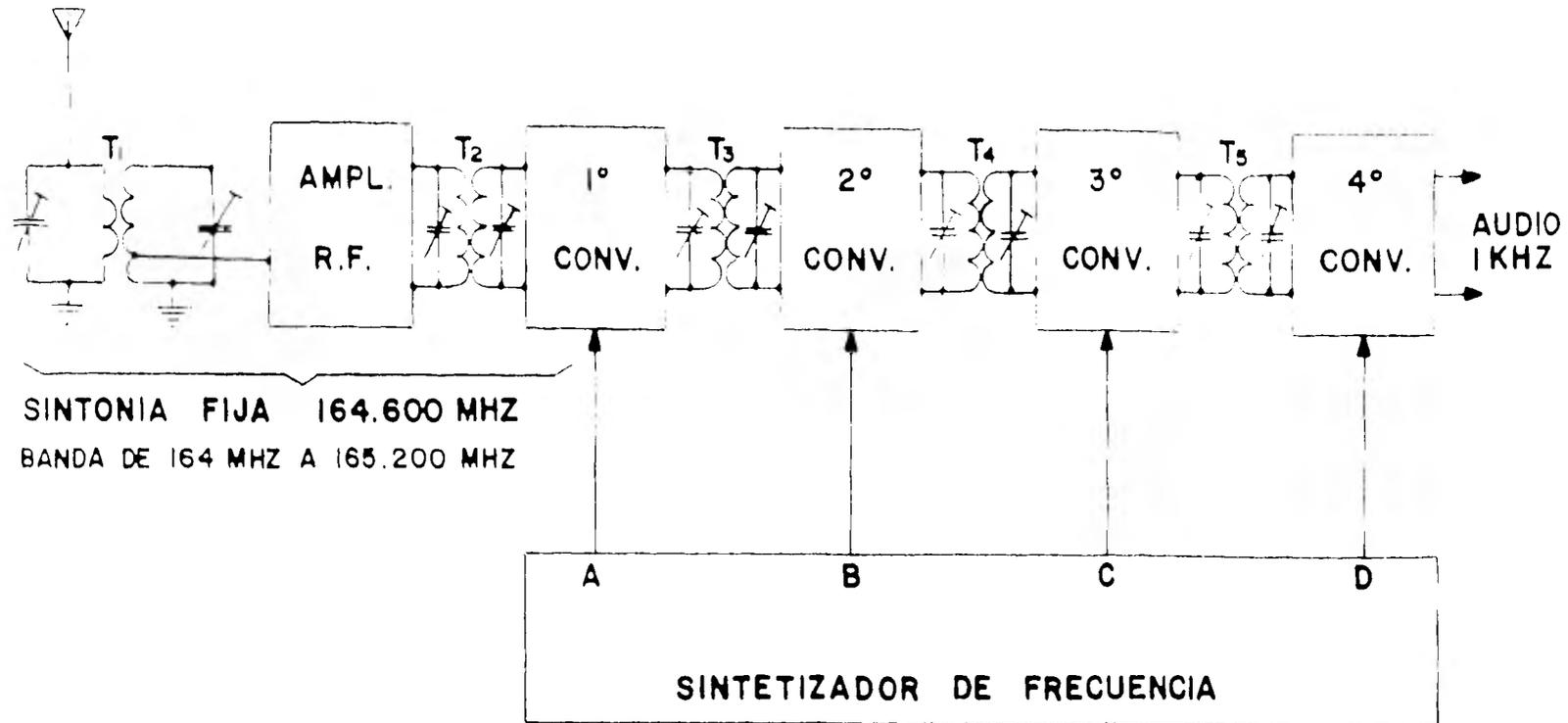
FIG. 3.2.- RECEPTOR HETERODINO DE CONVERSION MULTIPLE.

La figura 3.3 muestra el diagrama del receptor a que nos hemos referido en el párrafo anterior.

De una forma general explicaremos el funcionamiento del control automático de ganancia. Por medio de la malla rectificadora de media onda y debido a la presencia de señales fuertes se aplica una componente de C.C. negativa en la compuerta de Q_5 con lo que se cierra el canal, disminuyendo la ganancia de esta etapa. Por el contrario, cuando la señal es débil, la tensión negativa aplicada tiende a cero, con lo cual se abre el canal permitiendo una máxima ganancia para Q_5 .

Para nuestro propósito, si nos es posible contar con dos de estos receptores, podemos tomar la señal directamente de la etapa de salida de audio para controlar un servomotor.

Otra opción sería como la mostrada en la figura 3.4. Como podemos observar, la señal de radiofrecuencia es preseleccionada por un sintonizador fijo a una frecuencia centrada en 164.600 MHz. que es precisamente la mitad del ancho de banda especificado de 164.000 a 165.200 MHz. cubriendo 48 canales. Todo este ancho de banda es amplificado en una primera etapa y se mezcla con la señal "A" procedente del sintetizador para obtener una de R.F. igual



A.- 71.3 MHZ A 72.5 MHZ
EN PASOS DE 25 KHZ
(48 CANALES)

B.- 82 MHZ
C.- 10.25 MHZ
D.- 450 ± 3KHZ

T₃.- TRANSFORMADOR DE R.F. 92.7 MHZ
T₄.- TRANSFORMADOR DE F.I. 10.7 MHZ
T₅.- TRANSFORMADOR DE F.I. 455 KHZ

Fig.3.4.- RECEPTOR HETERODINO DE CONVERSION MULTIPLE.

a 92.7 MHz.; esta última, al mezclarse con una de 82 MHz ("B"), produce entre otras, una de 10.7 MHz que es relativamente más fácil de manejar por ser un valor usado comúnmente y por ello se usan componentes comerciales; pero aún esta señal no es audible, por lo que se debe bajar primero a 455 KHz (el cual es también un valor comercial), y por último mezclar nuevamente para obtener una señal audible de 1 KHz. Las dos últimas etapas de conversión de 10.7 MHz a 455 KHz y de 455 KHz a 1 KHz pueden suprimirse con un diseño cuidadoso y en su lugar emplear un demodulador de A.M. del tipo de diodo y capacitor.

Como se observa, en esta proposición se utiliza un sintetizador. El circuito se describe como sigue:

En la figura 3.5 se encuentran delineadas dos mallas con amarre de fase o mejor conocidas por "Phase Locked Loop" (P.L.L.), una de las cuales opera con frecuencia de amarre de 1 MHz y la otra con 25 KHz.

La malla P.L.L. 1 cuenta con un oscilador controlado por alto voltaje (O.C.V.) de 82 MHz. La salida de este O.C.V. tiene tres trayectorias, a saber: una que se envía al P.L.L. 2 y cuyo objetivo se verá mas adelante; una segunda que se aplica a un divisor de frecuencia que divide la entrada entre 8 para obtener una frecuencia de 10.25 MHz y que es la señal "C"; de la tercera se toma una parte como salida directa

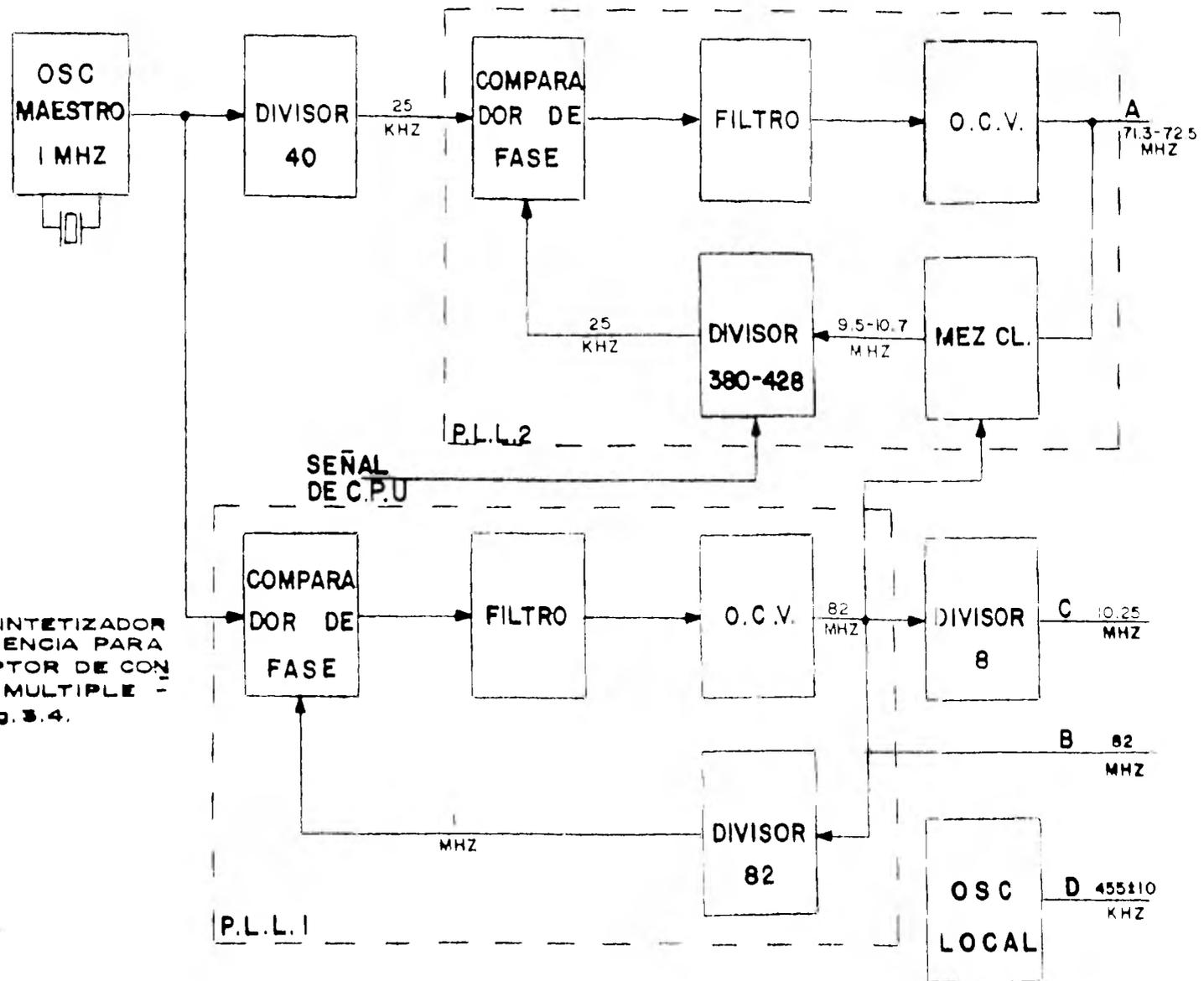


Fig. 3.5 - SINTETIZADOR DE FRECUENCIA PARA EL RECEPTOR DE CONVERSION MULTIPLE - DE LA Fig. 3.4.

de 82 MHz (señal "B") y parte se aplica a un divisor que la divide entre 82 para obtener señal de 1 MHz, la cual se realimenta al comparador de fase. En éste, se compara la señal realimentada con la del oscilador maestro (a cristal) y la señal de error se filtra para finalmente aplicár tensión de C.D. al O.C.V. con la cual se obtiene la máxima estabilidad de la frecuencia de 82 MHz.

La malla P.L.L. 2 funciona de manera similar a la descrita, con la diferencia de que contiene un mezclador y un divisor que es controlado digitalmente desde el exterior. La función del mezclador es obtener, a partir de los dos O.C.V., una señal de frecuencia relativamente baja que es manejada por el divisor para obtener a la salida de este PLL una variación de la frecuencia en 48 pasos separados a 25 KHz entre sí.

Por último, existe un oscilador de resonancia LC de 455 KHz el cual se puede variar en ± 10 KHz con el objeto de lograr un ajuste fino. Por ejemplo, si la estabilidad del transmisor es de 10 P.P.M. y su frecuencia de operación de 164 MHz, la desviación será de 1.64 KHz que se cubre perfectamente con esta última sección.

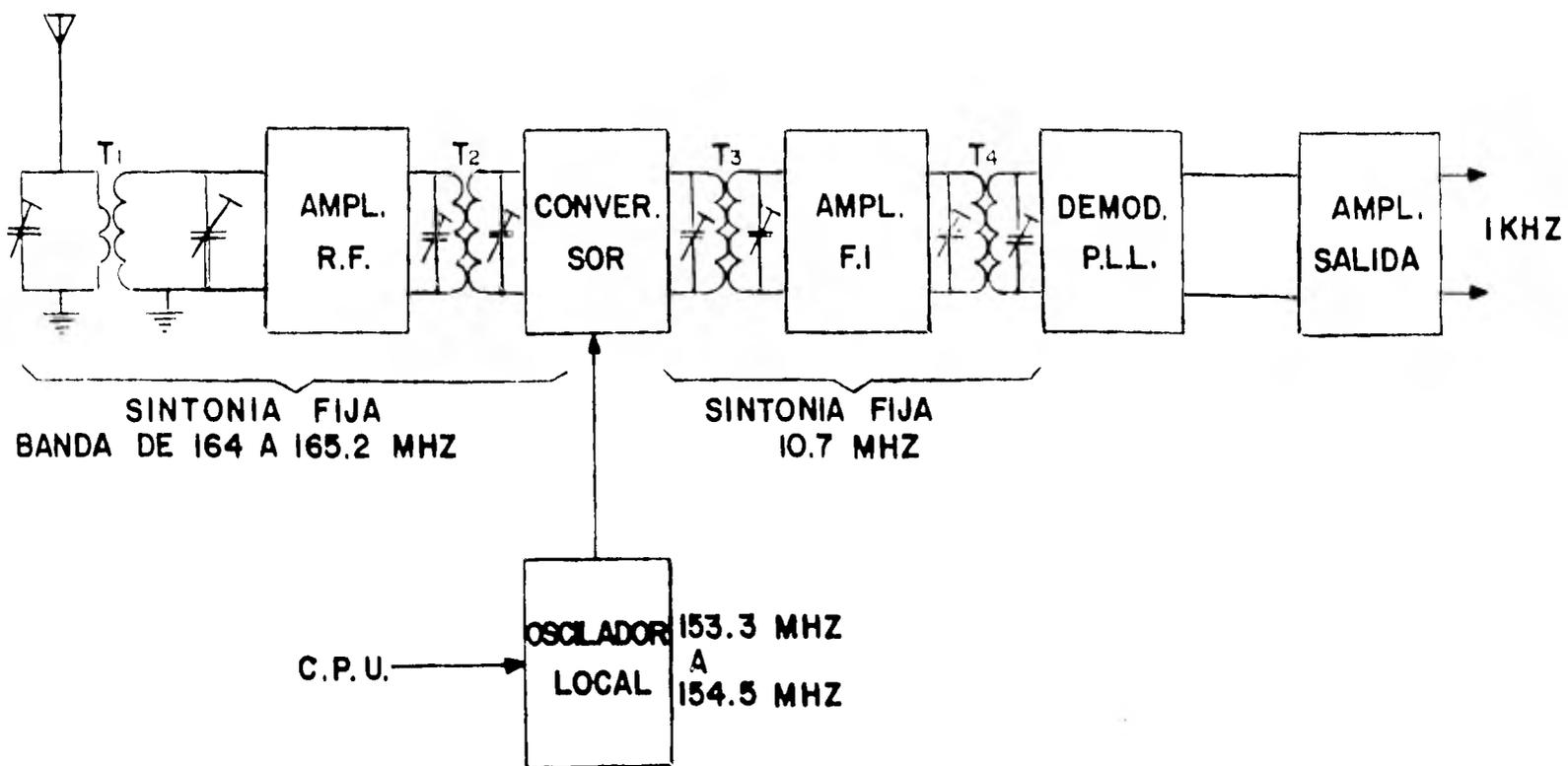


Fig. 3.6.- RECEPTOR HETERODINO CON DEMODULACION POR P.L.L.

El tercer receptor propuesto es el que se muestra en la figura 3.6. En este caso se usa un solo paso de conversión, controlando el oscilador local a varactores por medio de señales provenientes del C.P.U., con el cual se baja la frecuencia a 10.7 MHz, se filtra y se aplica a un circuito P.L.L. que actúa como demodulador de A.M. A la salida del P.L.L. se obtiene un tren de pulsos (señal moduladora) cuya frecuencia es 1 KHz. Como se mencionó anteriormente, dicha señal puede ser regirada en tres formas, o bien, ya que se utilizan dos receptores en cada estación, puede enviarse a los circuitos sumador y restador del servosistema.

Finalmente, debido a la imposibilidad de que los osciladores locales de los dos receptores con que cuenta cada estación operen exactamente a la misma frecuencia, es conveniente usar un solo oscilador local para ambos.

III.3 OSCILADOR LOCAL DE SINTONIA DIGITAL

Como puede observarse en la figura 3.6, el oscilador local del receptor debe variar su frecuencia de oscilación en el rango de 153.3 MHz a 154.5 MHz de acuerdo con una señal de mando externa. El diseño del dispositivo capaz de realizar esta función se plantea en las siguientes líneas.

Un oscilador de resonancia LC convencional tiene una frecuencia de oscilación que depende de los valores de su capacidad y su inductancia, por lo que si se varía uno cualquiera de ellos, varía la frecuencia de oscilación del circuito. En sintonizadores comunes se varía la capacitancia o la inductancia por medio de una perilla. Nuestro propósito es realizar la misma función por medios electrónicos, para lo cual contamos con los llamados "varactores". Estos dispositivos son diodos que tienen como característica que varían su capacitancia interna de acuerdo con la tensión de polarización que les sea aplicada.

La configuración del oscilador puede ser del tipo Colpitts, por ejemplo, y el diodo varactor debe ser combinado con un arreglo de capacitores de tal manera que la capacitancia resultante al operar con el inductor genere la frecuencia deseada.

Una vez planteados los requisitos del circuito oscilador, el problema a resolver es cómo generar los distintos niveles de tensión necesarios para variar por pasos la capacitancia del varactor.

En realidad, la solución es relativamente sencilla, ya que actualmente es posible encontrar circuitos integrados que se fabrican precisamente para este objetivo y que son utilizados en sintonizadores comerciales de televisión. Estos circuitos contienen 1, 2, 4 y hasta ocho conmutadores, por lo que tienen capacidad para manejar igual número de canales. Cuentan con entrada selectora y salida indicadora de canal, así como salida de tensión de sintonía. Son susceptibles de ser conectados en cascada, de tal forma que dependiendo del número de canales (en nuestro caso 48) y del número de conmutadores del C.I. seleccionado se podrán utilizar tantos Chip's como sean necesarios. El nivel de tensión para la sintonía de cada canal se ajusta en un potenciómetro y se conecta

en un lado de los diferentes conmutadores. Al activar cualquier conmutador, se transfiere a la salida de sintonía este nivel de tensión.

Existen dos formas de selección de canal. Una de ellas es dactilar y utiliza botones de presión como los de una calculadora. La segunda, totalmente electrónica emplea interruptores que pueden estar contenidos en un circuito integrado y los cuales serán seleccionados por medio de un demultiplexor. Las señales proporcionadas al demultiplexor pueden entonces ser generadas desde un procesador mediante un programa, en tal forma que la sintonía de canales resulte secuencial, aunque no hay restricción para el acceso aleatorio.

Finalmente, la salida de tensión de sintonía se interconecta de manera que resulta ser una línea común a todos los bloques. De esta forma, al cerrar un interruptor a la salida se presenta un nivel de tensión que polariza al varactor, variando la capacitancia equivalente del oscilador y en consecuencia se obtiene la frecuencia de operación deseada.

La figura 3 7 muestra el diagrama total del oscilador local con el sintonizador digital. Puede verse

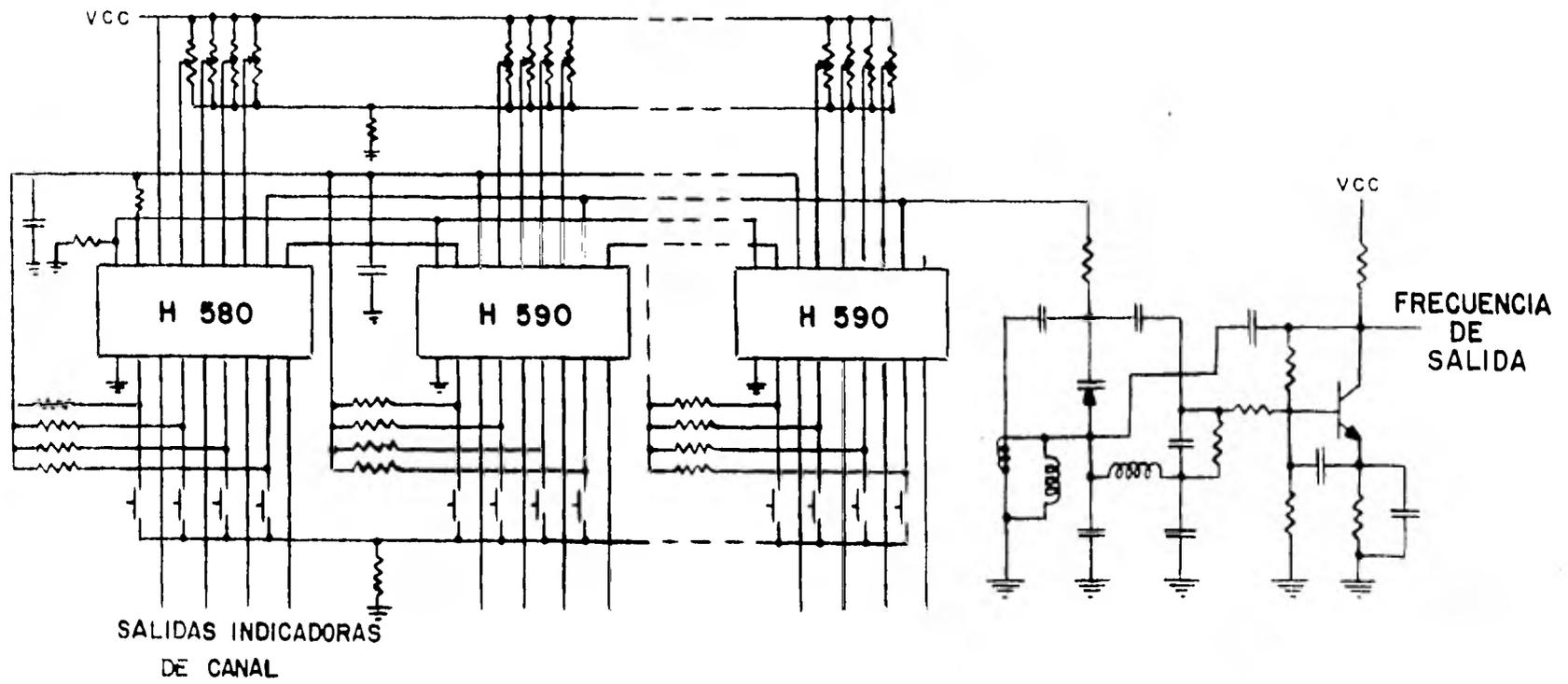


FIG. 3.7.- OSCILADOR LOCAL DE SINTONIA DIGITAL.

que en la figura el modo de selección es dactilar.

Debido a que en la entrada de selección se encuentra conectada la base de un transistor PNP (dentro de CI), el objeto del interruptor es poner momentáneamente a éste en contacto con tierra para activarlo y las altas resistencias conectadas entre Vcc y la entrada son para asegurar que cuando el interruptor está abierto (no ha sido seleccionado), el transistor no conduzca.

También puede observarse que los potenciómetros que componen la memoria de sintonía están por un lado conectados a Vcc mientras que sus extremos opuestos forman un nodo común a partir del cual se conecta una resistencia a tierra. El propósito de esta resistencia es elevar el nivel de cero, ya que a este nivel de tensión el varactor presenta una característica no lineal al voltaje de polarización. Las salidas indicadoras de canal se han dejado abiertas para facilitar el dibujo, pero es conveniente mencionar que hay dos alternativas para la indicación: una utiliza diodos emisores de luz que iluminarían el número dibujado sobre una película transparente y la segunda opción consiste en codificar las salidas utilizando lógica combinacional para presentar el número en una unidad de dos dígitos, siete segmentos.

Por último, al ponerse en operación el sistema, automáticamente el sintonizador se coloca en posición en el canal 1, debido a que el H580 tiene un canal preferencial. Tanto el H580 como el H590 son CI de 18 terminales que contienen 4 conmutadores analógicos.

III.4 SUMADOR Y RESTADOR

Las configuraciones típicas de los circuitos sumador y restador son las mostradas por las figuras 3.8 y 3.9 y las ecuaciones características de tales circuitos son:

a) Sumador

Sea $V_a = A \text{ sen } \omega t$, $V_b = B \text{ sen } (\omega t + \phi)$

entonces $V_{o_1} = (1 + R_4/R_1) (1/(R_2+R_3))(R_3 V_a + R_2 V_b)$

si $R_2 = R_3$

entonces $V_{o_1} = \frac{1}{2} (1 + R_4/R_1) (V_a + V_b)$

Para una ganancia igual a 10:

$$10 = \frac{1}{2} (R_4/R_1) + \frac{1}{2}; \quad 19 = R_4/R_1$$

Si $R_1 = 10 \text{ K}$, $R_4 = 190 \text{ K}$

Además $R_2 = R_4 // R_1 = 9.5 \text{ K}$

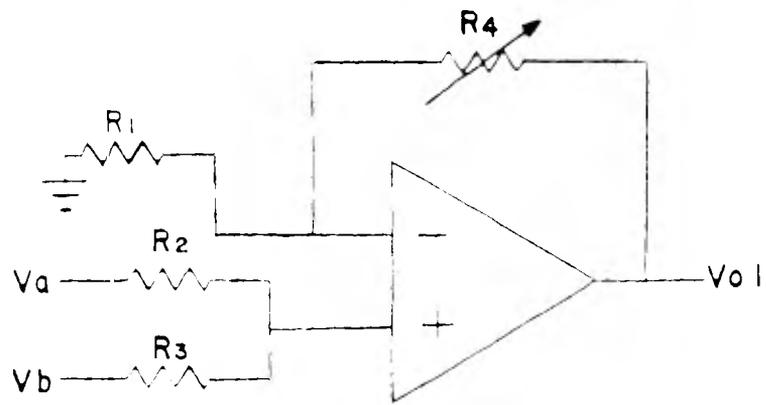


FIG. 3.8 - SUMADOR

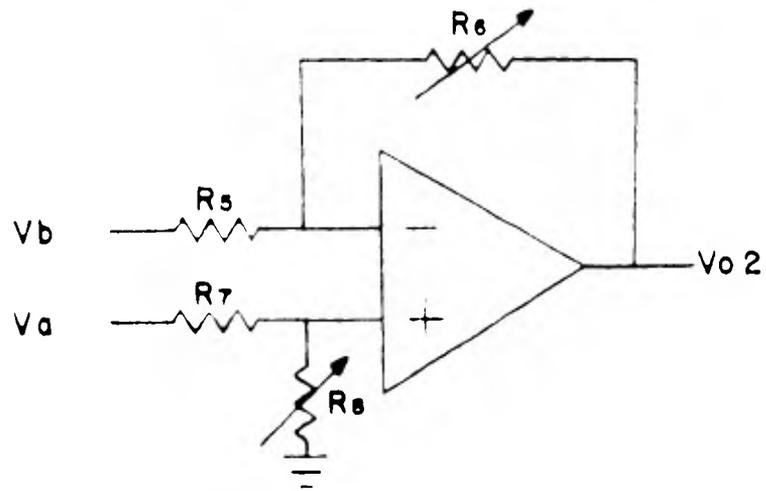


FIG. 3.9 - RESTADOR

b) Restador

$$\text{Haciendo } R_8 = R_6$$

$$R_7 = R_5$$

$$R_5 = 2 R_1$$

$$R_6 = R_1 - R_4$$

tenemos que

$$V_{o_2} = (1 + R_6/R_5) (R_8/(R_7 + R_8)) V_a - V_b R_6/R_5$$

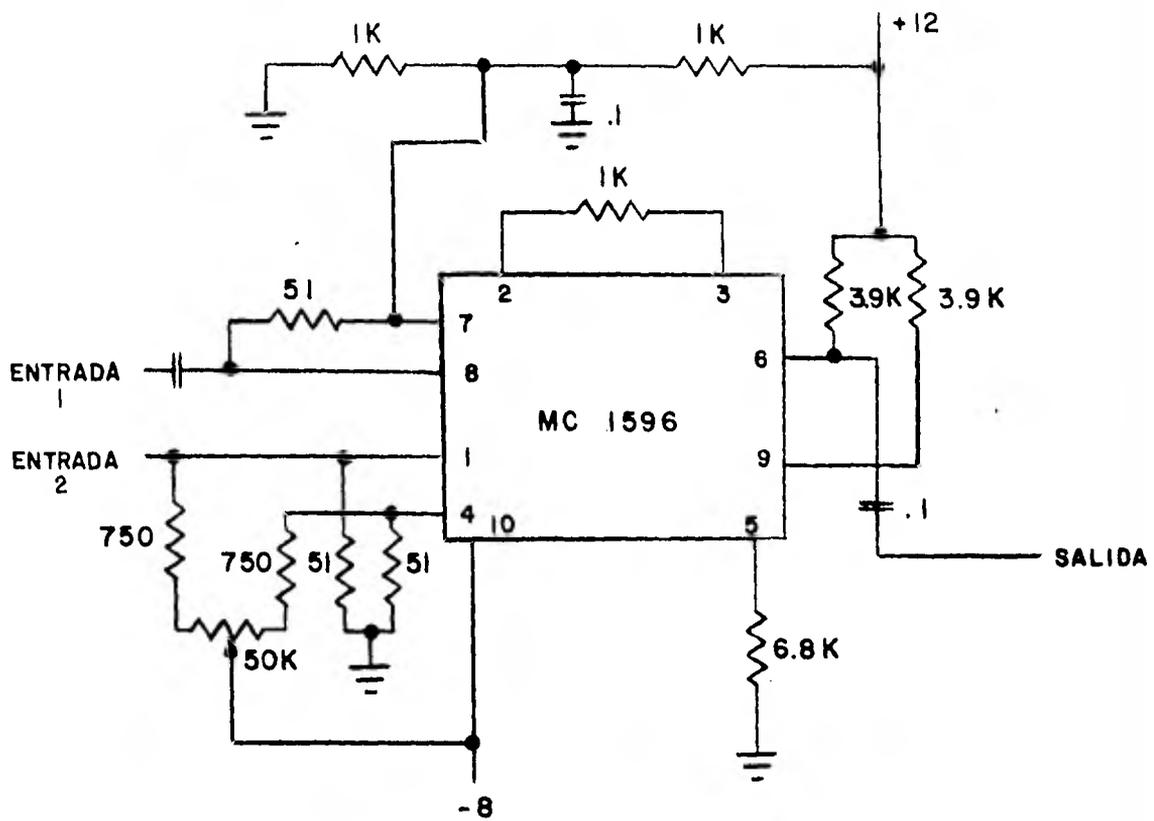
$$V_{o_2} = (V_a - V_b) R_6/R_5$$

finalmente

$$V_{o_2} = \frac{1}{2} (1 - R_4/R_1) (V_a - V_b)$$

III.5 M U L T I P L I C A D O R

El análisis de las señales que se obtienen a la salida de este circuito se hizo anteriormente, por lo que solo resta mencionar que se utilizará para este propósito un CI MC1596 debido a que es un modulador-demodulador diseñado para usarse donde se requiera que el voltaje de salida sea igual al producto de dos señales. El diagrama correspondiente se muestra en la figura 3.10.



NOTAS:

TODOS LOS CAPACITORES SON EN μ F.
 TODAS LAS RESISTENCIAS EN OHMS.
 EXCEPTO SE INDIQUE LO CONTRARIO.

Fig. 3.10.- CIRCUITO MULTIPLICADOR.

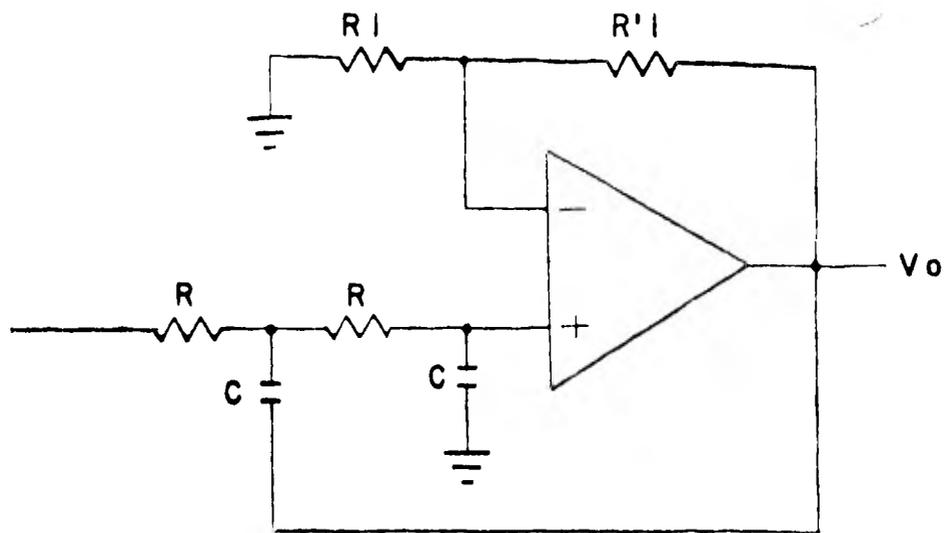


Fig. 3.II.- FILTRO PASABAJAS.

III.6 FILTRO PASABAJAS

Los arreglos de Butterwoth presentan en la salida la respuesta más plana que es posible obtener de un filtro, por lo que se propone uno de este tipo, de segundo orden. El diagrama se muestra en la figura 3.11. De la tabla 3.3 vemos que el polinomio que caracteriza a este circuito es:

$$s^2 - 1.414 s - 1 \quad (3.1)$$

Además, la función de transferencia en forma general es:

$$\frac{A_V(s)}{A_{V0}} = \frac{1}{(s/w_0)^2 + 2k(s/w_0) + 1} \quad (3.2)$$

la cual, en función de los parámetros R, C y A_{V0} queda

$$A_V(s) = \frac{A_{V0} (1/RC)^2}{s^2 + \left(\frac{3-A_{V0}}{RC}\right) s + \left(\frac{1}{RC}\right)^2} \quad (3.3)$$

De las ecuaciones 3.2 y 3.3 tenemos que:

$$\omega_0 = 1/RC \quad \text{y} \quad A_{VO} = 3-2k$$

Considerando un valor para R de 10 kohm resulta

$$f_0 = 1/2 \times 3.1416 \times 10^4 \times C$$

Puesto que la frecuencia de interés es casi igual a cero, la frecuencia de corte del filtro debe ser muy baja, digamos 1 Hz.

Por lo tanto

$$C = 1/(2 \times 3.1416 \times 1 \times 10^4) = 15.9 \times 10^{-6} \text{uf}$$

Por otra parte,

$$A_{VO} = 3 - 1.414 = 1.586$$

Pero también

$$A_{VO} = (R_1 + R'_1) / R_1$$

$$\text{y} \quad R'_1 // R_1 = 2 - 1.414 = 0.586$$

Si asumimos $R_1 = 54 \text{ kohm}$, entonces $R'_1 = 31.6 \text{ kohm}$.

Estos valores se han tomado para balancear las

impedancias vistas por las entradas inversora y no inversora.

Una vez que la señal ha sido filtrada se aplica al amplificador de potencia y de éste finalmente al motor.

Polinomios normalizados de
Butterworth

n	Factores del polinomio	$P_n (s)$
1	(s + 1)	
2	(s ² + 1.414 s+1)	
3	(s + 1)(s ² +s+1)	
4	(s ² + .765s+1) (s ² + 1.848s+1)	
5	(s + 1) (s ² + .618s+1) (s ² + 1.618s+1)	

Tabla 3.4

III.7 AMPLIFICADOR DE POTENCIA

La señal de interés, que ha sido previamente filtrada y ya libre de ruido, requiere ser amplificada a fin de mover el motor que guía a las antenas. Para ello, se propone el amplificador que se muestra en la figura 3.12, el cual, como puede verse, se compone de cuatro etapas.

La primera de ellas es un arreglo diferencial formado por T1 y T2. La entrada de T1 es propiamente la entrada a todo el amplificador, en tanto que la entrada de T2 es alimentada por una parte de la señal de salida. Las resistencias R1, R2, R7 y R8 se usan para dar a T1 y T2 la misma impedancia de entrada. La red formada por T3, D1, R5 y R6 funciona como una fuente de corriente para la primera etapa diferencial. La tensión de salida diferencial de este primer paso se aplica a una segunda etapa diferencial compuesta por T4 y T5. Del circuito colector de T5 se toma la salida para excitar a T6 y T7, los cuales están polarizados en clase AB mediante el diodo D2.

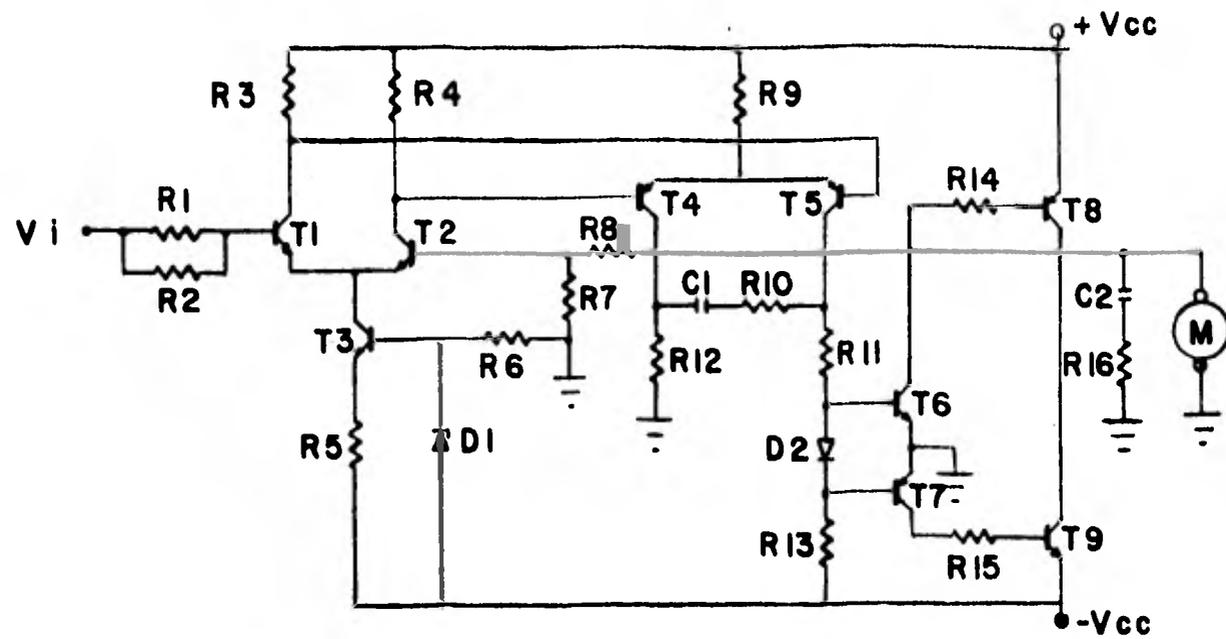


Fig. 3.12.- AMPLIFICADOR DE POTENCIA.

Los transistores T6 y T7 se encuentran conectados en forma complementaria y se acoplan directamente a los transistores de salida T8 y T9 que también están en montaje complementario.

Finalmente, la ganancia total del amplificador está determinada por la resistencia de realimentación R8 y por R7 y su valor es: $G_v = (R_7 + R_8)/R_7$

La señal de salida se toma de los colectores de T8 y T9 y se aplica al motor.

III.8 SISTEMA AUTOMATICO DE POSICION

Sea un servomecanismo como el de la figura 3.13. El objeto de este sistema es controlar la posición de las antenas de acuerdo con la posición del transmisor.

El funcionamiento de este sistema consiste en: un par de antenas aunadas a otros dispositivos de selección, actúan como elemento de medición de error(e). Esta señal de error se introduce a un amplificador de ganancia constante K_1 . La tensión de salida de este amplificador es aplicada al circuito de armadura del motor de C.C. (el voltaje es fijo en el devanado de campo). Si hay error, el motor desarrolla un par para girar la carga de salida de manera de reducirlo a cero. Para una corriente de campo constante, el par desarrollado por el motor es:

$$T = K_2 \cdot I_a \quad \text{----} \quad (3.4)$$

donde K_2 es el par motriz constante e I_a es la corriente

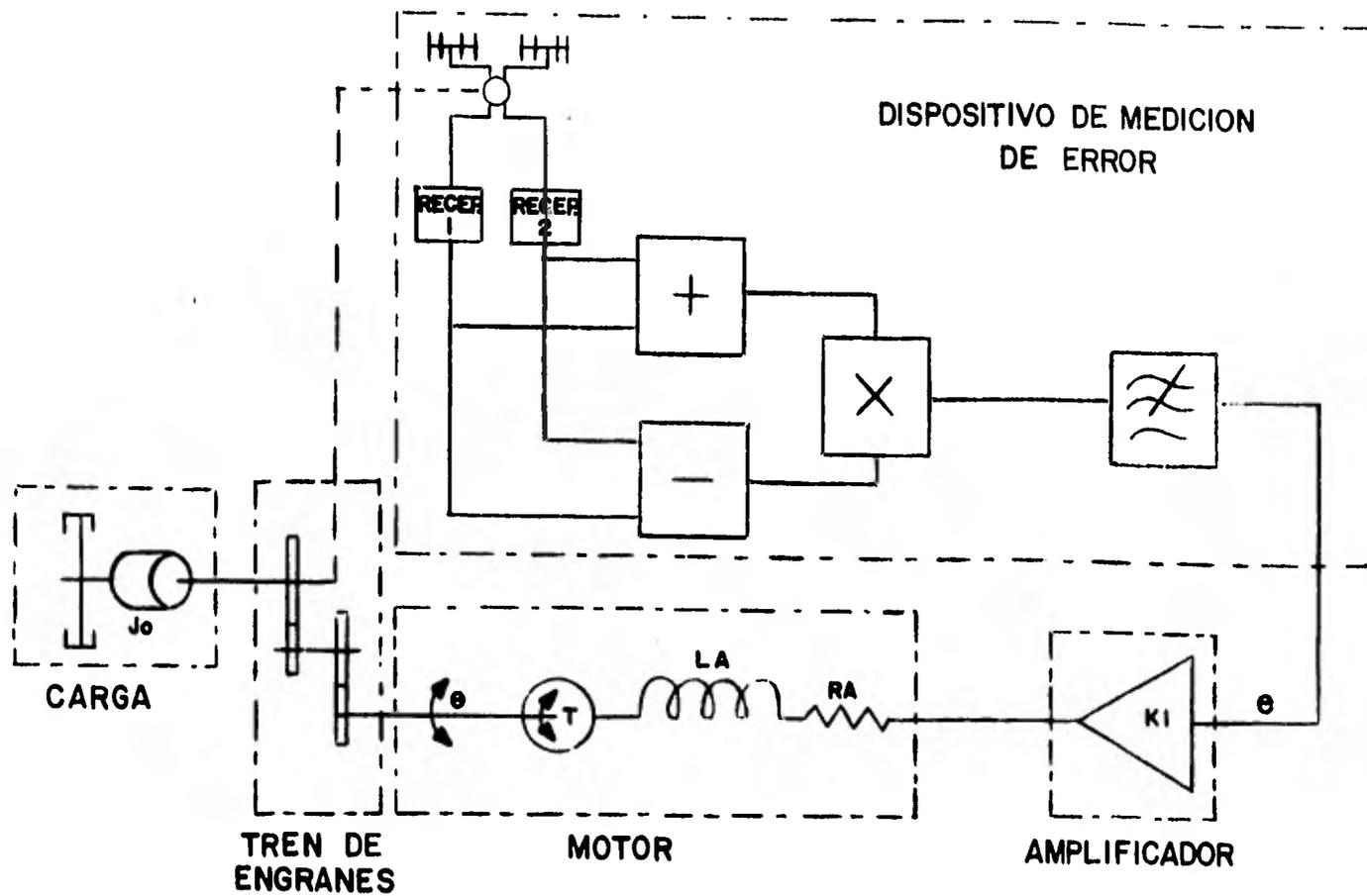


FIG.3.13.- SERVOMECANISMO PARA ORIENTACION DE LAS ANTENAS.

de armadura. Para el circuito de armadura

$$L_a \frac{dI_a}{dt} + R_a \cdot I_a + K_3 \frac{d\theta}{dt} = K_1 \cdot e \quad (3.5)$$

donde K_3 es la constante de fuerza contraelectromotriz del motor, θ es el desplazamiento angular del eje del motor, L_a es la inductancia y R_a la resistencia del devanado de armadura. La ecuación de equilibrio de pares es

$$J_0 \frac{d^2 \theta}{dt^2} + F_0 \frac{d\theta}{dt} = T = K_2 I_a \quad (3.6)$$

donde J_0 es la inercia de la combinación de motor, carga y tren de engranes referido al eje del motor y F_0 es el coeficiente de fricción viscosa de la combinación motor, carga y tren de engranes referido al eje del motor. La función de transferencia entre el desplazamiento del eje del motor y la señal de error es

$$\frac{\theta(S)}{E(S)} = \frac{K_1 \cdot k_2}{S(L_a \cdot S + R_a) (J_0 \cdot S + F_0) + K_2 \cdot K_3 \cdot S} \quad (3.7)$$

Donde $\theta(S) = \mathcal{L} \{ \theta(t) \}$ y $E(S) = \mathcal{L} \{ e(t) \}$. Se supone que la relación de engranes del tren de engranes es tal que el eje de salida rota "N" veces por cada revolución

del eje del motor. Así,

$$C(S) = N \cdot \theta(S) \quad (3.8)$$

Donde $C(S) = \mathcal{L} \{C(t)\}$ y $C(t)$ es el desplazamiento angular del eje de salida.

Por otra parte, como L_a generalmente es pequeña,

$$\frac{C(S)}{E(S)} = \frac{K_1 \cdot K_2 / N}{J_0 \cdot R_a \cdot S^2 + S(F_0 R_a + K_2 K_3)} \quad (3.9)$$

La inercia $J_0 \cdot R_a$ y el coeficiente de fricción viscosa $(F_0 R_a + K_2 K_3)$ están referidos al eje del motor. Cuando se multiplican por $1/N^2$ se expresan en términos del eje de salida; introduzcamos nuevos parámetros como sigue

$$J = J_0 \cdot R_a / N^2 \quad \text{--- Momento de inercia referido al eje de salida.}$$

$$F = (F_0 \cdot R_a + K_2 \cdot K_3) / N^2 \quad \text{-- Coeficiente de fricción viscosa referido al eje del motor.}$$

$$K = K_1 \cdot K_2 / N$$

La función de transferencia en el paso directo de este sistema es

$$G(S) = \frac{K}{JS^2 + FS} \quad (3.10)$$

La función de transferencia de lazo cerrado del sistema es

$$\frac{C(S)}{E(S)} = \frac{K}{JS^2 + FS + K} \quad (3.11)$$

$$= \frac{K/J}{S^2 + FS/J + K/J} \quad (3.12)$$

Por otra parte, la ecuación general de transferencia de lazo cerrado está dada por

$$\frac{C(S)}{E(S)} = \frac{W_n^2}{S^2 + 2\xi W_n S + W_n^2} \quad (3.13)$$

Donde W_n es la frecuencia natural no amortiguada y ξ la relación de amortiguación del sistema.

Identificando términos, tenemos que

$$W_n^2 = K/J$$

$$2\xi W_n = F/J = 2\sigma$$

de donde

$$\zeta = \frac{F}{2 \sqrt{JK}} \quad (3.14)$$

o bien:

$$\zeta = \frac{(F_0 R_a + K_2 K_3)}{2 J_0 R_a K_1 K_2 N} \quad (3.15)$$

σ = atenuación

Ahora bien, existen tres casos distintos de respuesta a un escalón unitario del sistema que tratamos (*), a saber

- 1) caso subamortiguado $0 < \zeta < 1$
- 2) caso de amortiguamiento crítico $\zeta = 1$
- 3) caso sobreamortiguado $\zeta > 1$

La figura 3.14 muestra una gráfica para distintos valores de ζ es decir, se dará un valor a ζ según se desee que tan rápido el sistema llegue a su estado de reposo. Puede observarse que un coeficiente de amortiguamiento con valores comprendidos entre 0.5 y 0.8 resulta más conveniente que cualquier otro fuera de este rango.

* Ref. Katsuhiko Ogata. Ingeniería de Control Moderna.

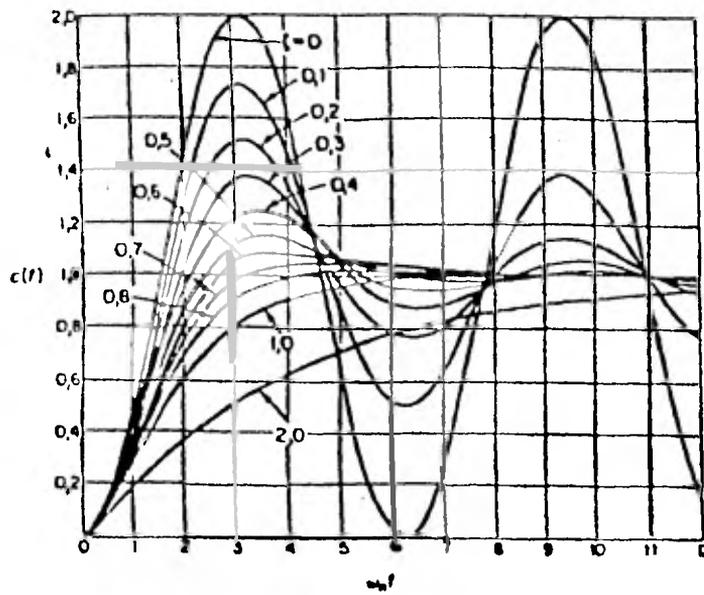


Fig. 3.14.- CURVAS DE RESPUESTA AL ESCALON UNITARIO PARA EL SISTEMA DE LA Fig. 3.13

III.9 C O N M U T A D O R

Al inicio de un ciclo de búsqueda, el motor es activado por medio de una fuente que puede ser una batería. Sin embargo, al captarse la señal sintonizada, es necesario desactivar la fuente para que el motor sea movido por la señal de interés.

Primero definamos las condiciones para las cuales se requiere un cambio en el estado de los interruptores, ya sea para bloquear o dar paso de energía al motor.

La siguiente tabla de verdad ilustra los posibles estados que se pueden presentar durante el funcionamiento del sistema.

	<u>S</u>	<u>C</u>	<u>F</u>	Donde:
	0	0	0	S - señal de audio
*	0	1	0	C - mando de C.P.U.
	1	0	1	F - función de salida
*	1	1	0	0 - búsqueda debida a Vcc 1 - rastreo por señal de audio

* C.P.U. pulsa para cambiar de frecuencia (normalmente en "0" lógico) y ocasiona el switcheo para el uso de la fuente constante de Vcc.

Por otro lado las condiciones para las cuales C.P.U. manda un pulso ("1" lógico) son:

a) Cuando las antenas han dado cinco vueltas sin haber encontrado señal alguna de la frecuencia sintonizada en ese lapso.

b) Una vez almacenada la información tanto de ángulo, tiempo, así como de frecuencia de las tres estaciones, C.P.U. manda un pulso para switchear e iniciar la búsqueda de otro animal.

De la tabla de verdad tenemos

$$F = S\bar{C}$$

cuyo diagrama lógico se incluye en el circuito de conmutación.

El análisis que se describe a continuación, muestra una manera de interrumpir la alimentación al amplificador del motor.

El circuito a utilizar sería como el mostrado en la figura 3.15. Si consideramos la potencia del amplificador de 20W, implica que la corriente que se drena de cada una de las fuentes de alimentación al

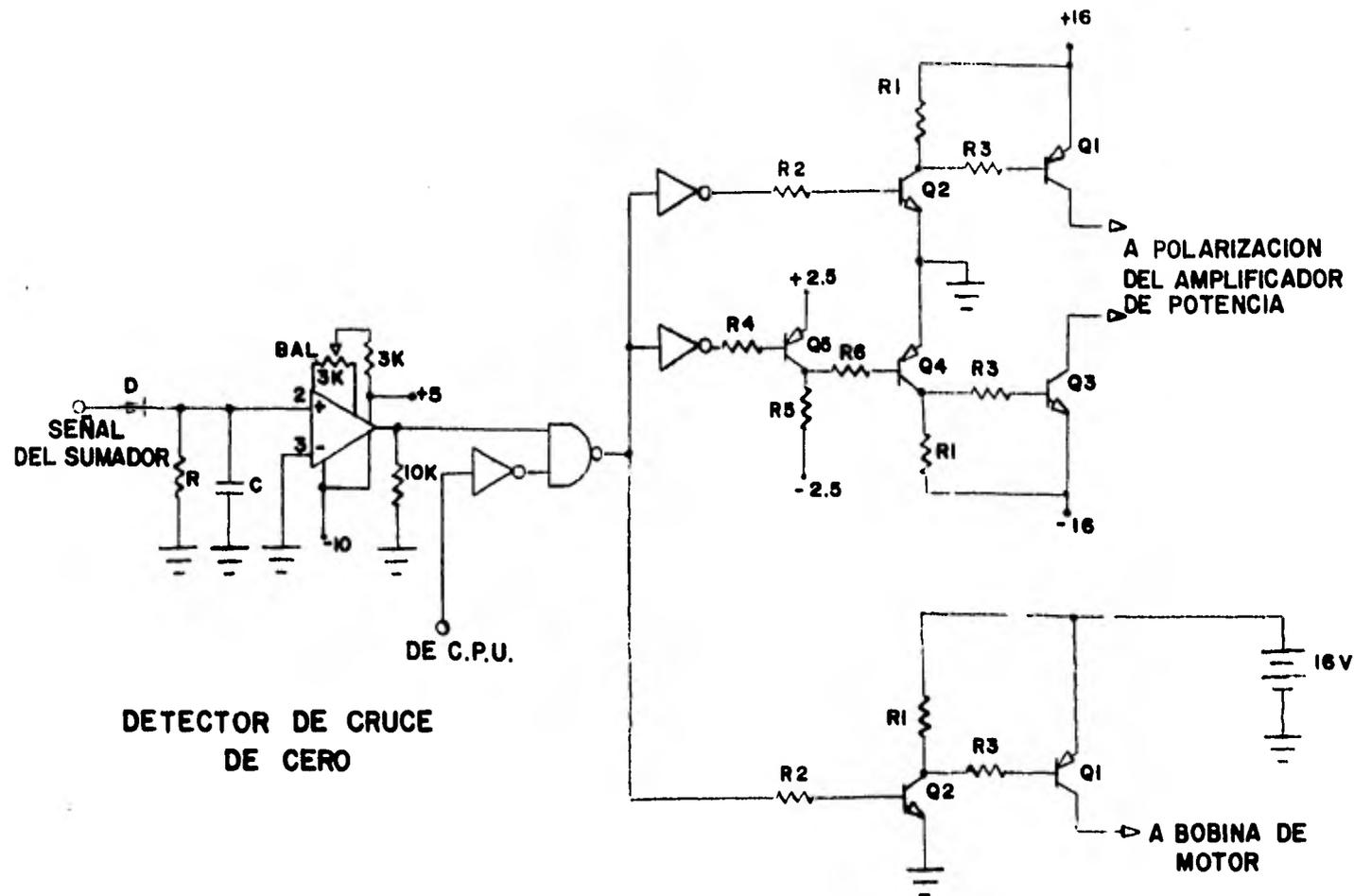


Fig. 3.15.- CIRCUITO DE CONMUTACION.

amplificador sea de aproximadamente dos amperes. Es decir

$$I_{CQ1} = I_{CQ3} = 2 \text{ amp.},$$

donde I_{CQ} = corriente de colector.

Como deseamos que los transistores trabajen lo más cercano a un interruptor, la caída de voltaje colector-emisor debe ser mínima, deben estar saturados. Para ello

$$\sigma = \frac{I_C}{\beta I_B} \quad (3.16)$$

donde

- σ - factor de saturación
- β - ganancia estática del transistor
- I_B - corriente de base

Si hacemos $\sigma = 0.8$ y $\beta = 1000$, para un Darlington tenemos que $I_{BQ1} = 2.5 \text{ mA}$. Esta corriente la debe absorber Q_2 (estando saturado) aunada a la que atraviesa por la resistencia R_1 .

Si $R_1 = 10 \text{ k}$ entonces $I_{R1} = 1.58 \text{ ma}$. además $I_{CQ2} = I_{BQ1} + I_{R1}$, o sea $I_{CQ2} = 4.08 \text{ mA}$.

Para que Q_2 sature, considerando $\beta_{\min} = 50$ la $I_{BQ2} = 102 \text{ uA}$ según la ec.3.16; por otro lado

$$R_2 = \frac{5 - 0.7}{.102} = 42 \text{ k}$$

hagamos $R_2 = 39 \text{ k}$ para obtener un valor comercial con lo que $I_{Q2} = 110 \text{ uA}$, con lo que aseguramos aún más la saturación de $Q1$. R_3 se calcula como sigue:

$$R_3 = \frac{16 - 0.7 - 0.2}{2.5} = 6.04 \text{ k}$$

digamos 5.6 k , esto implica que el factor σ de saturación para $Q1$ es aún menor que el considerado.

Ahora bien, el interruptor de la fuente negativa (-16v), es muy similar, a excepción de los transistores que son los complementarios. Es importante notar que para un funcionamiento correcto de este switch se requiere que la base de $Q4$ sea alimentada con dos voltajes, uno negativo para abrir el circuito al apagarse $Q3$ y uno positivo o cero para el efecto contrario. En nuestro caso utilizamos un transistor ($Q5$) para cambiar la excursión del voltaje aplicado a $Q4$ a un valor desde -2.5 hasta +2.5 volts. Para el funcionamiento de $Q5$ calculemos $R5$ como sigue:

Cuando $Q5$ está apagado la corriente de base I_{BQ4} debe atravesar $R5$ y $R6$ cuyo valor debe ser de

$$R_5 + R_6 = \frac{0 - (-2.5)}{.102} = 24 \text{ k}$$

si $R_5 = R_6 = 10 \text{ k}$ aseguramos la saturación de Q4.

Por otro lado para Q5 saturado $I_{CQ5} = 0.48\text{mA}$
por lo que si $\beta = 50$ y $\sigma = 0.8$ entonces $I_{BQ5} = 12\mu\text{A}$
que absorbe la compuerta cuando se halla a cero volts
("0" lógico) en su salida, debido a esto $R_4 = 100 \text{ k}$.

Una vez concluido el análisis del control de conmutación, es importante aclarar la manera de acoplar la señal procedente del sumador con la lógica de esta etapa. Para ello se usa un detector de cruce de cero, es decir, es necesario detectar cuando existe una señal para accionar el circuito de conmutación.

CAPITULO .IV

REGISTRO Y MANEJO DE DATOS

En el capítulo anterior examinamos los elementos que puede considerarse básicos para que el sistema realice la función deseada. Hemos querido tratar por separado todo aquello que concierne al dispositivo medidor de ángulo y al algoritmo de triangulación, debido a que son estos elementos los que finalmente nos interesan, puesto que si el equipo ubica la dirección en que se encuentra el animal rastreado, la información de ángulo medido estará registrada precisamente en los medidores de ángulo.

Por otra parte, es necesario tener la certeza de que la información no contiene errores antes de procesarla, por lo que plantearemos en forma general un método que nos permita detectar datos falsos.

IV.1 MEDICION DEL ANGULO

Puesto que para ubicar la dirección de llegada de una señal es necesario contar con una referencia, las antenas estarán orientadas hacia el norte y esta dirección se toma como cero grados.

Para la medición del ángulo se proponen dos formas, ambas utilizan un disco ranurado que se montará en el eje que gira las antenas. La primera hace uso de un disco con 360 ranuras, las cuales son detectadas por un elemento fotosensible, con lo que se genera un tren de pulsos que es registrado en un contador. Cuando las antenas han girado 360° otra ranura practicada en un radio menor sobre el mismo disco y con su respectiva fotocelda, envía un pulso para borrar el contador e iniciar nuevamente el conteo. Una característica importante de este dispositivo es que debe ser capaz de contar ascendente y descendentemente de acuerdo con un control externo, para lo cual los cambios de

polaridad de la señal de salida del filtro servirán para activar un detector de cruce de cero; la salida de éste se aplica a la entrada de control del contador, para que cuando se presente un nivel alto (1 lógico) cuente en un sentido y con un nivel bajo cuente en sentido inverso.

La segunda opción utiliza un disco codificado en lugar del disco ranurado y el contador. La figura 4.1 muestra un disco ranurado con código binario. Consta de nueve pistas con las que es posible cubrir un rango de 512 posiciones, suficientes para nuestras necesidades de 360. La información se obtiene mediante nueve dispositivos fotosensibles colocados en línea y se envía como un número binario en paralelo a la memoria, de donde será posteriormente extraído para ser procesado.

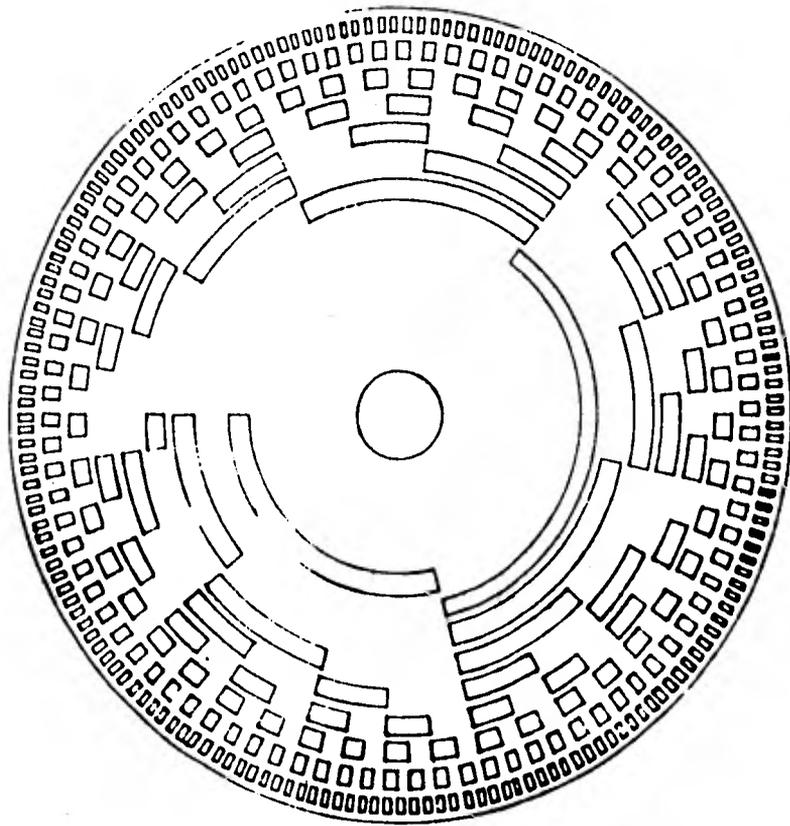


Fig.4.1 .-DISPOSITIVO PARA LA MEDICION DEL ANGULO .

IV, 2 TRANSMISION DE DATOS

Consideremos que el sistema de antenas se encuentre alejado del receptor, o sea que mientras las antenas pueden estar ubicadas en cualquier parte del terreno, el receptor necesariamente deberá instalarse dentro de alguna construcción o caseta. Entonces la distancia entre antenas y receptor puede no ser despreciable. En estas condiciones se hace necesario un tratamiento o procesamiento de la información, a fin de prevenir la captación de datos erróneos que pueden ocurrir debido a la falla de componentes y la desviación de señales producida por el ruido agregado.

La frecuencia con que ocurren los errores del primer tipo puede reducirse empleando circuitos redundantes. Los errores aleatorios debidos al ruido se presentan más a menudo en algunas partes de un sistema digital que en otras, y existe la tendencia a que se produzcan en mayor grado cuando se efectúa una

transmisión de información. Cuanto más prolongada y vulnerable al ruido sea la transmisión y la trayectoria de la misma, tanto mayor es la probabilidad de error.

Si fuera posible determinar que los datos recibidos por una línea son falsos, se podría efectuar una retransmisión, reduciendo así la posibilidad de que un error pase sin ser detectado.

El método más simple para conseguir lo anterior se conoce como "verificación de paridad".

Supongamos por ejemplo, que los datos se deben almacenar en una cinta magnética y cada uno de ellos se compone de caracteres de nueve bits. Entonces se añade un décimo bit a cada carácter de tal manera que el número de bits "1" sea siempre par. Se dice que el número se ha codificado con paridad par. Al realizar la lectura de la cinta, se verifica la paridad, para comprobar que efectivamente el número de bits "1" de cada carácter sigue siendo par.

Supongamos ahora cuatro caracteres codificados como sigue:

A : 00000

B : 11100

C : 00111

D : 11011

Se observa que cada uno difiere de los otros en por lo menos tres de cinco bits y por ello se dice que la distancia mínima (M) del código es tres.

Si el caracter D se transmite tal y como se indica, pero se recibe como 11000, aunque los dos últimos bits están equivocados el caracter 11000 no se confundirá con ninguno de los caracteres A, B, C.

Uno de los códigos de distancia mínima tres fué el que diseñó R.W. Hamming. De acuerdo con él, las posiciones de los bits se numeran en secuencia de izquierda a derecha. Las potencias enumeradas como una potencia de dos, se reservan para los bits de verificación de paridad, los restantes son de información. El agrupamiento para este código de siete bits es el siguiente:

$P_1 P_2 X_3 P_4 X_5 X_6 X_7$

1 2 3 4 5 6 7

en donde P_1 , P_2 y P_4 indican cuales son los bits de paridad. Los bits X_3 , X_5 , X_6 y X_7 son los caracteres de la información que debe transmitirse. A partir de éstos, los de paridad se determinan como sigue:

P_1 se selecciona de modo que se establezca la paridad par sobre los bits 1, 3, 5 y 7

P_2 de modo que se establezca la paridad par sobre los bits 2, 3, 6 y 7

P_4 de modo de establecer paridad par sobre los bits 3, 5, 6 y 7.

Por otra parte, analizando la tabla de verdad de la compuerta OR EXCLUSIVA llegaremos a la conclusión de que éste es el elemento básico para la verificación de paridad.

Si suponemos que el máximo error posible en un caracter es de un solo bit, es factible localizarlo e incluso corregirlo sin retransmisión alguna. La forma de lograrlo es comprobando la paridad en las mismas tres combinaciones de bits para las cuales se estableció la paridad en el extremo de transmisión como sigue:

$$C_1 = P_1 \quad X_3 \quad X_5 \quad X_7$$

$$C_2 = P_2 \quad X_3 \quad X_6 \quad X_7$$

$$C_3 = P_4 \quad X_5 \quad X_6 \quad X_7$$

Si $C_1 = 1$ entonces existe un error en uno de los cuatro bits 1, 3, 5 ó 7. Lo mismo sucede en el caso de C_2 y C_3 .

Como vemos, este código de Hamming es aplicable a caracteres de cuatro bits, sin embargo es posible expandirlo como se indica a continuación.

En nuestro caso la información se compone de nueve bits, por lo que es necesario formar tres grupos de cuatro bits y transmitir uno cada vez. El tercer grupo llevará solo un bit de información y los tres restantes se completan con unos o ceros dependiendo de la lógica utilizada.

Un sistema capaz de lograr lo anterior puede ser como el mostrado en la figura 4.2, el cual utiliza tres circuitos de tres estados (tristate) para manipular y ordenar la información de cada uno de los grupos. Un circuito de control sincroniza la secuencia de transmisión de los caracteres, es decir, primero habilita al circuito A e indica al multiplexor que tome la información presente en la línea así como los datos del generador de paridad. Después de la transmisión se

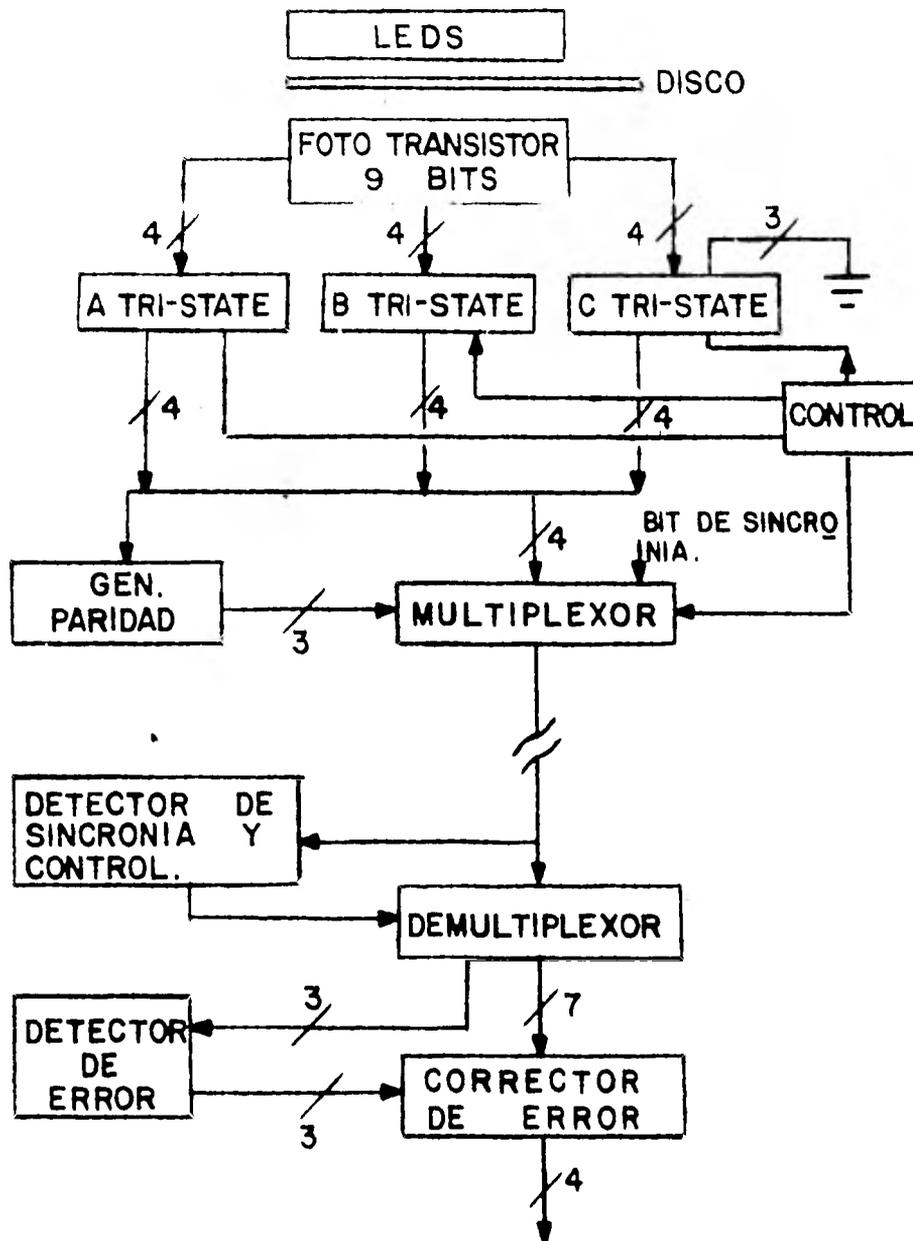


FIG. 4.2.- DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA TRANSMISOR DE DATOS.

habilita el circuito B y el multiplexor transmite la nueva información. Lo mismo sucede con el circuito C. Además, dependiendo de la longitud de la línea, deberá tomarse en cuenta la atenuación y la inducción de ruido en la misma, por lo que tal vez sea necesario añadir una etapa de amplificación.

En el otro extremo de la línea, un demultiplexor capta la señal transmitida, la introduce al detector de error y a un corrector de error para finalmente almacenarla en una memoria que será habilitada por el propio CPU (según resulte verdadera o falsa la información presente en las tres unidades de rastreo).

IV.3 ALGORITMO DE TRIANGULACION

Para ubicar la posición del transmisor necesitamos de tres referencias que son los ángulos medidos por las tres estaciones receptoras. Sobra decir que éstas deberán estar no alineadas entre sí, como se muestra en la figura 4.3.

Puede apreciarse que excepcionalmente las rectas que definen las direcciones convergerán en un solo punto. Sin embargo, en el caso general existirá un error debido al cual se formará el triángulo de vértices A, B, C. Para reducir la zona de incertidumbre consideraremos que el animal se encuentra en el centro de gravedad del triángulo. La determinación de éste se consigue al hacer pasar líneas rectas por los puntos medios de los lados y por el vértice opuesto a cada uno de ellos.

Es posible demostrar que dichas rectas coinciden en un punto único, por lo que basta determinar

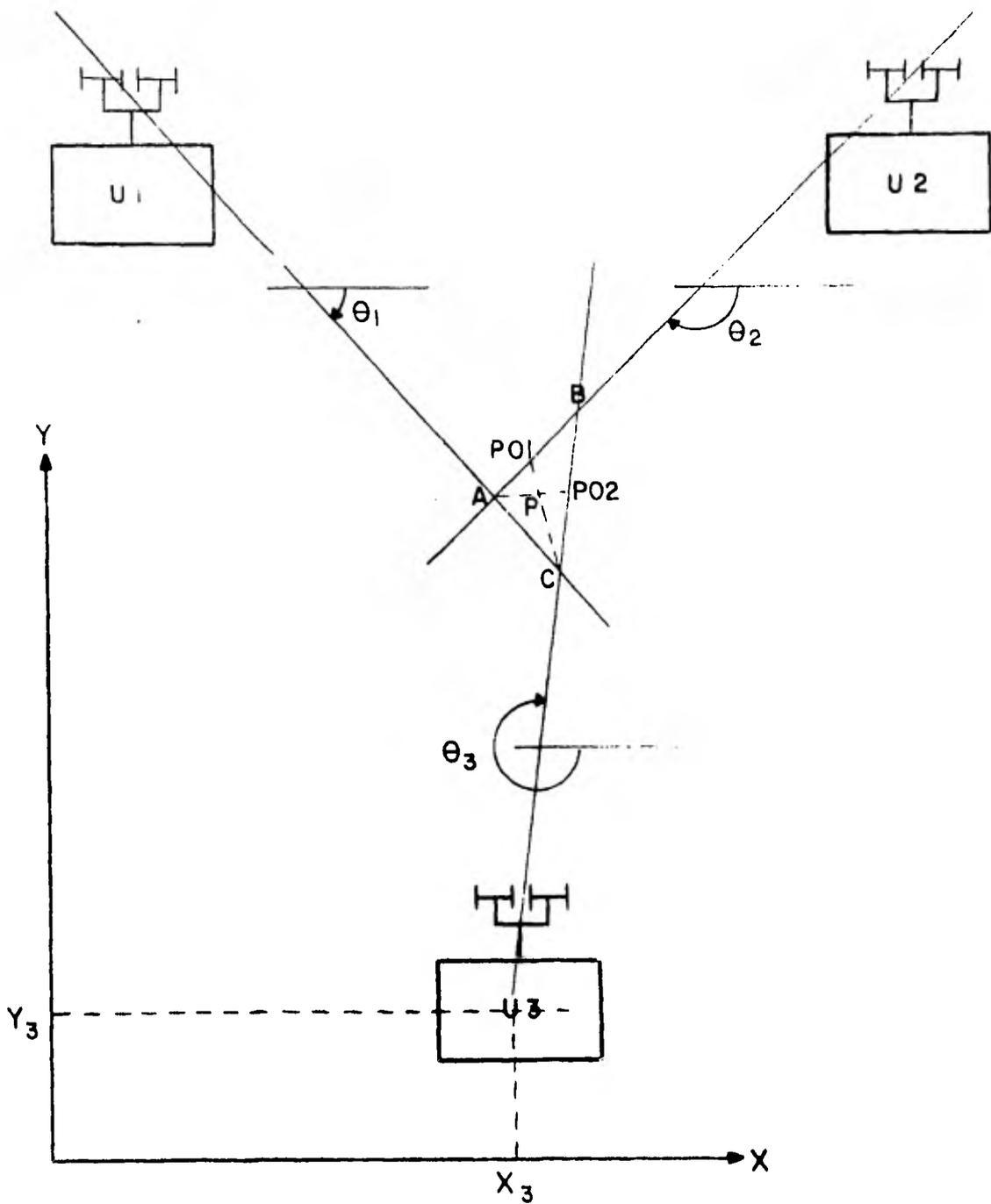


Fig. 4.3.- UBICACION DE LAS UNIDADES DE RASTREO Y GEOMETRIA PARA LA DEDUCCION DEL ALGORITMO DE TRIANGULACION.

el cruce de dos de ellas para localizar el sitio de interés P.

A continuación se propone un algoritmo que puede ser procesado mediante programa de computadora, para realizar la triangulación.

Dado un sistema cartesiano, las coordenadas de cada unidad de rastreo son:

$$U_1 (X_1, Y_1), \quad U_2(X_2, Y_2), \quad U_3(X_3, Y_3)$$

Los ángulos $\theta_1, \theta_2, \theta_3$, son proporcionados por U_1, U_2 y U_3 respectivamente; entonces de la ecuación general de la recta:

$$Y - Y_0 = m (X - X_0) = X \tan\theta - X_0 \tan\theta$$

tenemos:

$$YU_1 = X \tan\theta_1 - X_1 \tan\theta_1 + Y_1$$

$$YU_2 = X \tan\theta_2 - X_2 \tan \theta_2 + Y_2$$

$$YU_3 = X \tan\theta_3 - X_3 \tan\theta_3 + Y_3$$

Haciendo

$$BU_1 = Y_1 - X_1 \tan\theta_1$$

$$BU_2 = Y_2 - X_2 \tan\theta_2$$

$$BU_3 = Y_3 - X_3 \tan\theta_3$$

las ecuaciones de las rectas son

$$YU_1 = X \tan\theta_1 + BU_1 \quad (4.1)$$

$$YU_2 = X \tan\theta_2 + BU_2 \quad (4.2)$$

$$YU_3 = X \tan\theta_3 + BU_3 \quad (4.3)$$

Resolviendo simultáneamente (4.1) y (4.2), las coordenadas de los vértices son:

$$XVA = \frac{BU_2 - BU_1}{\tan\theta_1 - \tan\theta_2} \quad (4.4)$$

sustituyendo (4.4) en (4.1)

$$YVA = XVA \tan\theta_1 + BU_1$$

Resolviendo (4.2) y (4.3)

$$XVB = \frac{BU_3 - BU_2}{\tan\theta_2 - \tan\theta_3} \quad (4.5)$$

Sustituyendo (4.5) en (4.2)

$$YVB = XVB \tan\theta_2 + BU_2$$

Resolviendo (4.3) y (4.1)

$$XVC = \frac{BU_1 - BU_3}{\tan\theta_3 - \tan\theta_1} \quad (4.6)$$

Sustituyendo (4.6) en (4.3)

$$YVC = XVC \tan\theta_3 + BU_3$$

Si $XVA = XVB$ significa que los tres vértices son el mismo punto y por lo tanto el animal está en P (XVA, YVA). En caso de no ser así, entonces es necesario encontrar el centro de gravedad, para lo cual primero debemos obtener las coordenadas de los puntos medios de los lados, siendo éstas:

$$XPO_1 = XVA + \frac{XVB - XVA}{2}$$

$$YPO_1 = YVA + \frac{YVB - YVA}{2}$$

$$XPO_2 = XVB + \frac{XVC - XVB}{2}$$

$$YPO_2 = YVB + \frac{YVC - YVB}{2}$$

La pendiente de la recta que cruza por el punto PO_1 y vértice C es:

$$PEN_1 = \frac{YVC - YPO_1}{XVC - XPO_1}$$

De la misma forma, para la recta que pasa por PO_2 y vértice A

$$PEN_2 = \frac{YVA - YPO_2}{XVA - XPO_2}$$

Recordando la forma de la ecuación general de la recta resulta para las rectas R_1 y R_2 :

$$YR_1 = PEN_1 X + YVC - PEN_1 XVC$$

$$YR_2 = PEN_2 X + YVA - PEN_2 XVA$$

Haciendo

$$C_1 = YVC - PEN_1 \quad XVC$$

$$C_2 = YVA - PEN_2 \quad XVA$$

resulta

$$YR_1 = PEN_1 \quad X+C_1 \quad (3.16)$$

$$YR_2 = PEN_2 \quad X+C_2 \quad (3.17)$$

Resolviendo simultáneamente (3.16) y (3.17)

$$XP = \frac{C_2 - C_1}{PEN_1 - PEN_2} \quad (3.18)^*$$

Sustituyendo (3.18) en (3.16) obtenemos

$$YP = PEN_1 \quad XP - C_1$$

Finalmente, el animal se encuentra en el punto de coordenadas

$$P (XP, YP).$$

Si se registran los puntos obtenidos en la triangulación y se grafican en el tiempo, se obtendrá la trayectoria seguida por el animal.

Resumiendo, dados los datos:

$$X_1, Y_1, X_2, Y_2, X_3, Y_3, \theta_1, \theta_2, \theta_3$$

Calcular las pendientes:

$$m_1 = \tan \theta_1$$

$$m_2 = \tan \theta_2$$

$$m_3 = \tan \theta_3$$

Calcular las ordenadas al origen:

$$B_1 = Y_1 - m_1 X_1$$

$$B_2 = Y_2 - m_2 X_2$$

$$B_3 = Y_3 - m_3 X_3$$

Calcular las coordenadas de los vértices A,B,C:

$$XVA = \frac{B_2 - B_1}{m_1 - m_2}$$

$$YVA = m_1 XVA + B_1$$

$$XVB = \frac{B_3 - B_2}{m_2 - m_3}$$

$$YVB = m_2 XVB + B_2$$

$$XVC = \frac{B_1 - B_3}{m_3 - m_1}$$

$$YVC = m_3 XVC + B_3$$

Si $XVA = XVB$ entonces imprimir XVA, YVA .

Si $XVA \neq XVB$ entonces calcular las coordenadas de los puntos medios de los lados:

$$XPO_1 = XVA + \frac{XVB - XVA}{2}$$

$$YPO_1 = YVA + \frac{YVB - YVA}{2}$$

$$XPO_2 = XVB + \frac{XVC - XVB}{2}$$

$$YPO_2 = YVB + \frac{YVC - YVB}{2}$$

Calcular las pendientes m_4 , m_5

$$m_4 = \frac{YVC - YPO_1}{XVC - XPO_1}$$

$$m_5 = \frac{YVA - YPO_2}{XVA - XPO_2}$$

Calcular las ordenadas al origen

$$B_4 = YVC - m_4 XVC$$

$$B_5 = YVA - m_5 XVA$$

Calcular las coordenadas del punto P:

$$XP = \frac{B_5 - B_4}{m_4 - m_5}$$

$$YP = m_4 XP + B_4$$

Imprimir XP, YP.

En la fig. 4.4 se ilustra un ejemplo, mediante el cual se obtiene el punto P de coordenadas (230.9, 38.806). Se ha supuesto que el espécimen rastreado se encuentra en el sitio de coordenadas (240,40) y que el error en la medición de la dirección en cada una de las estaciones es menor o igual a dos grados.

Dados los datos: $X_1 = 0$, $Y_1 = 0$, $X_2 = 200$, $Y_2 = 200$,

$X_3 = 0$, $Y_3 = 300$

$\theta_1 = 11$ $\theta_2 = 282$, $\theta_3 = 311$

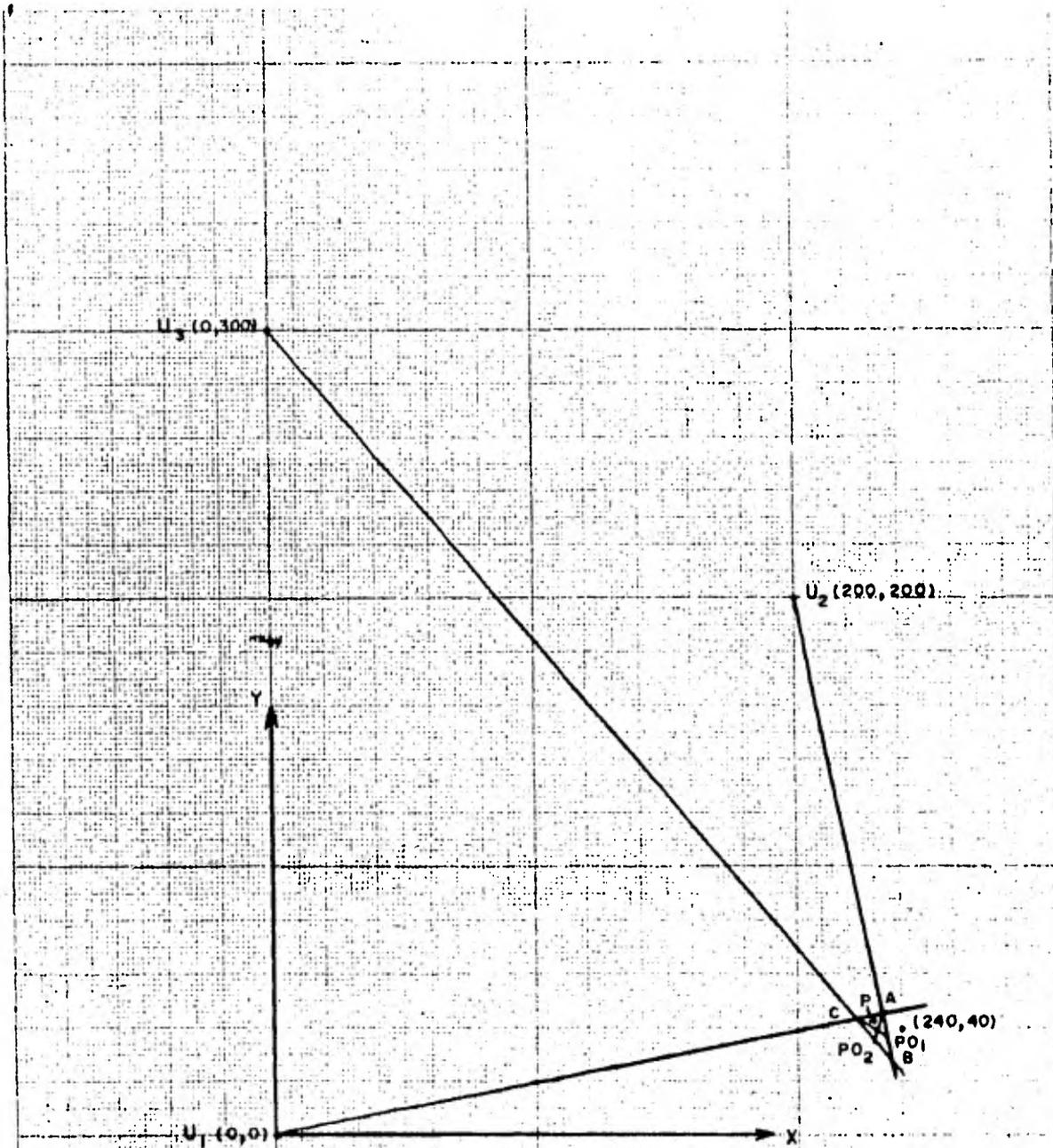


Fig. 4.4.- EJEMPLO DE LA LOCALIZACION DE UN PUNTO DE COORDENADAS (240,40) HACIENDO USO DEL ALGORITMO DE TRIANGULACION. SE HA CONSIDERADO UN ERROR DE DOS GRADOS EN LA MEDICION DE LA DIRECCION EN CADA UNA DE LAS ESTACIONES.

Determinar el lugar de interés P.

$$m_1 = 0.194$$

$$m_2 = -4.704$$

$$m_3 = -1.150$$

$$B_1 = 0$$

$$B_2 = 1140.8$$

$$B_3 = 300$$

$$XVA = 232.911$$

$$YVA = 45.184$$

$$XVB = 236.578$$

$$YVB = 27.934$$

$$XVC = 223.214$$

$$YVC = 43.303$$

$XVA \neq XVB$, entonces calcular los puntos medios de los lados:

$$XPO_1 = 234.744$$

$$YPO_1 = 36.559$$

$$XPO_2 = 229.896$$

$$YPO_2 = 35.618$$

$$m_4 = -0.585$$

$$m_5 = 3.172$$

$$B_4 = 173.883$$

$$B_5 = -693.609$$

$$XP = 230.900$$

$$YP = 38.806$$

Imprimir 230.900, 38.806

El error que existe entre el sitio calculado y el real, si las dimensiones están dadas en kilómetros es de 9.210 Km, el cual es hasta cierto punto tolerable si tomamos en cuenta que el espécimen rastreado se encuentra a 353.836 Km. de la estación más alejada y que el área cubierta por las tres estaciones hasta el lugar de interés es de 50,000 Km².

C A P Í T U L O V

VARIANTES DEL SISTEMA

Como quedó establecido en capítulos anteriores, en cada ciclo de rastreo es necesario que cada estación indique al procesador central si aquel ha sido satisfactorio o no, por lo que debe existir una comunicación constante entre ambos.

Es un requisito indispensable que las tres estaciones operen simultáneamente sobre la misma frecuencia; para lograrlo existen tres opciones, a saber:

a) Que en cada una de las estaciones se encuentre una persona controlando el proceso y cambiando manualmente la sintonía de los receptores en tiempos preestablecidos. Podrá contar con un reloj digital

convencional, los cuales tienen una exactitud aceptable, y registrar en una lista los datos de tiempo, frecuencia y ángulo medido. Al término estimado de vida de los transmisores, se reúnen las tres listas obtenidas y se procesan. La ventaja de este método es puramente económica, ya que no es necesario ningún equipo adicional.

Las desventajas son: velocidad de proceso, ya que un hombre tiene velocidad limitada para checar la hora, cambiar sintonía y escribir datos; menos eficiencia, la cual estará en función de la habilidad del operador, ya que si por un descuido se le pasa la hora (que es del orden de minutos) del cambio de frecuencia, ese transmisor no podrá ser rastreado en el período fijado, y aunque las otras dos sí tengan el dato, no podrá realizarse la triangulación y la trayectoria obtenida no estará completa.

b) Que en cada estación exista un procesador programado y en sincronía con los otros dos. El hecho de que estén en sincronía es para asegurar que trabajan sobre la misma frecuencia en el mismo instante. Cada estación contará con una unidad de memoria para registrar

Los datos de interés mencionados antes. La ventaja de esta opción es la mayor velocidad y eficiencia del sistema. Tiene como desventaja el mayor costo del equipo aunque puede no ser un incremento severo.

c) Que exista un procesador central único controlando a las tres estaciones. La forma de enlazar las tres estaciones puede ser eléctrica o electromagnéticamente. En la primera, aparte de necesitarse la modulación de señales digitales (señal del contador de vueltas y del medidor del ángulo) requiere de un transmisor y tender líneas del orden de kilómetros, así como de una etapa de potencia y tal vez de amplificadores intermedios, dependiendo de las pérdidas en las líneas.

El enlace electromagnético parece ser el más adecuado y los requisitos son: un receptor y un transmisor adicionales en cada estación y en el procesador central. Por razones de economía, el procesador puede instalarse dentro de alguna de las estaciones, aunque igualmente requerirá de antenas adicionales para el enlace punto a punto con las estaciones restantes.

La información enviada desde el CPU debe ser de inicio de búsqueda, frecuencia de operación y orden de

registro de datos. A su vez, cada estación debe enviar la señal de interrupción del ciclo (en el caso de que no se capte la señal de interés). Es necesario que el procesador lleve un control de tiempo á fin de que si dentro de un período establecido (digamos una y media veces del tiempo que tarda el contador de vueltas en llegar a su límite) no hay señal de interrupción se considere que el ciclo de rastreo ha tenido éxito y por lo tanto se pueden registrar los datos presentes en los medidores de ángulo. Resulta evidente que todas las señales deberán ser moduladas y demoduladas en el transmisor y receptor respectivamente.

Para la sintonía del canal en cada estación, el procesador debe generar el número de canal codificado en binario (que también modulará a la señal portadora). Después de ser demodulado se aplica a un demultiplexor, cuyas salidas activarán los conmutadores selectores de canal descritos en el capítulo III. En este caso, dichos conmutadores no serán de presión, sino interruptores analógicos contenidos en un circuito integrado.

Las ventajas y desventajas de esta opción son fácilmente perceptibles: mayor velocidad y eficiencia

que en las dos anteriores; mucho mayor costo y complejidad del equipo. No obstante, nos parece la más adecuada, ya que permite un rastreo completamente automático, o sea, no requiere del elemento humano durante la operación.

V.1 AREA DE RASTREO

Hasta ahora hemos hablado del sistema y su principio de operación sin mencionar cuales es el alcance en kilómetros del mismo. De ello nos ocuparemos en este apartado.

El sistema opera apoyado en tres estaciones L.E.E.M. con las cuales se domina una superficie de terreno, cuyas dimensiones dependen tanto de la potencia del transmisor y la sensibilidad del receptor, como de los efectos de atenuación de la señal producidos por los obstáculos naturales de la región donde se trabaja.

En el capítulo III planteamos ciertos requisitos que deseamos para el receptor. Uno de éstos es que la sensibilidad debe ser de -145 dbm^1 , lo cual equivale a una potencia de $3.162277 \times 10^{-18} \text{ w}$. Si consideramos que el área útil o de captación de la antena es de 0.1 m^2

1) $1 \text{ dbm} = 10 \log \frac{P_o}{1\text{mW}}$

resulta entonces que la densidad de potencia en el punto de recepción es de $31.62277 \times 10^{-18} \text{ w/m}^2$.

Para una fuente que radía en todas direcciones como es el caso de nuestro transmisor, la densidad de potencia en un punto distante y en el espacio libre está dada por la expresión

$$Q = P_t / 4 \pi r^2 \quad \text{w/m}^2 \quad (5.1)$$

donde

- Q = densidad de potencia w/m^2
- P_t = potencia transmitida, w
- r = distancia entre los puntos de transmisión y recepción, m.

También quedó establecido que la potencia radiada por el transmisor debe ser de un miliwatt. Si despejamos a r de la Ec (5.1) y sustituimos los valores de potencia y densidad de potencia tenemos que la distancia máxima entre estaciones de 1,580 Km. aproximadamente. Sin embargo, los obstáculos naturales pueden reducir drásticamente esta distancia.

Si consideramos que los efectos de la atenuación son tales que el área de trabajo resulta muy pequeña (por lo tanto, el rendimiento del sistema será bajo), entonces habrá que remediar tal dificultad instalando más estaciones localizadoras.

C O N C L U S I O N E S

El sistema propuesto servirá como auxiliar en el estudio y control de las especies animales, labores que son motivo de preocupación para los organismos que velan por la conservación de los recursos naturales del país. Con este sistema es posible conocer el lugar en que se encuentra algún espécimen animal en una hora determinada y por lo tanto, conocer los sitios frecuentados por ellos así como las rutas que siguen en sus migraciones.

Todos los sistemas de radio localización se basan en dos principios fundamentales: medición de la distancia por medio del tiempo de retardo y medición de la dirección de llegada de una onda de radio mediante la localización de planos de fase constante.

El sistema de radiolocalización por triangulación

(SRLT) se apoya en el segundo principio y para lograr ubicar un punto sobre una superficie hace uso de tres estaciones de rastreo no alineadas entre sí.

Podemos decir que el sistema por triangulación opera en forma inversa a como lo hace el radar. En tanto que éste radía una señal mediante una antena que gira 360° y a la vez recibe el eco de esa señal, en el SRLT una fuente isotrópica emite una señal y las antenas receptoras giran 360°. La ventaja del sistema propuesto sobre el radar para la presente aplicación consiste en que en cada ciclo de rastreo se tiene bien identificado al espécimen rastreado.

La posibilidad de utilizar sintonía digital controlada por programa confiere al SRLT un alto grado de autonomía que evita en gran medida la intervención del elemento humano. Igualmente, en el caso de utilizarse un procesador único, se eliminan las dificultades de sincronización o de muy altas estabilidades obtenidas solo con relojes atómicos.

La exactitud de la trayectoria obtenida depende en gran parte del patrón de radiación o diagrama polar de

las antenas receptoras, por lo que cuanto más estrecho el haz de las mismas, tanto menor el error.

Por las razones mencionadas, podemos concluir que el sistema propuesto cumple con los objetivos planteados al principio del presente trabajo.

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

- BRANDER, Robert H., Phd., (Assistant Professor, Wildlife Management, University of Massachusetts), Radio-Location Telemetry, Amherst, Massachusetts.
- BROWN, J. (Imperial College, London), and E.V.D.Glazier (Royal Radar Establishment, Malvern) Telecommunications.
- HILL, Frederick J., y Gerald R. Peterson, Teoría de Comunicación y Diseño Lógico.
- KENNEDY, George, Electronic Communication Systems, International Student Edition.
- LANCASTER, Don., Active-Filter Cookbook, Howard W.Sams & Co., Inc.
- MILLMAN, Ph. D. (Professor of Electrical Engineering, Columbia University), Integrated Electronics.
- MILLMAN y Taub, Circuitos de pulsos, digitales y de conmutación, Mac Graw-Hill.
- OGATA, Katsuhiko, Ingeniería de Control Moderna, Editorial Prentice/Hall International.
- ROBERT H., Jr., Phd. (Associate Professor, Wildlife Management Department of Forestry and Wildlife, Virginia Polytechnic Institute) Instrumentation Blacksburg, Virginia.
- VIVAS MORTE, F. y otro autores, Electrónica y Automática Industriales I, Marcombo Boixarcou Editores.