



A.F. 132321

**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL  
FACULTAD DE INGENIERÍA EN ELECTRICIDAD Y  
COMPUTACIÓN**

**“Desarrollo de un Sistema de Guerra Electrónica Pasiva para las  
Corbetas Misileras clase ‘Esmeraldas’ de la Armada del Ecuador”**

**TESIS DE GRADO**

**Previa a la obtención del Título de:**

**INGENIERO EN ELECTRICIDAD**

**Ylich Gonzalo Balladares Arreaga  
Especialización Electrónica**

**Carlos Xavier Robalino Hidalgo  
Especialización Industrial**

**INGENIERO EN COMPUTACION**

**Efrén Leopoldo Mite Vargas**

**GUAYAQUIL – ECUADOR**

**AÑO  
2002**

## **AGRADECIMIENTO**

A todas las personas que colaboraron directa e indirectamente para la realización de éste Trabajo, y en especial a la Dirección de Investigación y Desarrollo Naval y a la Dirección de Electrónica, Comunicaciones y Armamento de la Armada del Ecuador por todo el apoyo que nos han brindado.

## DEDICATORIA

A GONZALO ISAAC Y A MI PADRE QUIENES JUNTO A JESÚS HAN SIDO LA LUZ DE ESPERANZA EN LOS MOMENTOS DE TINIEBLAS.

A MI FAMILIA POR SU APOYO INCONDICIONAL EN TODO MOMENTO.

A MI PEDACITO DE CIELO, QUE CON SU AMOR CELESTIAL HA SIDO PILAR FUNDAMENTAL EN MI VIDA.

*Ylich Balladares A.*

A MI ESPOSA SYLVIA, A MI HIJO CARLOS DANIEL Y A MI DULCE HIJITA LAURA VICTORIA .

*Carlos Robalino H.*

A MI MADRE, A MI ESPOSA Y A MI PRECIOSO HIJO DONNOVAN

*Efrén Mite V.*

## TRIBUNAL DE GRADUACION



ING. CARLOS MONSALVE  
SUB-DECANO DE LA FIEC  
PRESIDENTE



ING. DENNYS CORTÉZ A.  
DIRECTOR DE TESIS



DR. FREDDY VILLO  
VOCAL



ING. JUAN CARLOS AVILES  
VOCAL

## DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad del contenido de esta Tesis de Grado, nos corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL"



Ylich Balladares Arreaga



Efrén Mite Vargas



Carlos Robalino Hidalgo

## RESUMEN

Un sistema de Guerra Electrónica Pasiva es un equipo que sirve para identificar y analizar las señales electromagnéticas provenientes de los diferentes radares y entregar la *firma electrónica* de los mismos. La firma electrónica comprende: frecuencia, ancho de pulso (PW), intervalo de repetición de pulso (PRI), potencia y dirección de la señal. A este sistema se lo conoce también como ESM ó medidas de apoyo electrónico.

El presente documento presenta una alternativa para modernizar el sistema de guerra electrónica pasiva GAMMA-ED ELT/116 que se encuentra instalado en las Corbetas Misileras clase "Esmeraldas" de la Armada Ecuatoriana, el mismo que con el pasar de los años ha perdido su efectividad y por lo tanto necesitaba ser modernizado.

La base de la modernización es mantener la parte de RF y diseñar un bloque de pre-procesamiento compuesto por circuitos con elementos de alta velocidad de operación a fin de que posteriormente se consiga la firma electrónica de una señal de radar en formato digital, y ser ingresada a un computador para que posteriormente por medio de un software apropiado sea presentada visualmente en monitor.

## INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN .....	VI
INDICE GENERAL.....	VII
ABREVIATURAS.....	XII
SIMBOLOGIA.....	XIII
INDICE DE FIGURAS.....	XIV
INDICE DE GRAFICOS.....	XVIII
INDICE DE TABLAS.....	XIX
INTRODUCCION.....	1
<b>I. EL RADAR Y LA GUERRA ELECTRONICA.....</b>	<b>2</b>
1.1. PRINCIPIO DE OPERACIÓN.....	2
1.2. PARAMETROS DEL RADAR.....	3
1.2.1. Frecuencia (RF).....	3
1.2.2. Intervalo de Repetición de Pulso (PRI).....	4
1.2.3. Ancho de Pulso (PW).....	5
1.2.4. Potencia.....	6
1.2.5. Periodo de Rebusca.....	8
1.3. LA GUERRA ELECTRONICA.....	9
<b>II. SISTEMA DE GUERRA ELECTRONICA GAMMA-ED. EL     RECEPTOR ELT/116.....</b>	<b>11</b>
2.1. INTRODUCCION.....	11
2.2. COMPOSICION.....	12
2.3. DESCRIPCION GENERAL.....	13
2.3.1. Receptor de Frecuencia.....	13
2.3.2. Módulo de Alarmas.....	15
2.3.3. El receptor DF (Goniometría).....	15

Modo WO.....	16
Modo SH.....	17
2.3.4. Analizador digital.....	17
2.4 ESTADO ACTUAL DEL SISTEMA.....	17
2.4.1. Limitaciones.....	18
2.4.2. Fallas en operación.....	19
2.4.3. Deficiencias Operativas y Logísticas.....	20
<b>III. METODOS PARA LA DETERMINACION LA FRECUENCIA Y ANGULO DE ARRIBO DE UNA SEÑAL ELECTROMAGNETICA.....</b>	<b>22</b>
3.1 METODOS PARA LA DETERMINACION DE LA FRECUENCIA.....	22
3.1.1. Técnica de la Heterodinación.....	22
3.1.2. Medición Instantánea de la Frecuencia (IFM).....	27
3.1.2.1. Propagación de una misma señal en líneas de diferente longitud.....	28
3.1.2.2. La "unión híbrida" de RF.....	30
3.1.2.3. Fundamento del Discriminador Polar de Frecuencia.....	33
3.1.2.4. Esquema fundamental de un receptor IFM basado en el empleo de un PFD.....	42
3.1.2.5. Factores que influyen sobre el ancho de banda de un receptor IFM.....	48
3.2 DETERMINACION DEL ANGULO DE ARRIBO DE UNA SEÑAL (GONIOMETRIA).....	51
3.2.1. El Goniómetro de antena fija y comparación de amplitud	51
3.2.2. El Goniómetro de 4 antenas.....	52



3.2.3. Error típico en un goniómetro de 4 antenas y su causa relativa.....	55
3.2.4. El Goniómetro de 8 antenas.....	58
3.2.5. Características y aplicaciones del goniómetro de 8 antenas.....	61

<b>IV. REINGENIERIA EN EL SISTEMA DE PROCESAMIENTO DE SEÑAL EN EL RECEPTOR ELT/116.....</b>	<b>67</b>
4.1 CONSIDERACIONES PRINCIPALES.....	67
4.2 ARQUITECTURA DEL SISTEMA.....	68
4.3 ELECCION DEL BLOQUE DE PRE-PROCESAMIENTO.....	70
4.3.1. Discriminador Digital de Frecuencia (DFD).....	71
4.3.2. Circuito Digital de Medición.....	72
4.4 ELECCION DE ALTERNATIVA PARA EL BLOQUE DE PRE-PROCESAMIENTO.....	74
4.5 COMPOSICION DEL SISTEMA.....	74
4.6 DETERMINACION DE LA FRECUENCIA.....	77
4.7 DISEÑO DE HARDWARE.....	82
4.7.1. Medición de la frecuencia.....	82
4.7.2. Medición del PRI y PW.....	86
4.7.3. Almacenamiento en cola.....	89
4.7.4. Sistema auxiliar de pulsos perdidos.....	93
Método de Lectura.....	93
4.7.5. Goniometría de la señal.....	96
4.7.5.1. Modo WO.....	97
4.7.5.2. Modo SH.....	99
4.7.5.3. Determinación de la marcación.....	103
4.7.5.4. Marcación relativa y verdadera.....	105
4.7.6. Correlación entre frecuencia y marcación.....	106

4.7.7.	Multiplexación de todas las bandas.....	107
4.8.	DESARROLLO DEL SOFTWARE.....	108
4.8.1.	Requerimientos del Software.....	109
4.8.2.	Análisis del Sistema.....	110
4.8.2.1.	Objeto Circuito.....	111
4.8.2.2.	Objeto Rumbo.....	117
4.8.2.3.	Objeto Emisión.....	118
4.8.2.4.	Objeto Librería.....	119
4.8.2.5.	Objeto Documento.....	121
4.8.2.6.	Objeto GraficoView.....	128
4.8.2.7.	Objeto Generallistview.....	129
4.8.2.8.	Objeto Customlistview.....	129
4.8.3.	Diseño del Sistema.....	130
4.8.3.1.	Diseño del Objeto Circuito.....	130
4.8.3.1.1.	Operación <i>Run</i> .....	131
4.8.3.1.2.	Operación <i>ReadData</i> .....	135
4.8.3.1.3.	Operación <i>CheckFail</i> .....	138
4.8.3.1.4.	Operación <i>UpdateData</i> .....	140
4.8.3.1.5.	Operación <i>SetAOAMode</i> .....	143
4.8.3.1.6.	Operación <i>InitConverter</i> .....	144
4.8.3.2.	Diseño del Objeto Rumbo.....	147
4.8.3.2.1.	Operación <i>Run</i> .....	147
4.8.3.3.	Diseño del Objeto Emisión.....	148
4.8.3.4.	Diseño del Objeto Librería.....	149
4.8.3.4.1.	Operación <i>GetLibrary</i> .....	150
4.8.3.4.2.	Operación <i>SetLibrary</i> .....	151
4.8.3.4.3.	Operación <i>Open</i> .....	152
4.8.3.4.4.	Operación <i>Close</i> .....	153
4.8.3.4.5.	Operación <i>Select</i> .....	154

4.8.3.4.6.	Operación Search.....	155
4.8.5.	Presentación de Pantalla.....	157
4.8.5.1.	Plano Cartesiano.....	157
4.8.5.2.	Plano Polar.....	161
<b>V.</b>	<b>CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....</b>	<b>163</b>

## **ANEXOS**

Anexo A	Tabla de Datos de señales provenientes del PFD
Anexo B	Tabla de Datos de la salida de voltaje del Módulo M/N LIFD-7010-80BC
Anexo C	Diagramas Esquemáticos de los circuitos de medición
Anexo D	Características de la Tarjeta de Adquisición de Datos
Anexo E	Especificaciones del Oscilador YIG
Anexo F	Presupuesto del Proyecto

## **BIBLIOGRAFIA**

**ABREVIATURAS**

ADC	Convertidor Análogo-Digital
CLK	Reloj
CPU	Unidad Central de Proceso
DFD	Discriminador Digital de Frecuencia
ESM	Medidas Electrónicas de Apoyo
FREQ.	Frecuencia
IF	Frecuencia intermedia
IFM	Medición Instantánea de la Frecuencia
ISA	Arquitectura Estándar IBM
PC	Computador personal
PFD	Discriminador Polar de Frecuencia
PRI	Intervalo de Repetición de Pulso
PW	Ancho de Pulso
PW'	Ancho de Pulso negado
RAM	Random Access Memory
RF	Radiofrecuencia
SH	Superheterodino
WO	Wide-Open

## SIMBOLOGIA

K	Constante de proporcionalidad entre el ángulo y la frecuencia
$\alpha$	Ángulo de retardo
$\mu$	Velocidad de propagación
$\lambda$	Longitud de Onda
$\alpha_c$	Angulo de retardo corregido
$\Delta f$	Variación de la frecuencia
$\Delta l$	Diferencia de longitud
$BW_{IF}$	Ancho de Banda de un receptor IF
E	Campo eléctrico
f	Frecuencia
K"	Constante caracterísitca del equipo
m	Pendiente
P	Potencia
$P_{AV}$	Potencia media
$P_{DET}$	Probabilidad de detección
$P_P$	Potencia pico

## INDICE DE FIGURAS

	Pág.
Fig. 1.1 REPRESENTACION GRAFICA DEL PRI Y PW.....	5
Fig. 1.2 REPRESENTACION DE LA POTENCIA DE UN RADAR...	7
Fig. 2.1 CONSOLA OPERATIVA.....	12
Fig. 2.2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA GAMMA-ED....	13
Fig. 2.3 DIAGRAMA SIMPLIFICADO DEL RECEPTOR DE FRECUENCIA (BANDA X).....	14
Fig. 2.4 DIAGRAMA FUNCIONAL DE LA GONIOMETRIA.....	16
Fig. 3.1 ESQUEMA DE UN RECEPTOR ESM SUPERHETERODINO POR BARRIDO PARA LA MEDICION DE LA FRECUENCIA.....	23
Fig. 3.2 PRESENTACION DE FRECUENCIA SOBRE UN TRC DE UN RECEPTOR ESM DE TIPO SUPERHETERODINO, DOTADO DE UN CIRCUITO PARA EL RECHAZO DE IMAGEN.....	25
Fig. 3.3 EFECTO DE LA SUBDIVISION DE UNA SEÑAL RF A TRAVES DE UN CONDUCTOR DE DIFERENTE LONGITUD.....	28
Fig. 3.4 ESQUEMA DE UNA UNION HIBRIDA RF A 90°.....	31
Fig. 3.5 CONVERSION DE UNA INFORMACION DE FRECUENCIA $f$ EN UNA INFORMACION DE AMPLITUD ( $V_3$ y $V_4$ ) MEDIANTE UNA LINEA DE DESFASAMIENTO Y UNION HIBRIDA RF.....	37
Fig. 3.6 REPRESENTACION DE UN PFD COMO UN BLOQUE FUNCIONAL.....	38
Fig. 3.7a DIAGRAMA INTERNO COMPLETO DE UN PFD.....	39
Fig. 3.7b TRATAMIENTO MATEMATICO DE UN PFD.....	40

Fig. 3.8	ESQUEMA DEL PRINCIPIO DE UN RECEPTOR PARA LA MEDICION INSTANTANEA DE LA FRECUENCIA.....	42
Fig. 3.9	PRESENTACION SOBRE UN TRC DE UN RECEPTOR PARA LA MEDICION INSTANTANEA DE LA FRECUENCIA.....	45
Fig. 3.10	ESQUEMA DEL PRINCIPIO DE UN RECEPTOR PARA LA MEDICION INSTANTANEA DE LA FRECUENCIA CON ETAPAS PREVIAS DE PREAMPLIFICACION Y AMPLIFICACION.....	47
Fig. 3.11	ESQUEMA FUNDAMENTAL Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE UN GONIOMETRO DE 4 ANTENAS.....	53
Fig. 3.12	EFFECTOS DEL ENSANCHAMIENTO Y ALARGAMIENTO DEL LOBULO.....	57
Fig. 3.13	DIRECCION DEL ERROR EN UN GONIOMETRO DE 8 ANTENAS.....	59
Fig. 3.14	SIMULACION DE LA PRESENCIA DE UNA PLACA DIAGONAL.....	60
Fig. 3.15	ESQUEMA FUNDAMENTAL DE UN GONIOMETRO DE 8 ANTENAS CON COMBINACION DE CANAL.....	62
Fig. 3.16	DETALLE DE UNO DE 8 CANALES DIRECCIONABLES PARA LOS DOS MODOS DE FUNCIONAMIENTO WO ó SH.....	64
Fig. 3.17	LOBULOS DE RECEPCION DEL GONIOMETRO DE 8 ANTENAS.....	66
Fig. 4.1	ARQUITECTURA DEL SISTEMA.....	70
Fig. 4.2	REINGENIERIA EN EL RECEPTOR PARA UNA BANDA DE FRECUENCIAS.....	76
Fig. 4.3	MODERNIZACION DE LA CONSOLA.....	77

Fig. 4.4	PULSOS RECIBIDOS POR UNA ANTENA OMNIDIRECCIONAL.....	83
Fig. 4.5	DIAGRAMA FUNCIONAL DEL CIRCUITO PARA MEDICION DE FRECUENCIA, .....	86
Fig. 4.6	DIAGRAMA FUNCIONAL DEL CIRUCUITO PARA MEDICION DE ANCHO DE PULSO E INTERVALO DE REPETICION DE PULSO	88
Fig. 4.7	DIAGRAMA FUNCIONAL DEL CIRCUITO DE ALMACENAMIENTO EN PILA	91
Fig. 4.8	CIRCUITO PARA MEDICION DE LA GONIOMETRIA EN EL BLOQUE PRE-PROCESADOR.....	97
Fig. 4.9	MODO SUPERHETERODINO PARA UN SOLO CANAL RF.....	100
Fig. 4.10	MULTIPLEXACION PARA MODO WO Y SH.....	104
Fig. 4.11	ENTIDADES FISICAS QUE ACTUAN CON EL SISTEMA DE GUERRA ELECTRONICA.....	110
Fig. 4.12	DATOS RECIBIDOS Y ENVIADOS DESDE EL CIRCUITO DE MEDICION Y EL OBJETO CIRCUITO.....	113
Fig. 4.13	SEÑALES DE CONTROL.....	114
Fig. 4.14	OBJETO DOCUMENTO.....	123
Fig. 4.15	SIMBOLOGIA PARA LA IDENTIFICACION DE EMISIONES.....	125
Fig. 4.16	OPERACIONES DE DOCUMENTO.....	127
Fig. 4.17	ESQUEMA DE LECTURA/ESCRITURA DE LA RAM.....	132
Fig. 4.18	PUNTEROS DE MEMORIA.....	133
Fig. 4.19	DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACION Run.....	135
Fig. 4.20	DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACION ReadData....	138
Fig. 4.21	DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACION CheckFail....	140



Fig. 4.22	DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACION UpdateData.....	142
Fig. 4.23	DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACION SetAOAMode.....	144
Fig. 4.24	DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACION InitConverter.....	147
Fig. 4.25	DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACIÓN <i>Run</i> DEL OBJETO RUMBO.....	148
Fig. 4.26	CAMPOS DE LOS ARCHIVOS DE LIBRERIA	149
Fig. 4.27	OPERACION GetLibrary	151
Fig. 4.28	OPERACION SetLibrary	152
Fig. 4.29	DIGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACION Open	153
Fig. 4.30	DIGRAMA DE LA OPERACION Select	155
Fig. 4.31	OPERACION Search	156
Fig. 4.32	PANTALLA DE PRESENTACION(PLANO CARTESIANO)	157
Fig. 4.33	VENTANA DE PROPIEDADES DE LA EMISION	159
Fig. 4.34	PANTALLA DE PRESENTACION (PLANO POLAR)	161

## INDICE DE GRAFICOS

Pág.

Gráfico 4.1	SEÑALES DE VIDEO A LA SALIDA DEL PFD EN FUNCION DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE ENTRADA (BANDA X) .....	78
Gráfico 4.2	ANGULO vs. FRECUENCIA (BANDA X) .....	80
Gráfico 4.3	ANGULO CORREGIDO vs. FRECUENCIA (BANDA X).	81
Gráfico 4.4	FRECUENCIA vs. ANGULO CORREGIDO (BANDA X).	82
Gráfico 4.5	CURVA CARACTERISTICA DEL AMPLIFICADOR LOGARITMICO MITEQ M/N LIFD 7010-80BC.....	102
Gráfico 4.6	VOLTAJE DE SALIDA vs. POTENCIA DE ENTRADA....	102

## INDICE DE TABLAS

		Pág.
Tabla I	BANDA DE FRECUENCIAS DEL ESPECTRO ELECTROMAGNETICO EN QUE OPERAN LOS RADARES.....	4
Tabla II	PROCESAMIENTO DE SEÑALES ENTRE EL SISTEMA GAMMA-ED Y LAS TENDENCIAS ACTUALES DE LOS EQUIPOS DE GUERRA ELECTRÓNICA.....	19
Tabla III	CONFIGURACIONES ANTES Y DESPUES DE LA RENGENIERIA DEL RECEPTOR ELT/116.....	75
Tabla IV	OBJETOS UTILIZADOS.....	111
Tabla V	ATRIBUTOS DEL OBJETO CIRCUITO.....	116
Tabla VI	OPERACIONES DEL OBJETO CIRCUITO.....	116
Tabla VII	ATRIBUTOS DE RUMBO.....	117
Tabla VIII	OPERACIONES DE RUMBO.....	118
Tabla IX	ATRIBUTOS DE EMISION.....	119
Tabla X	ATRIBUTOS DE LIBRERIA.....	120
Tabla XI	OPERACIONES DE LIBRERIA.....	121
Tabla XII	ATRIBUTOS DE DOCUMENTO.....	122
Tabla XIII	PALABRAS DE INICIALIZACION DE LOS CONVERTIDORES.....	146

## INTRODUCCION

Las Corbetas Clase "Esmeraldas" están equipadas desde su construcción con los Sistemas de Guerra Electrónica GAMMA-ED, los cuales disponen de medidas de apoyo electrónico (pasivas) y de contramedidas electrónicas (activas).

El sistema de Guerra Electrónica GAMMA-ED en su parte pasiva comprende el receptor ELT/116 y está conformado básicamente por la unidad de antenas, un módulo auxiliar, la unidad RF y la consola principal de procesamiento de las señales recibidas.

Las averías generalizadas que se han suscitado han afectado a la operatividad de estos sistemas y consecuentemente a la capacidad para detectar de dichas unidades navales.

# Capítulo I

## EL RADAR Y LA GUERRA ELECTRONICA

Se denomina RADAR (*Radio Detection and Ranging*), al sistema de detección de obstáculos y medida de distancias, mediante la propagación de las ondas electromagnéticas. El principio se basa en que la energía electromagnética emitida por un transmisor se refleja en los obstáculos que encuentran a su paso mediante la recepción de la energía reflejada y la medida de tiempo transcurrido entre la emisión y la recepción, se puede conocer la distancia a que se encuentra respecto del transmisor el obstáculo que dio lugar al eco.

### 1.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN

El radar trabaja de la siguiente manera,

- Pulsos de energía electromagnética producidos por un transmisor e irradiadas al espacio desde una antena.

- Esos pulsos son reflejados por objetos que se encuentran en su trayectoria.
- Los pulsos reflejados (ecos) regresan a la antena de la que fueron irradiados.

Después de ser procesados en un receptor, los ecos son presentados visualmente en una pantalla.

## 1.2 PARAMETROS DEL RADAR

Los parámetros principales de un radar son:

- Frecuencia (RF)
- Intervalo de Repetición de Pulso (PRI) -
- Ancho de Pulso o duración de pulso (PW)
- Potencia
- Período de Rebusca (SRP)

Estos parámetros estarán determinados principalmente por la función que van a cumplir el sistema y en el tipo de plataforma (nave) que deba operar.

### 1.2.1. Frecuencia (RF)

Las frecuencias de las ondas de radio utilizadas en el Radar son del orden de los millones de ciclos. Se tienen radares que operan entre 100 MHz y 30 GHz, ó que se pueden clasificar en

radares de VHF, los que operan en las bandas "B" y "L" y en radares de microondas, los que operan en las bandas "S", "C", y "K" del espectro electromagnético. Ver Tabla I.

**Tabla I**  
**BANDA DE FRECUENCIAS DEL ESPECTRO ELECTROMAGNETICO**  
**EN QUE OPERAN LOS RADARES**

Designación	Longitud de onda ( $\lambda$ )	Banda de Frecuencia (GHz)
L	30cm – 15cm	1 – 2
S	15cm – 7.5 cm	2 – 3.9
C	7.5cm – 3.75cm	3.9 – 7.5
X	3.75cm – 2.5cm	7.5 – 12.0
Ku	2.5cm – 1.5cm	12.0 – 18.0

### 1.2.2. Intervalo de Repetición de Pulso (PRI)

Es el intervalo en que un pulso es transmitido en la unidad de tiempo, también se puede decir que es el tiempo entre el comienzo de un pulso y el inicio del pulso siguiente, lo que nos da el período (P).

El PRI determina la máxima distancia no ambigua, y debe ser tal para permitir que el pulso transmitido alcance un blanco, se

refleje un eco y este eco logre llegar al receptor del radar antes de que el pulso siguiente sea transmitido. Ver figura 1.1.

Disminuyendo el PRI, aumenta la razón de información obtenida por el blanco y por lo tanto el número de detecciones por barrido, lo que favorece la integración de pulsos, por lo que la probabilidad de detección aumenta, especialmente en el caso de radares de baja potencia de salida.

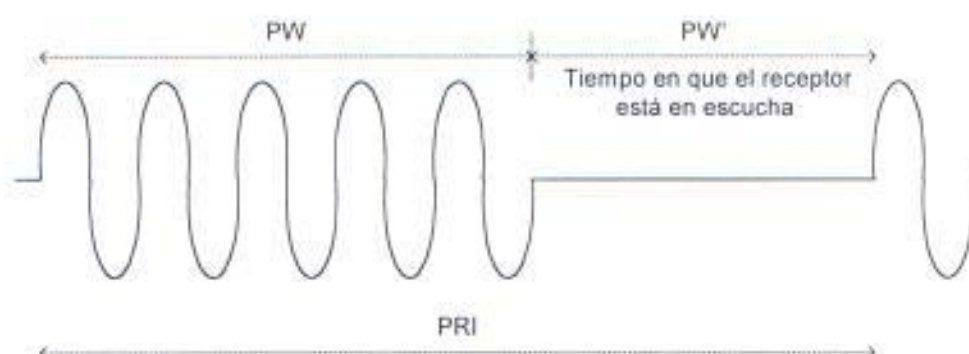


Figura 1.1 REPRESENTACION GRAFICA DEL PRI y PW

### 1.2.3. Ancho de Pulso (PW)

El ancho de pulso es el tiempo que un radar está en transmisión; está representado por la envolvente modular de los impulsos y debe ser tan rectangular como sea posible, o sea que tanto el comienzo como el final del pulso deben estar completamente definidos.

El PW determina la mínima distancia de detección y la discriminación de blancos que se encuentran en la misma



demarcación y cercanos entre sí. Si son transmitidos pulsos muy largos los ecos que retornen juntos serán procesados por el receptor como un blanco.

#### 1.2.4. Potencia

La Potencia de transmisión de un radar es uno de los parámetros más importantes y su elección dependerá de la función que va a desempeñar; así por ejemplo para un radar de navegación bastará una potencia de 25 a 100 KW, usar mayor potencia no justifica ya que el alcance está limitado por la curvatura de la tierra. Un radar de rebusca aérea particularmente no es afectado por esta limitación en la detección de aeronaves y se construyen de potencia más elevada del orden de los cientos de kilovatios para lograr el máximo alcance. En el caso de los radares tácticos, existe un compromiso aéreo superficie lo que da origen a que la potencia de cresta sea de un valor elevado, del orden de los megavatios ó más.

La potencia de un radar se expresa en Kw ó Mw, o bien en una razón logarítmica denominada decibel (dB):

$$dBm = 10 \log \frac{P_o}{P_{icref}} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \left[ \frac{W}{1mW} \right]$$

La expresión dBm se emplea al hacer uso de una potencia de referencia conocida de un milivatio (1mW)

La potencia puede ser referida a Potencia de Cresta ( $P_p$ ) ó Potencia Media ( $P_{AV}$ ). Ver figura 1.2

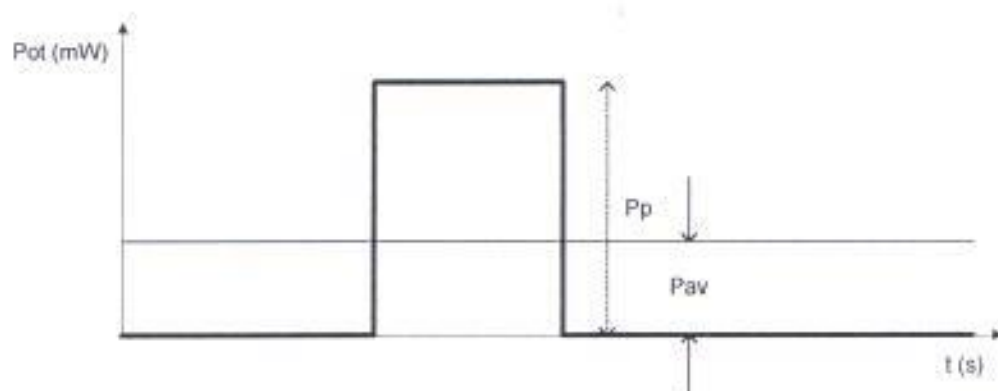


Figura 1.2 REPRESENTACION DE LA POTENCIA DE UN RADAR

Para obtener cada una de ellas debe tenerse presente el ciclo de trabajo DC (*Duty Cycle*). El DC es la razón entre la duración de cada pulso y el periodo de repetición del pulso.

$$DC = \frac{PW}{PRI}, \text{ siendo } PRI = \frac{1}{PRF} \text{ se tiene}$$

$$DC = \frac{PW}{PRI} = PW * PRF$$

$$DC = \frac{P_{AV}}{P_p} \times 100 = \%$$

### 1.2.5. Periodo de Rebusca

Es el tiempo que demora una antena en efectuar un diagrama de rebusca determinado.

Los pulsos recibidos durante el barrido del ancho del haz sobre el blanco en una pasada de antena son sumados electrónicamente con el propósito de mejorar las probabilidades de detección. Este proceso se llama "integración" y debe existir una relación entre el PRI y el periodo de rebusca para obtener un número razonable de pulsos por rebusca.

Por lo anterior, un radar de alto PRI requeriría un periodo de rebusca largo (bajas RPM). Sin embargo una rebusca muy lenta dejaría ciego al radar por un periodo muy largo, por lo tanto un radar de largo alcance (radar de alarma aérea temprana) usa un periodo de rebusca de 6 a 10 segundos (10 a 6 RPM).

Un ancho de haz muy grande aumenta el tiempo de éste sobre el blanco y por lo tanto el número de pulsos recibidos aumenta pero empobrece la discriminación en demarcación y mejora la razón señal-ruido.

El número de pulsos que retornan de un blanco están dados por;

$$N_p = \frac{\theta_p}{PRF \times Veloc.Ant.}, \text{ por tanto}$$

$$Veloc.Ant = \frac{360^\circ}{60 / RPM}$$

donde:  $\theta_p$  Ancho de la antena en grados  
 PRF En pulsos por segundos  
 Velocidad Antena grados / segundos

### 1.3 LA GUERRA ELECTRONICA

Con la expresión "guerra electrónica" se indica, usualmente, el conjunto de las acciones dirigidas a asegurar el uso eficaz de las emisiones electromagnéticas propias e impedir que el enemigo pueda emplear las suyas. En general, puede subdividirse en las tres ramas principales siguientes: Medidas electrónicas de apoyo ó ESM (Electronic Support Measures), Contramedidas electrónicas ó ECM (Electronic Counter Measures) y Contra - contramedidas electrónicas ó ECCM (Electronic Counter Counter Measures).

Las ESM comprenden acciones destinadas a adquirir los elementos necesarios sobre las emisiones de un adversario potencial para poder activar las contramedidas electrónicas apropiadas en el momento oportuno (de aquí trae su origen la denominación de medidas de apoyo). Estas son medidas pasivas, porque no implican la emisión de energía electromagnética; comprenden, pues, sólo actividades que no pueden ser advertidas por el adversario, precisamente la búsqueda,

interceptación, goniometría e identificación de sus emisiones. Las ESM asumen una función muy importante, que es la de proporcionar oportunamente la alarma previa relativa a la presencia de una amenaza en el horizonte radar o más allá de él. Como es sabido, frente a un radar que intenta descubrir un blanco, este último puede advertir su presencia, si dispone de un receptor ESM, antes de ser detectado por él. Esto se debe a que el equipo ESM intercepta la onda directa emitida por el radar, mientras que aquél tiene que recibir la onda reflejada de su propia emisión. Los equipos que tienen la función determinada de dar la alarma se llaman "receptores alarma radar", RWR (Radar Warning Receiver).

# Capítulo II

## EQUIPO DE GUERRA ELECTRONICA GAMMA-ED

### EL RECEPTOR ELT/116

#### 2.1. INTRODUCCIÓN<sup>1</sup>

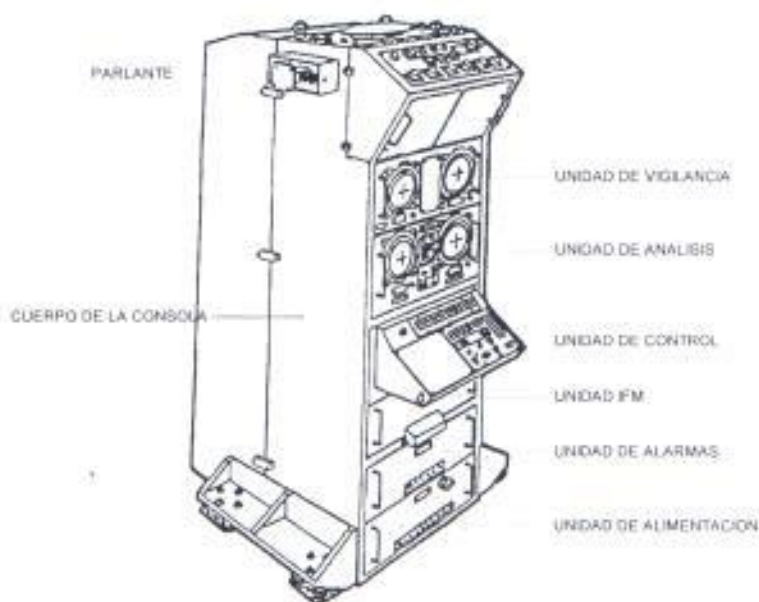
El Receptor ELT/116 es un sistema usado en el campo de las ESM, especializado para el uso naval. Las principales funciones del receptor son:

- Vigilancia y medición de frecuencia con alta sensibilidad y probabilidad de interceptación.
- Alarma automática de emisiones pre-programadas de radar.
- Análisis completo de las emisiones.
- Goniometría (DF).
- Posibilidad de integrarse con otros sistemas de abordo.

## 2.2. COMPOSICION

El ELT/116 comprende las siguientes unidades:

- a) Antena goniométrica, compuesta por:
  - Módulo Sensor
  - Módulo de servicio
- b) 4 Antenas Omidireccionales para las bandas S, C, X y Ku.
- c) Unidad RF
- d) Consola de presentación y control (Ver Figura 2.1), con unidades de:



**Figura 2.1 CONSOLA OPERATIVA**

- Vigilancia
- Análisis
- Control

- Interferómetros
- Alarma
- Alimentación
- Cuerpo de la consola
- Parlante
- Audifonos

### 2.3. DESCRIPCIÓN GENERAL

La figura 2.2 muestra el diagrama en bloques del receptor. Se indican a continuación las partes principales.

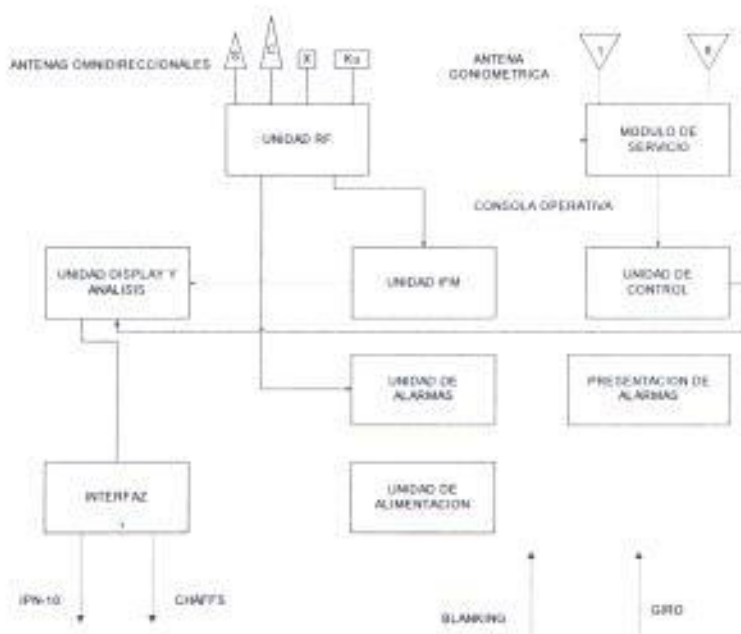


Figura 2.2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA GAMMA-ED

#### 2.3.1. Receptor de Frecuencia

El receptor de frecuencia está compuesto por cuatro canales independientes para las bandas S, C, X y Ku. Las emisiones



interceptadas son mostradas en dos TRC, uno para las bandas S y Ku , y otro para las bandas C y X. Estos dos TRC ejecutan la función de vigilancia, mientras que un tercer TRC es usado para el análisis y medición de una frecuencia en la banda seleccionada.

La Fig. 2.3 Muestra un diagrama de bloques del receptor para la banda "X".

La señal recibida por la antena omnidireccional es preamplificada en la unidad RF. En la unidad IFM pasa por un amplificador limitador. Esta limitación de la señal es necesario para mantenerla dentro de su rango dinámico. La señal RF pasa por un filtro de CW, el que detecta la presencia de onda continua. La salidas del PFD son procesadas a fin de alimentar a las placas verticales y horizontales de los TRC respectivos.

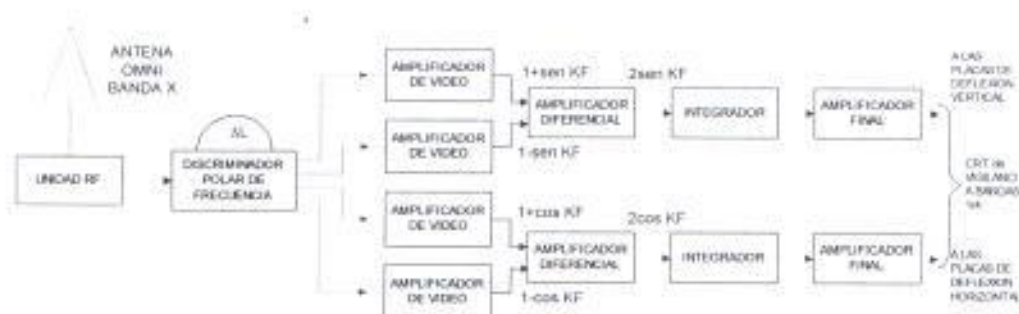


Figura 2.3 DIAGRAMA SIMPLIFICADO DEL RECEPTOR DE FRECUENCIA (BANDA X)

### 2.3.2. Módulo de alarmas

Las señales procesadas en el módulo de alarmas provienen desde el receptor de frecuencia. Estas señales son detectadas comparadas en base a una matriz de parámetros previamente definidos. Teniendo 32 emisiones alarmantes. Cada alarma está asociada con un pulsante indicador en el panel de control.

### 2.3.3. El receptor DF (Goniometría)

El receptor DF está formado por dos distintos módulos funcionales:

- Video cristal ó identificado como modo Wide Open (WO)
- Superheterodino ó modo SH

La antena, que es la misma para ambas funciones está compuesta por 8 elementos localizados en un plano horizontal a fin de cubrir los 360°. Puede ser descrita como cuatro elementos de antena individuales en las principales direcciones (N, S, E, W) y cuatro en las direcciones secundarias (NE, SE, SW, NW). En la parte posterior de cada antena la señal es modulada en el modo WO, y un modulador de diodo PIN para onda continua (CW) por el oscilador local. Para cada canal un switch RF sirve para escoger entre el modo WO ó SH. Fig. 2.4.

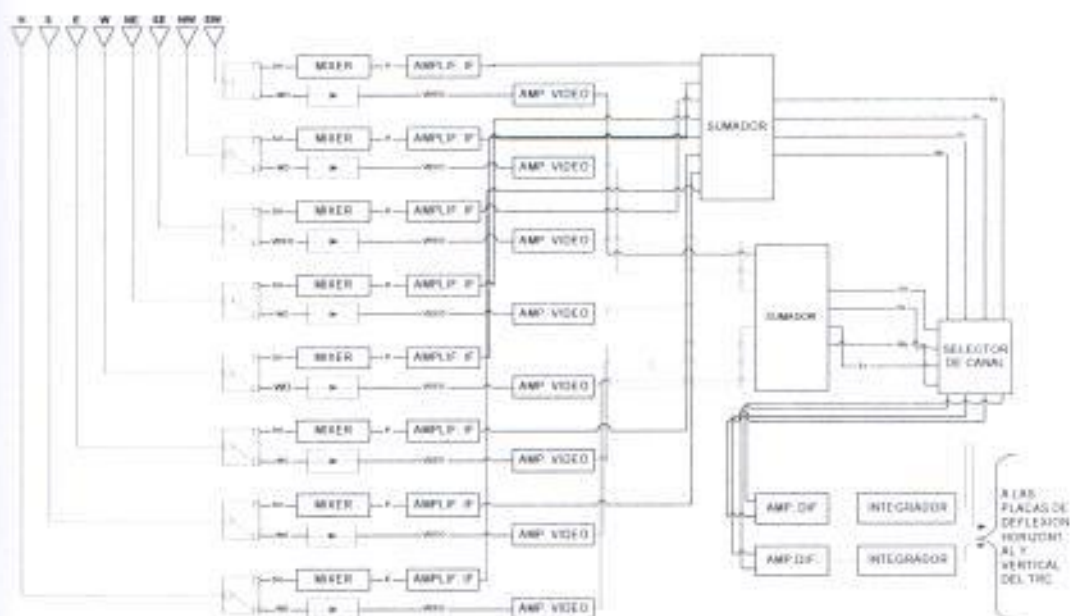


Figura 2.4 DIAGRAMA FUNCIONAL PARA LA GONIOMETRIA

### Modo WO

La señal es detectada, preamplificada y dirigida a los circuitos sumadores donde las señales provenientes desde los canales secundarios son sumadas a la señal de cada dirección principal. Las salidas de los sumadores proveen cuatro señales relacionadas a las direcciones principales pero conteniendo información de las ocho antenas. De la siguiente manera:

$$N_c = N + 0.707NW + 0.707NE$$

$$S_c = S + 0.707SW + 0.707SE$$

$$E_c = E + 0.707SE + 0.707NE$$

$$W_c = W + 0.707SW + 0.707NW$$

Las señales compuestas así obtenidas son dirigidas a cuatro

canales independientes de amplificación, para luego ser procesadas a fin de ingresar a las placas horizontales y verticales del TRC respectivo.

### **Modo SH**

Las señales son convertidas a 70 MHz, amplificadas en RF, reveladas, y amplificadas en video para ser enviadas a un circuito sumador a fin de obtener las cuatro señales compuestas. Al igual que en modo WO. En este modo las señales siguen el mismo tratamiento hasta presentarse en el TRC.

#### **2.3.4. Analizador digital**

En el analizador digital un pulso de la señal seleccionada previamente reconstruido es medido su ancho de pulso (PW), y el intervalo que éste se repite (PRI). Este dato es almacenado y comparado un circuito digital para luego ser presentado en forma numérica en la consola.

## **2.4. ESTADO ACTUAL DEL SISTEMA**

El sistema fue diseñado y construido en la década de los 70 e inicios de los 80. Por tanto su tecnología no está de acuerdo con las exigencias de la era moderna en que se requiere la información procesada por

sistemas de alta velocidad.

Para el análisis de las emisiones el sistema no cuenta con una unidad central de procesamiento por lo que el éxito de los resultados dependen en gran parte de la habilidad manual y experiencia del operador del equipo.

#### 2.4.1. Limitaciones

- a) El sistema no está basado en la electrónica digital, sino en la electrónica clásica transistorizada.
- b) Lentitud en el proceso de análisis de señales.
- c) Operación semi-automática.
- d) No cuenta con un interfaz hombre-máquina "amigable".
- e) Grabado de emisiones en forma completamente manual.
- f) Capacidad de almacenamiento de datos (librería) muy limitada.
- g) Difícil y lenta interacción con otros sistemas de la unidad.
- h) Requiere señales de alto voltaje para su correcto funcionamiento.
- i) Alto índice de fallas.

En la Tabla II se muestra la comparación del procesamiento de señales entre el Sistema Gamma-ED y otros equipos modernos ESM. Se puede ver claramente la diferencia entre éstos.

**Tabla II**  
**PROCESAMIENTO DE SEÑALES ENTRE EL SISTEMA GAMMA-ED Y LAS**  
**TENDENCIAS ACTUALES DE LOS EQUIPOS DE GUERRA ELECTRÓNICA**

FUNCION	GAMMA-ED ELT/116	EQUIPOS MODERNOS
Extracción automática	No	Si
Tiempo de recuperación del RX	16 a 60 $\mu$ s	< 0.3 $\mu$ s
Tiempo de proceso entre pulsos	16 a 45 $\mu$ s	< 800ns
Rango de medición de PRF	100 a 16/60Kpps	100 a 300Kpps
Rango de medición de PW	0.1 a 40 $\mu$ s	< 0.1 a 100 $\mu$ s
Programación de alarmas	Manual (puentes)	Disco ó Teclado
Parámetros para alarma	Banda, PRF y PW	FRQ, PRF y PW
Máximo DC a la entrada	5%	>5% a CW
Grabación de datos	No	Si

#### 2.4.2. Fallas en operación

A continuación se detallan los componentes que actualmente tienen un alto índice de fallas y las causas que las provocan:

- a) Fuentes de alta tensión para los TRC.- No es posible mantener el voltaje de 5KV para encender los TRC.
- b) Tarjetas de integración y deflexión previo a la presentación en los TRC respectivos.- Poseen elementos de memoria que no pueden ser reemplazados.

- c) Elementos de microondas como guías de onda, amplificadores, cables coaxiales, etc.- Degradación por su tiempo de vida.
- d) Presentación de falsos contactos.- Por causa del deterioro de las ranuras de conexión en los módulos.
- e) Interfaz con el sistema de comando y control.- No existe comunicación adecuada por causa del deterioro de las ranuras de conexión en los módulos.
- f) Analizador digital.- Dada su configuración (5 tarjetas interconectadas) no se puede realizar un diagnóstico adecuado para su reparación.
- g) Librería.- Cuenta con un banco de memorias que por su complejidad presentan problemas para su uso.
- h) Generación de marca de goniometría.- Falla en la tarjeta repetidora del girocompás.
- i) Generador de test externa (señal de prueba).- Degradación del sistema por su prolongado tiempo de vida.

#### **2.4.3. Deficiencias Operativas y Logísticas**

- a) Pérdida de sensibilidad en el equipo
- b) El equipo trabaja con ciertos elementos exclusivos diseñados por el fabricante, por lo que no pueden ser reemplazados por otros elementos comerciales de las

mismas características, especialmente en el parte de las microondas. Adaptar otros componentes requiere investigación y estudio técnico.

- c) Repuestos obsoletos que no se encuentran en el mercado local y si son requeridos al fabricante, éstos deben ser manufacturados a pedido del usuario.

El mayor índice de fallas no ocurre en la del procesamiento de la señal, en menor grado en la parte RF, por tanto se requiere que a partir de un estudio detallado del proceso de las señales se realice una reingeniería del mismo, que permita tener la información de parámetros de una señal de manera rápida y automática.



# CAPITULO III

## METODOS PARA LA MEDICION DE FRECUENCIA Y DETERMINACIÓN DEL ANGULO DE ARRIBO DE UNA SEÑAL ELECTROMAGNETICA<sup>2</sup>

### 3.1. METODOS PARA LA MEDICION DE FRECUENCIA

#### 3.1.1. Técnica de la Heterodinación (Receptor superheterodino por barrido)

El esquema del principio para la medición de la frecuencia usando un receptor superheterodino es mostrado en la Figura

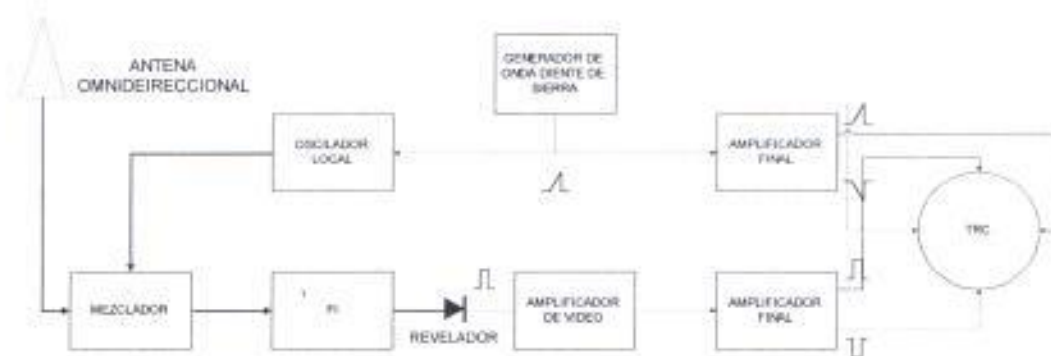
3.1.

---

<sup>2</sup> MISURA DI FREQUENZA E GONIOMETRIA A COMPARAZIONE D'AMPIEZZA NEI RICEVITORI PER ESM.  
ELETTRONICA S.p.a.

Se trata de un canal, con un valor típico de frecuencia intermedia de 60 ó 70 MHz, que procesa las señales de radar interceptadas en una antena de cobertura horizontal omnidireccional.

Además el ancho de banda del circuito a frecuencia intermedia (IF) de un receptor de este tipo es típicamente de pocos MHz o décimas de MHz (ej.: 2, 10MHz ó 30 MHz) , mientras el ancho de banda de frecuencia del radar de vigilancia está en el orden de los miles de MHz, se debe variar periódica y rápidamente la frecuencia de sintonía de un receptor a fin de explorar toda la banda para tener solo vigilancia.



**Figura 3.1 ESQUEMA DE UN RECEPTOR ESM SUPERHETERODINO POR BARRIDO PARA LA MEDICIÓN DE LA FRECUENCIA**

Por tanto un tipo de elemento más idóneo para permitir la función de oscilador local es un oscilador controlado por voltaje (VCO) que puede ser un tubo de onda regresiva (BWO) ó un elemento a estado sólido.

La variación periódica de la frecuencia de sintonía, es decir el "barrido" del receptor, es obtenido del VCO por medio de una señal de onda 'diente de sierra' periódica, que simultáneamente comanda también la deflexión horizontal en TRC.

En consecuencia el barrido en frecuencia de un receptor sobre la deflexión horizontal del TRC trabaja en sincronismo, es decir a cada determinada posición de la marca electrónica a lo largo del eje horizontal del TRC corresponde a una frecuencia bien precisa de sintonía del receptor.

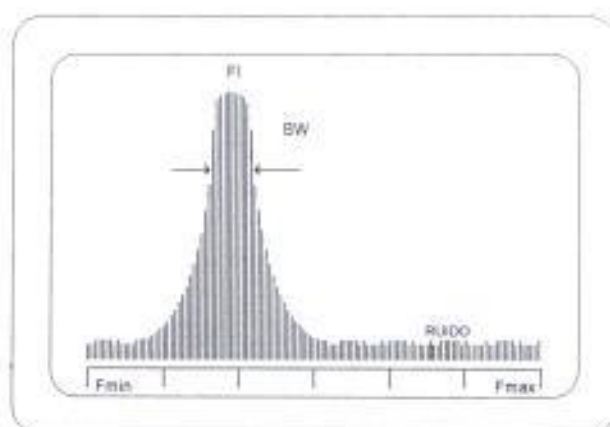
El resultado en el eje del tiempo del TRC puede ser directamente graduado en frecuencia, con una escala lineal, ya que tanto el barrido como la deflexión son lineales. Examinando el canal receptor, se ve que los impulsos interceptados de radar son aplicados a la placas para la deflexión vertical en el TRC.

Todos los impulsos del mismo radar (suponiéndose a frecuencia fija) serán entonces presentados como líneas verticales sobreponiéndose las unas a las otras (con una aproximación igual al ancho de banda de la FI) en el punto del eje horizontal que corresponde a la frecuencia del mismo radar.

La presentación obtenida es mostrada en la Figura 3.2, suponiendo que el receptor se encuentre provisto de filtro para

rechazo de la frecuencia imagen.

El receptor del tipo examinado tiene óptimas presentaciones en términos de sensibilidad (típicamente  $-75\text{dBm}$ ), pero presenta una grave desventaja al tener una probabilidad de interceptación extremadamente baja cuando el barrido se extiende sobre una banda muy amplia. Esto es debido al hecho que, en cada instante, el receptor puede interceptar solo las señales con frecuencia comprendida en el campo cubierto en aquel momento, campo que solamente tiene el ancho de la banda de la IF (por ejemplo 30 MHz).



**Figura 3.2 PRESENTACION DE FRECUENCIA SOBRE UN TRC DE UN RECEPTOR ESM DE TIPO SUPERHETERODINO, DOTADO DE UN CIRCUITO PARA EL RECHAZO DE IMAGEN**

Por tanto, en una secuencia de radar impulsiva, se puede estar procesando y presentando sobre el TRC solo los impulsos que justamente se juntan en el momento en el cual su frecuencia se

encuentre dentro del ancho de banda del receptor. Naturalmente, la probabilidad que ocurra tal coincidencia (arribo del impulso y oportuna frecuencia de sintonía instantánea) es muy baja, eso puede ser expresada, con una buena aproximación, bajo la forma de probabilidad porcentual:

$$P_{DET} \approx \frac{Bw_{IF}}{\Delta F} \times 100\%$$

donde:

$P_{DET}$  es la probabilidad de interceptación

$Bw_{IF}$  es el ancho de banda de la FI

$\Delta F$  es el ancho de la banda barrida por el receptor

La fórmula es válida en el caso que siempre se verifica en la práctica, en la cual el periodo de espaciamento sea mucho mayor que la duración de los impulsos de radar. Por ejemplo, barriendo una amplia banda de 3000 Mhz, la probabilidad de interceptación resultaría solo del 1%, esto es, en medida, solo un impulso de radar cada 100 que entran a la antena, y podría ser presentado en el TRC.

Esto hace entender claramente que no es posible utilizar un receptor superheterodino para vigilar anchos de banda muy grandes porque la consecuente cadena de repetición de la señal sobre el TRC sería demasiado baja para conservar una probabilidad de interceptación aceptable.

Típicamente, el ancho de la banda cubierta en un simple barrido del equipo examinado es limitado a 1000 MHz para mantener una probabilidad de interceptación aceptable. En conclusión, por eso se puede afirmar que el receptor superheterodino a barrido, es óptimo con alta sensibilidad y poco apropiado para ser empleado como receptor en vigilancia para la medida de la frecuencia a causa de la baja probabilidad de interceptación.

### **3.1.2. Medición Instantánea de la Frecuencia (IFM)**

Antes de examinar el esquema típico de un receptor para la medición instantánea de la frecuencia (receptor IFM = receptor de Medición Instantánea de la Frecuencia), se deberán tener algunas consideraciones de características generales.

Un receptor en capacidad de medir la frecuencia de la emisión de un radar deberá estar dotado de una alta capacidad de interceptación, teóricamente del 100%. De esto se puede intuir que el receptor IFM deberá ser sensible a la frecuencia mas no a la selectividad, es decir del circuito que pueda discriminar entre las señales pero que no pueda realizar acción alguna de rechazo sobre las mismas frecuencias, como a veces hace un receptor superheterodino para las señales fuera de sintonía de la banda de la frecuencia intermedia.

Los circuitos sensibles a la frecuencia mas no selectividad que son actualmente usados se basan sobre la acción de elementos pasivos RF, como son líneas de desfasamiento y unión híbrida.

### 3.1.2.1. Propagación de una misma señal en líneas de diferente longitud

Si se considera el circuito de la figura 3.3, en el cual una señal RF viene subdividida a través dos caminos a  $-3\text{dB}$  (esto es en partes iguales, en términos de potencia) y que circula por una línea de transmisión doble de diferente longitud. La línea inferior entre aquellas es de mayor longitud respecto a la línea superior, y es indicada como  $\Delta l$ .

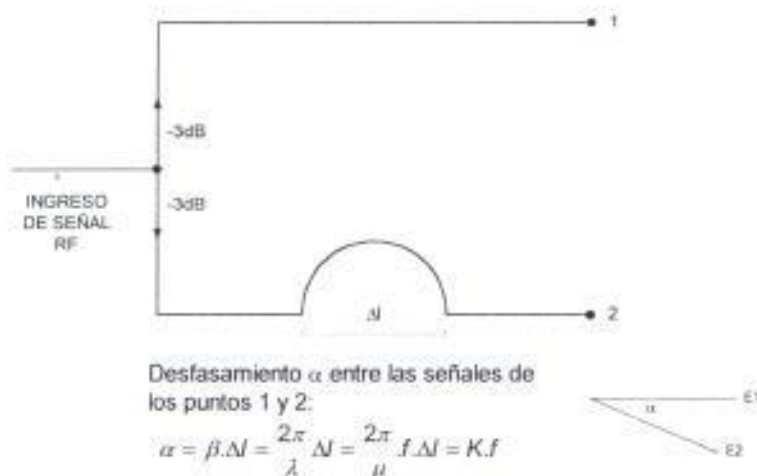


Figura 3.3 EFECTO DE LA SUBDIVISION DE UNA SEÑAL RF A TRAVES DE UN CONDUCTOR DE DIFERENTE LONGITUD

Siendo diferente la longitud de la línea, el resultado será que las señales presentes en terminal 1 y 2 tendrán también igual amplitud (con un mismo nivel de atenuación), pero resultan desfasadas entre ellas un ángulo de retardo  $\alpha$  de la señal (2) respecto a la señal (1).

En particular, el ángulo de desfase  $\alpha$  será igual a:

$$\alpha = \beta \cdot \Delta l$$

donde  $\beta$  es la constante de fase de la línea, y es igual al retardo de fase por unidad de longitud. Como se indica:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{\mu} f$$

donde:

$\lambda$  es la longitud de onda de la señal

$\mu$  es la velocidad de propagación sobre la línea

$f$  es la frecuencia de la señal,

entonces se tiene que:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\mu} f \cdot \Delta l$$



En la cual  $2\pi$ ,  $\mu$  y  $\Delta l$  son parámetros constantes para el circuito considerado, que se pueden reemplazar en una sola constante  $K$ .

$$K = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \Delta l$$

El resultado final será

$$\alpha = K.f$$

entonces el ángulo de desfase entre las señales (2) y (1) resulta proporcional a la frecuencia de la señal de ingreso.

Con el circuito examinado, entonces es posible convertir una información de frecuencia en una información de fase, lo que más adelante será de útil aplicación.

### 3.1.2.2. La "unión híbrida" de RF

Una "unión híbrida" RF es un dispositivo pasivo, construido por ejemplo en "*strip line*" (línea plana) que permite realizar una subdivisión particular de potencia y rotación de fase de la señal RF aplicada a sus terminales.

El esquema del principio de una unión híbrida RF es mostrada en la Figura 3.4

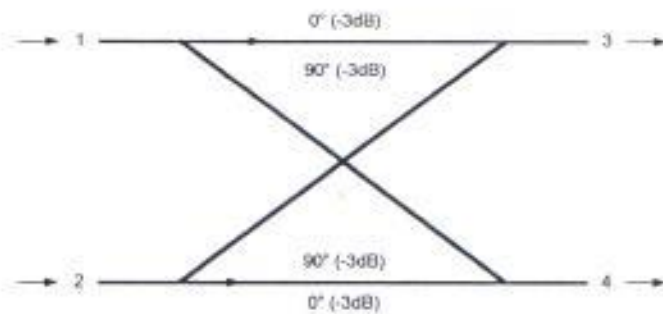


Figura 3.4 ESQUEMA DE UNA UNION HIBRIDA RF A 90°

El funcionamiento teórico es el siguiente:

Aplicando una señal al terminal 1, la potencia de la señal misma se subdivide igualmente por los ramales que conducen al terminal 3 y 4 (acoplamiento a -3dB), pero en tales terminales las señales se unen con fase diferente.

En particular, la fase de la señal sobre el terminal 4 rota 90° respecto a aquella señal sobre el terminal 3.

Nótese que el término "0°" que se indica en el acoplamiento entre el punto 1 y el punto 3 está tomada como referencia para definir la fase de la señal sobre el punto 4, y no que la fase sobre el punto 3 sea la misma de la señal aplicada al punto 1.

Por tanto en las aplicaciones de la unión híbrida que se indicarán más adelante el desplazamiento es recíproco en medio de la salida y no respecto al ingreso, cosa que no es de importancia en el sentido del desfaseamiento mismo (anticipo ó retardo).

Por simplicidad, en la figura se ve que la salida "0°" será siempre considerada en fase con la entrada correspondiente a la salida "90°" que rota en sentido antihorario respecto a ella, además aquel caso no es siempre verdad.

Continuando con el análisis de la unión híbrida, se debe puntualizar que teóricamente no hay acoplamiento entre el 1 e 2, es decir ninguna señal estará presente en el punto 2 cuando se aplica una señal en el punto 1 (pero, en la práctica existe siempre un acoplamiento mínimo entre los dos puntos: un aislamiento de 20 dB puede ser considerado típico)

Aplicando por el contrario una señal al terminal 2 se tendrá una señal a la salida 3 y desfasada 90° en sentido antihorario respecto a la salida 4. Además en

este caso teóricamente no existe acoplamiento entre el punto 1 y 3.

En una buena unión híbrida, la característica ilustrada (es decir acoplamiento y desfasamiento entre la salida) deben resultar ser lo más independientes posibles de la frecuencia de la señal de ingreso, sobre toda la banda nominal de operación de la misma unión híbrida. La unión híbrida ilustrada representa solo un tipo particular, en cuanto existen además uniones de diferente tipo, por ejemplo con desfasamiento de  $180^\circ$  además de  $90^\circ$ , etc.

### **3.1.2.3. Fundamento del Discriminador Polar de Frecuencia**

El órgano fundamental de un receptor IFM es el llamado "discriminador polar de frecuencia" (que se denominará como PFD, ó *polar frequency discriminator*).

Observando la Figura 3.5 se observa el funcionamiento de un PFD.

Aplicando una señal RF al ingreso IN, sobre los terminales 1 y 2 de la unión híbrida se obtienen dos señales de igual amplitud (que se considera por simplicidad unitaria), desfasadas entre si un ángulo  $\alpha$  proporcional a la frecuencia de la misma señal.

Se indican con  $E_1$  y  $E_2$  los vectores que representan el campo eléctrico de la señal RF presente, respectivamente sobre los puntos 1 y 3.

Tales vectores solo muestran su desfase  $\alpha$ , indicado en el diagrama vectorial de la figura. En tal diagrama se considera el ángulo de fase de  $E_1$  como valor de referencia, esto es  $0^\circ$ .

En vista que las dos señales son simultáneamente aplicadas a los terminales 1 y 2 de la unión híbrida se tendrá una combinación de ellas sobre los puntos 3 y 4, utilizadas como salidas.

En particular, en el punto 3 se tendrá una combinación de una parte de la señal  $E_1$ , suponiendo sin duda un desfase (señal  $E_{13}$ ),

con una parte de la señal  $E_2$ , desfasada  $90^\circ$  (señal  $E_{23}$ ).

En consecuencia la señal de salida  $E_3$  será la resultante de la suma vectorial de  $E_{13}$  y  $E_{23}$ .

Análogamente la señal  $E_4$  será la composición de  $E_{14}$  y  $E_{24}$ . Por tanto considerando la amplitud de la señal, se nota que por ejemplo, la potencia asociada con  $E_1$  viene igualmente repartida entre  $E_{13}$  y  $E_{14}$ , y en consecuencia, en vista del diagrama vectorial mostrado el módulo del vector campo eléctrico de

$E_{13}$  y de  $E_{14}$  tendrá un valor igual a  $\frac{|E_1|}{2}$ .

Análogamente  $|E_{23}|$  y  $|E_{24}|$  son iguales a  $\frac{|E_2|}{2}$ .

Siguiendo la composición vectorial se puede ver que

$|E_3|$  tendrá un valor proporcional a  $\sqrt{1 + \text{sen } \alpha}$ ,

mientras que  $|E_4|$  tendrá un valor proporcional a

$\sqrt{1 - \text{sen } \alpha}$ .

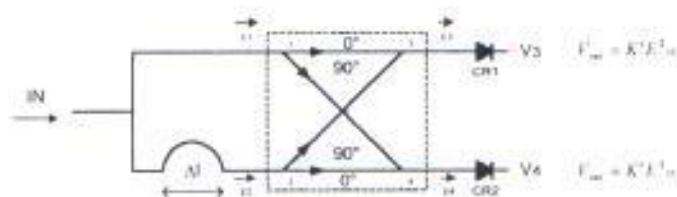
Si ahora se revelan las señales RF  $|E_3|$  y  $|E_4|$  con diodos con característica cuadrática, es posible eliminar la función raíz cuadrada que compara a las expresiones  $|E_3|$  y  $|E_4|$ , y obtener en definitiva dos señales  $V_3$  y  $V_4$  cuyas amplitudes resultan directamente proporcionales a  $(1+\text{sen}\alpha)$  y  $(1-\text{sen}\alpha)$  respectivamente. Si por ejemplo una señal RF aplicada al ingreso IN del circuito es del tipo impulsivo las señales  $V_3$  y  $V_4$  resultarían ser pulsos de video con amplitud proporcional a  $(1+\text{sen}\alpha)$  y  $(1-\text{sen}\alpha)$  respectivamente.

Se nota que la relación entre la amplitud de  $V_3$  y  $V_4$  resulta dependiente sólo de  $\alpha$ , a saber de la frecuencia de la señal de ingreso, puesto que  $\alpha = K.f$ .

En tal modo ha sido realizada la conversión de una información de frecuencia en una información doble de amplitud, que, como veremos, serán utilizadas para manejar una presentación sobre el TRC.

Se nota que la conversión (frecuencia-amplitud) se ha desarrollado en dos pasos sucesivos: El primero

constituido por una línea doble RF de diversa longitud (conversión frecuencia-fase), y la segunda constituido por una unión híbrida (conversión fase – amplitud).



$$V_3 = K^2 E_1^2$$

$$V_4 = K^2 E_1^2$$

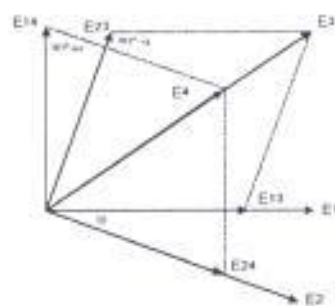
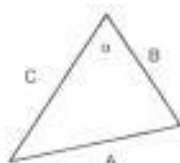
$$\alpha = Kf$$

$$E_1 = E_2, \text{ si se consideran de magnitud unitaria } \alpha, E_1 \text{ y } |E_2| = 1$$

$$|E_{13}| = |E_{14}| = \frac{|E_1|}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Teorema del coseno

$$A^2 = B^2 + C^2 - 2BC \cos \alpha$$



Ejemplo:

$$\alpha = 30^\circ$$

$$\text{sen } \alpha = 0.5$$

$$|E_1| = |E_2| = 10 \text{ cm}$$

$$|E_{13}| = |E_{23}| = |E_{14}| = |E_{24}| = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7.07$$

resultando:

$$|E_3| = 12.2 \text{ cm} = 10 \cdot (1 + \text{sen } \alpha) \text{ (cm)}$$

$$|E_4| = 7.07 \text{ cm} = 10 \cdot (1 - \text{sen } \alpha) \text{ (cm)}$$

$$|E_3| = |E_{13}| + |E_{23}| = 2|E_{13}| |E_{23}| \cos(90 + \alpha)$$

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 - 2\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cos(90 + \alpha) = 0.5 + 0.5 - \cos(90 + \alpha) = 1 + \text{sen } \alpha$$

$$|E_3| = 1 + \text{sen } \alpha$$

$$V_3 = K^2 |E_3|^2 = K^2 (1 + \text{sen } \alpha)$$

$$|E_4| = |E_{14}| + |E_{24}| = 2|E_{14}| |E_{24}| \cos(90 - \alpha)$$

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 - 2\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cos(90 - \alpha) = 0.5 + 0.5 - \cos(90 - \alpha) = 1 - \text{sen } \alpha$$

$$|E_4| = 1 - \text{sen } \alpha$$

$$V_4 = K^2 |E_4|^2 = K^2 (1 - \text{sen } \alpha)$$

$$V_3 = 1 + \text{sen } \alpha$$

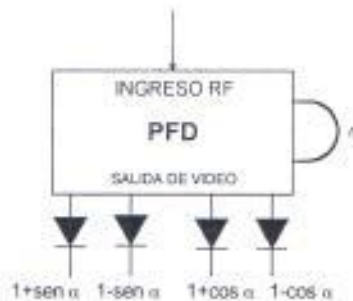
$$V_4 = 1 - \text{sen } \alpha$$

Figura 3.5 CONVERSION DE UNA INFORMACION DE FRECUENCIA  $f$  EN UNA INFORMACION DE AMPLITUD ( $V_3$  y  $V_4$ ) MEDIANTE UNA LINEA DE DESFASAMIENTO Y UNION HIBRIDA RF



Comandando otra unión híbrida mediante las mismas señales  $|E_1|$  y  $|E_2|$ , después de haberles sobrepuesto en una rotación oportuna de fase (esta última independiente de la frecuencia), es posible obtener también las señales respectivamente proporcionales a  $(1+\cos\alpha)$  y  $(1-\cos\alpha)$ .

Un circuito capaz de proveer a la salida las cuatro informaciones de amplitud proporcionales a  $(1+\sin\alpha)$ ,  $(1-\sin\alpha)$ ,  $(1+\cos\alpha)$  y  $(1-\cos\alpha)$  es justamente lo que se denomina como DISCRIMINADOR POLAR DE FRECUENCIA (PFD), que puede ser esquematizado bajo la forma de un bloque funcional, como se muestra en la Figura 3.6.



**Figura 3.6 REPRESENTACION DE UN PFD COMO UN BLOQUE FUNCIONAL**

El esquema detallado de un tipo de PFD es mostrado en la Figura 3.7a con su completo tratamiento matemático en la Figura 3.7b

Para concluir este párrafo se debe afirmar una importante consideración: ninguno de los elementos (línea y unión híbrida), que componen un PFD son selectivos, es decir los circuitos del PFD están dentro de una amplísima banda de frecuencia (dentro de los límites máximos de los componentes) sin necesitar acción alguna de sintonía ó acción similar. Lo que significa, en términos operativos, que la probabilidad de detección de una señal a la entrada de un PFD es del 100%, esto es independiente de la frecuencia misma, a diferencia en cuanto pueda pasar en un receptor de tipo superheterodino.

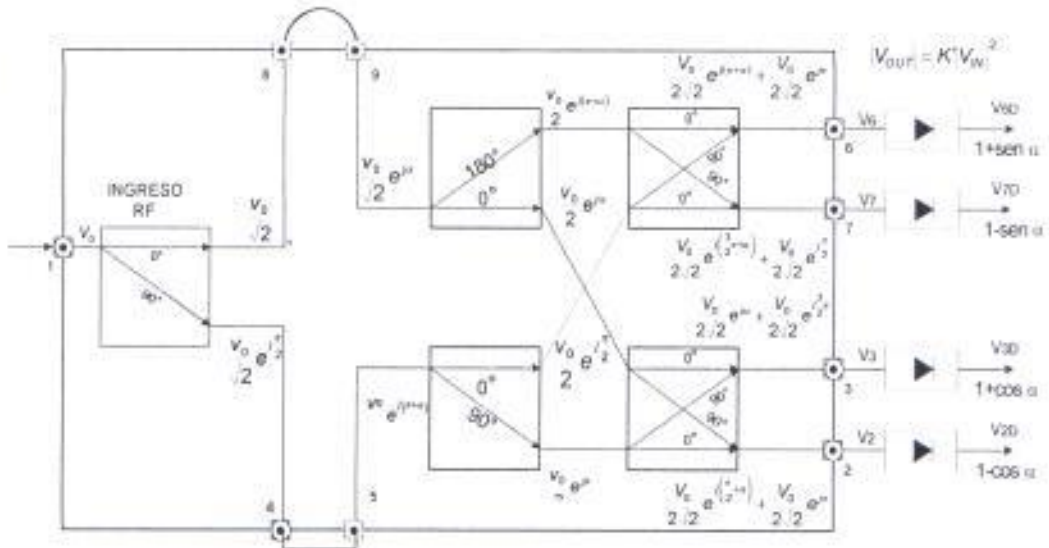


Figura 3.7a DIAGRAMA INTERNO COMPLETO DE UN PFD

Expresiones matemáticas a la salida del PFD

Sean las siguientes identidades

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta t$$

$$e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \operatorname{sen} \alpha$$

$$\operatorname{sen}^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$$

$$\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) = \cos \alpha$$

$V_6, V_7, V_8, V_9$  señales a la salida del PFD previo a la revelación

$V_{60}, V_{70}, V_{80}, V_{90}$  señales después de ser reveladas

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) = -\operatorname{sen} \alpha$$

$$\operatorname{sen}(\pi + \alpha) = -\operatorname{sen} \alpha$$

$$\cos(\pi + \alpha) = -\cos \alpha$$

$$(a + b)^2 = a^2 + 2ab + b^2$$

$$(a - b)^2 = a^2 - 2ab + b^2$$

$$K = \frac{V_0}{2.2}$$

Expresiones matemáticas a la salida del PFD previo a la revelación

$$V_6 = Ke^{j(\pi + \alpha)} + Ke^{j\pi} = K[\cos(\pi + \alpha) + j \operatorname{sen}(\pi + \alpha) + \cos \pi + j \operatorname{sen} \pi] =$$

$$V_6 = K[-\cos \alpha - j \operatorname{sen} \alpha - 1] = -K[(\cos \alpha + 1) + j \operatorname{sen} \alpha]$$

$$|V_6| = K \sqrt{\cos^2 \alpha + 1 + 2 \cos \alpha + \operatorname{sen}^2 \alpha} = K \sqrt{2(1 + \cos \alpha)}$$

$$V_7 = Ke^{j\left(\frac{3\pi}{2} + \alpha\right)} + Ke^{j\frac{3\pi}{2}} = K\left[\cos\left(\frac{3\pi}{2} + \alpha\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{3\pi}{2} + \alpha\right) + \cos \frac{3\pi}{2} + j \operatorname{sen} \frac{3\pi}{2}\right] =$$

$$V_7 = K[\operatorname{sen} \alpha + j \cos \alpha + j] = K[\operatorname{sen} \alpha + j(1 - \cos \alpha)]$$

$$|V_7| = K \sqrt{\operatorname{sen}^2 \alpha + 1 + \cos^2 \alpha - 2 \cos \alpha} = K \sqrt{2(1 - \cos \alpha)}$$

$$V_8 = Ke^{j\alpha} + Ke^{j\frac{3\pi}{2}} = K\left[\cos \alpha + j \operatorname{sen} \alpha + \cos \frac{3\pi}{2} + j \operatorname{sen} \frac{3\pi}{2}\right] =$$

$$V_8 = K[\cos \alpha + j \operatorname{sen} \alpha - j] = K[\cos \alpha - j(1 - \operatorname{sen} \alpha)]$$

$$|V_8| = K \sqrt{\cos^2 \alpha + 1 - 2 \cos \alpha + \operatorname{sen}^2 \alpha} = K \sqrt{2(1 - \operatorname{sen} \alpha)}$$

$$V_9 = Ke^{j\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)} + Ke^{j\frac{\pi}{2}} = K\left[\cos\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) + \cos \frac{\pi}{2} + j \operatorname{sen} \frac{\pi}{2}\right] =$$

$$V_9 = K[\operatorname{sen} \alpha + j \cos \alpha - 1] = -K[\operatorname{sen} \alpha + 1 - j \cos \alpha]$$

$$|V_9| = K \sqrt{\cos^2 \alpha + 1 + 2 \operatorname{sen} \alpha + \operatorname{sen}^2 \alpha} = K \sqrt{2(1 + \operatorname{sen} \alpha)}$$

Señales reveladas

$$|V_{out}| = K^2 |V_{in}|^2$$

$$|V_{60}| = K^2 K^2 2(1 + \cos \alpha)$$

$$|V_{70}| = K^2 K^2 2(1 - \cos \alpha)$$

$$|V_{80}| = K^2 K^2 2(1 + \operatorname{sen} \alpha)$$

$$|V_{90}| = K^2 K^2 2(1 - \operatorname{sen} \alpha)$$

reemplazando  $K^2 K^2 2$  por  $K^*$ , se obtiene

$$|V_{60}| = K^*(1 + \cos \alpha)$$

$$|V_{70}| = K^*(1 - \cos \alpha)$$

$$|V_{80}| = K^*(1 + \operatorname{sen} \alpha)$$

$$|V_{90}| = K^*(1 - \operatorname{sen} \alpha)$$

**Figura 3.7b TRATAMIENTO MATEMATICO DE UN PFD**

La única limitación teórica operativa de un PFD es que para poder operar correctamente, debe recibir a la entrada una sola señal a la vez.

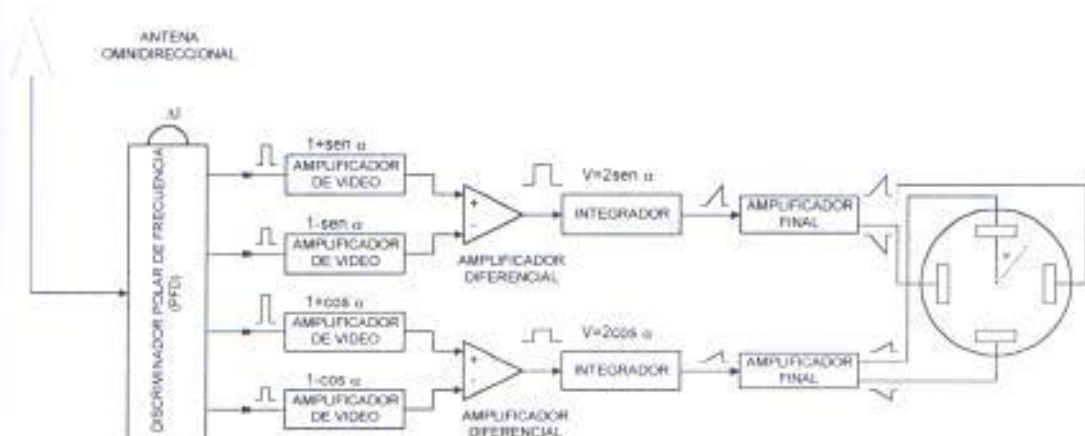
En efecto, si dos señales cualesquiera que vinieran simultáneamente aplicadas al PFD, las cuatro informaciones de amplitud presentes a la salida serán equivalentes a una combinación de las dos frecuencias: es decir una sola información errada de frecuencia, o sea dos frecuencias distintas y precisas.

Esta limitación no se genera del grave problema cuando las señales de ingreso son de tipo impulsivo, con un ciclo de trabajo extremadamente bajo (esto es 10% como en el caso de las señales de radar)

- En tal caso, en efecto un PFD podrá procesar también muchas secuencias de impulsos al mismo tiempo, a causa de la baja probabilidad de arribo simultáneo de dos simples impulsos.

### 3.1.2.4. Esquema fundamental de un receptor IFM basado en el empleo de un PFD

El esquema fundamental de un receptor IFM, llamado también receptor interferométrico, es mostrado en la Figura 3.8.



**Figura 3.8 ESQUEMA DEL PRINCIPIO DE UN RECEPTOR PARA LA MEDICION INSTANTANEA DE LA FRECUENCIA**

Se trata de obtener una presentación de frecuencia sobre un TRC, conservando la ventaja de la probabilidad de interceptación del 100% garantizada del PFD, que como se había visto, es capaz de discriminar diferentes frecuencias aunque no sea selectivo.

Supóngase al PFD alimentado directamente desde una antena omnidireccional sobre el plano horizontal,

y se considera su funcionamiento a la presencia de un impulso de radar a la entrada.

Sobre las cuatro salidas del PFD, después de los cristales reveladores, habrán cuatro impulsos simultáneos, respectivamente con amplitudes proporcionales a  $(1+\sin \alpha)$ ,  $(1-\sin \alpha)$ ,  $(1+\cos \alpha)$  y  $(1-\cos \alpha)$ ; recordando que  $\alpha$  es directamente proporcional a la frecuencia del impulso del radar. Enviando los impulsos  $(1+\sin \alpha)$  y  $(1-\sin \alpha)$  a las entradas de un amplificador diferencial, es posible obtener a la salida del mismo amplificador, un impulso de amplitud proporcional a  $(\sin \alpha)$ , esto es positivo ó negativo según la frecuencia del radar.

En modo análogo si puede obtener los impulsos proporcionales a  $(\cos \alpha)$ .

Lo que se quiere ahora obtener es la reproducción sobre un TRC del ángulo  $\alpha$ , es decir mostrar en forma visible el ángulo de desfase eléctrico de la señal RF obtenida del tramo de línea  $\Delta l$  que es parte del discriminador.

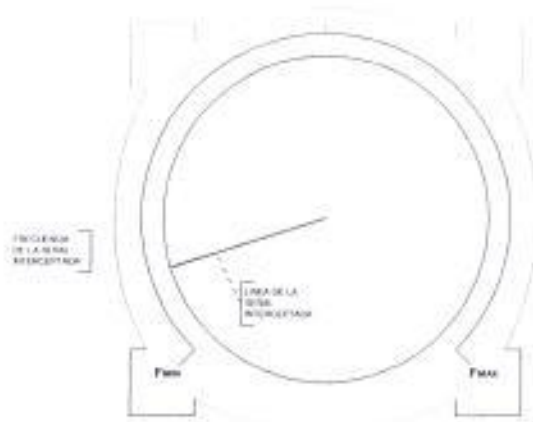
Para hacer esto será suficiente aplicar las señales ( $\sin \alpha$ ) y ( $\cos \alpha$ ) a las placas de deflexión ortogonales del TRC con pantalla circular. La combinación de las fuerzas electrostáticas en el TRC provocará la deflexión del haz electrónico propio en dirección  $\alpha$ , respecto a una posición de referencia preseleccionada.

Para obtener una línea radial, en lugar de un punto como se tendría aplicando los impulsos directamente a las placas del TRC, es suficiente convertir los impulsos en ondas de diente de sierra de amplitud proporcional a ellos, mediante circuitos integradores.

Además para dar una suficiente duración al movimiento del haz electrónico sobre la pantalla, es generalmente necesario "alargar" los impulsos recibidos (por ejemplo de  $30 \mu\text{s}$  a  $40 \mu\text{s}$ ) antes de la integración.

Entonces esto es naturalmente hecho sin alterar las amplitudes proporcionales de las señales ( $\sin \alpha$ ) y ( $\cos \alpha$ ), las cuales está contenido el valor de  $\alpha$ , esto es la información de la frecuencia.

La presentación que se obtiene es mostrada en la Fig 3.9. Se trata de una línea radial cuya dirección reproduce el ángulo de desfase  $\alpha$ , siendo  $\alpha$  directamente proporcional a la frecuencia de la señal de radar al ingreso; se puede graduar la periferia de la pantalla del TRC directamente con valores de frecuencia, en lugar de grados. Entonces se ha obtenido una presentación de frecuencia en coordenadas polares, con correspondencia lineal entre el ángulo ( $^{\circ}$ ) y la frecuencia (MHz).



**Figura 3.9 PRESENTACION SOBRE UN TRC DE UN RECEPTOR PARA LA MEDICION INSTANTANEA DE LA FRECUENCIA**

El largo de la línea dependerá de la intensidad de la señal de ingreso, mas no de la línea misma, porque



la relación  $\frac{\text{sen } \alpha}{\text{cos } \alpha}$  es independiente de la intensidad de la señal.

Se ha obtenido así un receptor de un gran ancho de banda (wide-open) con altísima probabilidad de interceptación en capaz de medir la frecuencia de la señal interceptada.

Desde el punto de vista operativo, el receptor de la Figura 3.10 presenta una desventaja, que es posible eliminarla fácilmente.

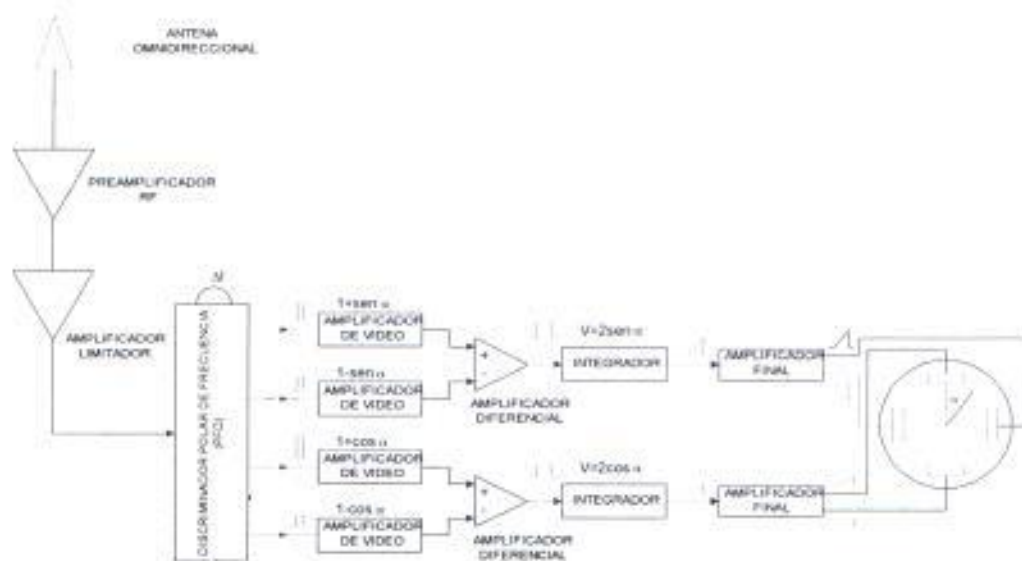
Se trata de la baja sensibilidad debida al hecho que el mismo receptor, además de ser para un gran ancho de banda es de tipo revelación directa (video-cristal); la sensibilidad típica sería cerca de  $-40\text{dBm}$ .

- Por tanto, para obtener una alta sensibilidad (cerca de  $-70\text{dBm}$ ), será suficiente introducir en serie entre la antena y el PFD un amplificador RF (BWO ó SSA) de alta ganancia y bajo nivel de ruido.

En realidad, se usan generalmente dos amplificadores RF en serie: el primero que cumpla la

función de preamplificación, para tener la sensibilidad requerida, y el segundo que tenga una característica limitante, para asegurar la compresión dinámica. De ésta manera entonces se evita el fenómeno de la saturación en el circuito de video, en presencia de una fuerte señal RF.

El esquema resultante de la unión de los dos amplificadores es mostrado en la Figura 3.10.



**Figura 3.10 ESQUEMA DEL PRINCIPIO DE UN RECEPTOR PARA LA MEDICION INSTANTANEA DE LA FRECUENCIA CON ETAPAS PREVIAS DE PREAMPLIFICACION Y AMPLIFICACION**

### 3.1.2.5. Factores que influyen sobre el ancho de banda de un receptor IFM

De cuanto se ha expuesto anteriormente, resulta que sobre el TRC de un receptor IFM se presenta la información angular proporcional a la frecuencia de la señal de ingreso.

Pero se nota que el ángulo  $\alpha$  puede asumir también valores mucho más grandes que  $2\pi$ , mientras es lógico que, para evitar ambigüedad en la presentación, el campo de valores de  $\alpha$  que pueden ser útilmente presentados en un TRC deben ser necesariamente limitados a  $2\pi$  ( $360^\circ$ ). Mejor todavía, el selector deberá ser limitado cerca de  $320^\circ$  para dejar un "ángulo muerto" suficientemente amplio para tener una inmediata discriminación de la señal a través de las señales próximas a la frecuencia mínima con aquellas señales próximas a la frecuencia máxima.

Porque si

$$\alpha = \frac{2\pi}{\mu} f \cdot \Delta l$$

$$\Delta\alpha = \frac{2\pi}{\mu} \Delta f \cdot \Delta l$$

donde:

$\Delta\alpha$  es la máxima variación angular utilizable, por ejemplo  $320^\circ$ ;

$\Delta f$  es la variación de la frecuencia ( $f_{\max} - f_{\min}$ ) que provoca una variación angular  $\Delta\alpha$ ;

$\Delta l$  es la longitud del tramo de línea de desfazamiento.

$\mu$  es la velocidad de propagación en línea.

Por consiguiente:

$$\Delta f = \Delta\alpha \cdot \frac{\mu}{2\pi\Delta l} = \frac{320^\circ}{360^\circ} \cdot \frac{\mu}{\Delta l} = \frac{K'}{\Delta l}$$

donde:

$$K' = \frac{320^\circ}{360^\circ} \cdot \mu$$

Se ve entonces que, una vez fijado el máximo campo angular utilizable, el ancho de banda  $\Delta f$  sobre el cual puede ser empleado el receptor, depende del valor de  $\Delta l$ , en proporción inversa.

Se trata ahora de seleccionar un valor de  $\Delta f$  que se quiere hacerle correspondiente a los  $320^\circ$  utilizables sobre el TRC, encontrando un compormiso justo entre la exigencia de presentar una banda de frecuencia lo más amplia posible, y la exigencia de poder distinguir señales diversas muy cercanas en frecuencia, es decir mantener una buena discriminación angular ( $\text{MHz}/^\circ$ ) sobre el TRC.

Por ejemplo, si con un receptor se quiere cubrir una banda de 3200 MHz, tendremos una resolución angular de  $3200\text{MHz}/320^\circ$  es decir de  $10\text{MHz}/^\circ$ ; en lugar de esto para una exigencia particular operativa tendríamos la necesidad de un mayor poder de discriminación angular (ejemplo  $2\text{MHz}/^\circ$ ), estaríamos obligados a alargar la línea  $\Delta l$  (recordando que  $\Delta f$  es inversamente proporcional a  $\Delta l$ ) y limitar la cobertura de banda del receptor a  $2\text{MHz} \cdot 320^\circ$  que es igual a 640MHz.)

Además se debe tener en consideración el ancho de banda de algunos componentes RF presentes en el circuito como por ejemplo los amplificadores de RF.

Teniendo en cuenta todo, entonces se puede afirmar que el típico ancho de banda de un receptor IFM es limitado cerca a un octavo y no supera en algún modo los 5 ó 6000 MHz..

Sobre una banda particular de frecuencias caracterizada por una fuerte densidad de emisiones se utiliza un receptor a banda muy estrecha (600-700 MHz), para obtener una elevada discriminación angular.

La banda sobre la cual debe funcionar un receptor (y sobre el cual debe ser dimensionado, como se había visto, el valor de  $\Delta I$ ), viene delimitada por filtros pasabanda colocados en el canal RF.

### **3.2. DETERMINACION DEL ANGULO DE ARRIBO DE UNA SEÑAL (GONIOMETRIA).**

#### **3.2.1. El Goniómetro de antena fija y comparación de amplitud.**

Un goniómetro de antena fija tiene las siguientes características distintivas:

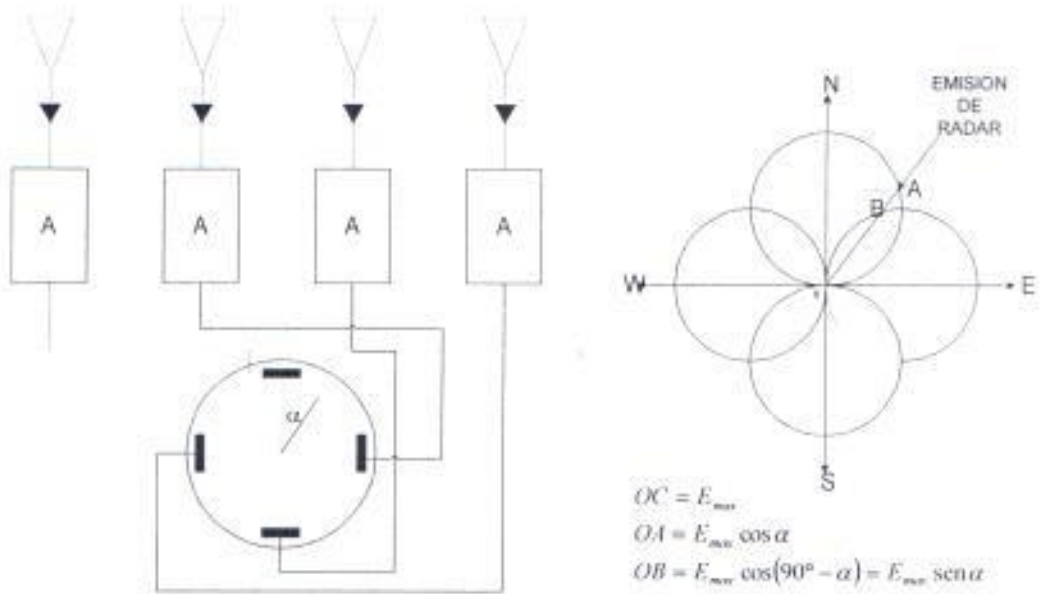
- El sistema de la antena está constituido por una cortina compuesta por algunos elementos receptores fijos.

- La cortina, por sí misma, está en grado de cubrir simultáneamente un arco de  $360^\circ$  sobre el horizonte.
- Cada uno de los elementos receptores deben tener una forma del lóbulo tal, que permita la reconstrucción, sobre un TRC en presentación polar de la dirección de la que proviene cada una de las señales. De allí se consigue que, sea cual sea la dirección de las señales, ésta debe ser recibida por algunos de los elementos de la cortina mucho más que otros; en otras palabras los elementos receptores no pueden ser omnidireccionales.

Se nota finalmente que el término "goniómetro por comparación de amplitud", se deriva del hecho de que la dirección por donde proviene la señal viene reconstruida mediante una comparación entre la amplitud de la misma señal recibida por los diversos elementos constitutivos de la cortina.

### **3.2.2. El Goniómetro de 4 antenas**

El tipo de goniómetro más simple de antena fija es mostrado en la Figura 3.11; está constituido por 4 antenas receptoras orientadas en las cuatro direcciones ortogonales N,S,E y W. Las antenas pueden ser, por ejemplo, del tipo espirales.



**Figura 3.11 ESQUEMA FUNDAMENTAL Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE UN GONIOMETRO DE 4 ANTENAS**

Cada elemento posee un diagrama de recepción de tipo

$E_{MAX} = \cos \alpha$ , esto es circular con abertura de  $90^\circ$  (se nota que el

diagrama de recepción mostrado es referido a la intensidad del campo eléctrico, mas no a la potencia).

Se verá el comportamiento del sistema cuando es interceptada una señal de radar (por ejemplo impulsivo) proveniente de una dirección que forma un ángulo  $\alpha$  con la dirección de referencia Norte.

En tal caso, sobre la salida de la antena Norte se tendrá una señal  $E_N = E_{MAX} \cos \alpha$ , donde  $E_{MAX}$  es la señal que se obtuviera de la misma señal si esta proviniera exactamente desde la



dirección Norte.

Simultáneamente la misma señal será interceptada también por la antena Este, mas la señal de amplitud de la señal disponible a la salida de tal antena será  $E_E = E_{MAX} \cos(90^\circ - \alpha)$ , esto es  $E = E_{MAX} \sin \alpha$ .

Si ahora las señales  $E_N$  y  $E_E$  son amplificadas y reveladas separadamente, en dos canales con igual ganancia  $A$ , y por tanto aplicadas a las placas de deflexión N y E de un TRC circular, el resulta que la placa N recibe una señal  $V_N = A \cdot E_{MAX} \cos \alpha$ , mientras que a la placa E recibe una señal igual a  $E_E = A \cdot E_{MAX} \sin \alpha$ . La relación entre las amplitudes  $V_N$  y  $V_E$  será por lo tanto:

$$\frac{V_N}{V_E} = \frac{A \cdot E_{MAX} \cos \alpha}{A \cdot E_{MAX} \sin \alpha}$$

Esto es independiente de la intensidad de la señal interceptada ( $E_{MAX}$ ) y dependiente de la dirección de la que proviene.

Siendo  $\frac{V_N}{V_E} = \frac{\cos \alpha}{\sin \alpha}$ , el efecto de la fuerza que se ejerce sobre

el cursor electrónico de la señales  $V_N$  y  $V_E$  será tal que provoca la deflexión propia en el TRC en dirección  $\alpha$ , por tanto reproduciendo sobre la pantalla del TRC la dirección de arribo de la emisión interceptada.

La intensidad de la señal recibida solo tendrá efecto sobre la longitud de la línea del vector, mas no sobre la dirección (esto es válido, si no existe saturación en ninguno de los canales que son parte del proceso de las señales.

Análogamente a lo anterior, también las antenas y canales S y W serán enlazados a las correspondientes placas del TRC.

Para finalizar se puede ver que el receptor esquematizado en la Figura 3.11 presenta una amplia banda de funcionamiento, a causa del empleo de una antena logarítmica-periódica y de canales de una banda de revelación ancha y directa (wide-open, video-cristal), a una cobertura horizontal de  $360^\circ$ , porque cualquier dirección es cubierta por al menos una de las antenas. La probabilidad de interceptación será del 100%.

La sensibilidad no será muy elevada (típica de  $-40$  dBm), a causa de la revelación directa, mas el uso de amplificadores RF para cada canal permite obtener valores mucho más elevados.

El receptor puede ser también, por ejemplo, de tipo selectivo de alta sensibilidad, cuando el canal wide-open es sustituido por un canal superheterodino alimentado por un oscilador local.

### **3.2.3. Error típico en un goniómetro de 4 antenas y su causa relativa**

Se había visto anteriormente que el fundamento teórico en el

cual se basa el funcionamiento de un goniómetro de 4 antenas es la forma del lóbulo de la antena, como por la perfecta igualdad de los cuatro canales receptores, si se trata de un sistema de comparación de amplitud.

Prescindiendo del problema de la igualdad de los canales, que puede ser efectuada con una buena precisión, se deberá considerar el problema relativo a la forma del lóbulo.

Ellos serán, en realidad, mas bien recortados antes que perfectamente circulares, y por lo tanto una fuente de error. Además la forma aproximadamente circular se alterará al variar la frecuencia, dando origen al alargamiento ó a la reducción de la abertura, con el consecuente error sistemático.

Considérese el efecto de aquella variación en la forma de la abertura del lóbulo: supóngase que a cierta frecuencia el lóbulo se reduzca, asumiendo la forma indicada en la Figura 3.12a.

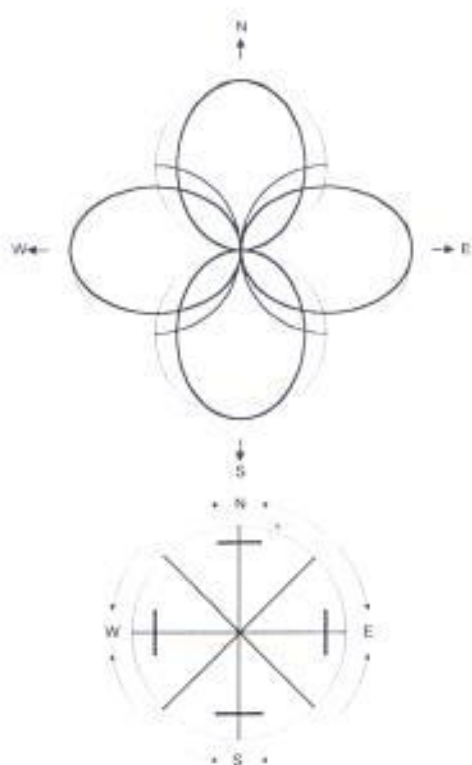
El resultado será la introducción de un error sistemático tal que trasladar la dirección reconstruida siempre hacia los ejes principales N, S, E y W como indican las flechas.

En otras palabras, si la dirección real de la señal fuese por ejemplo, de  $30^\circ$ , la dirección reconstruida resultaría ser  $25^\circ$ . Al contrario una dirección real de  $60^\circ$  sería por ejemplo

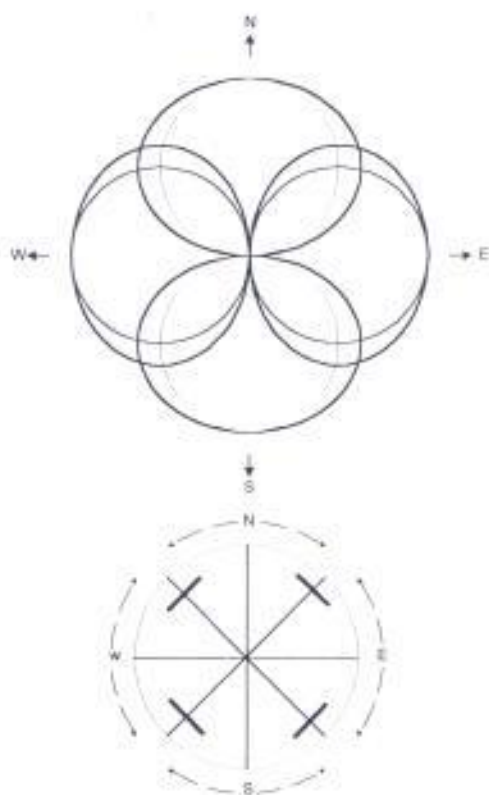
reconstruida a  $65^\circ$ .

El efecto del alargamiento del lóbulo será naturalmente opuesto, esto es la dirección reconstruida será afectada de un error que tiende a acercarse a los ejes diagonales, como se indica en la Figura 3.12b.

Teniendo todos los factores expuestos, se puede afirmar que la precisión típica en un goniómetro de 4 antenas es muy variable, con errores que en ciertos casos pueden llegar también a  $25^\circ$ .



**Figura 3.12a EFECTO DEL ALARGAMIENTO DEL LOBULO**



**Figura 3.12b EFECTO DEL ESTRECHAMIENTO DEL LOBULO**

### 3.2.4. El Goniómetro de 8 antenas

En el goniómetro de 4 antenas se había visto que la deformación del lóbulo introduce en éste un error sistemático, por ejemplo, en caso del reducción, una traslación hacia el eje del lóbulo mismo (N, S, E y W), como en la Figura 3.13a.

Supóngase ahora considerar también las 4 antenas, mas las antenas colocadas en las direcciones NE,SE,SW y NW, de modo que en el TRC se tengan las placas correspondientes a las direcciones, es decir diagonales.

El efecto del restringimiento del lóbulo, como se había visto, se traslada hacia la dirección reconstruida del lóbulo mismo, es decir, en este caso hacia el NE, SE, SW y NW, antes que al N, S, E y W. (Figura 3.13b).

En consecuencia, mientras que con la configuración de la Figura 3.13a la línea se traslada hacia las direcciones ortogonales, en la Figura 3.13b ésta se traslada hacia las líneas de dirección diagonales.

En otras palabras, los errores resultantes sobre el TRC, en ninguno de los dos casos serán opuestos. Si se puede disponer de ambos en el sistema, haciendo la media de las dos lecturas, relativas a una misma emisión, por tanto el error se reduce,

compensando a una buena medición.

Se puede imaginar obtener directamente aquella compensación del error, utilizando un TRC hipotético de 8 placas, comúnmente utilizando dos grupos de antenas (Figura 3.13c). Este sistema resultaría ser mucho más preciso que uno de 4 antenas.

Es posible en la práctica utilizar un TRC normal de 4 placas. Oportunamente deben ser combinadas las señales de los 8 canales con el criterio siguiente, a fin de simular el efecto de las 4 placas diagonales hipotéticas.

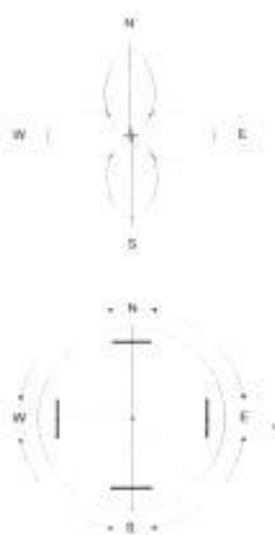


Figura 3.13a DIRECCION DEL ERROR CON ANTENAS Y PLACAS ORIENTADAS AL N, S, E y W

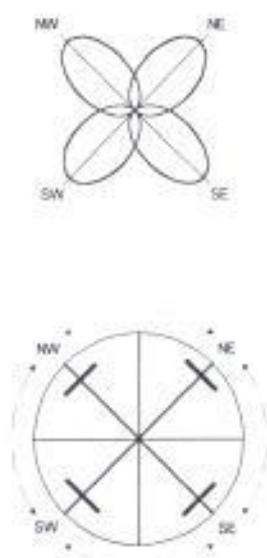


Figura 3.13b DIRECCION DEL ERROR CON ANTENAS Y PLACAS ORIENTADAS AL NE, SE, SW Y NW

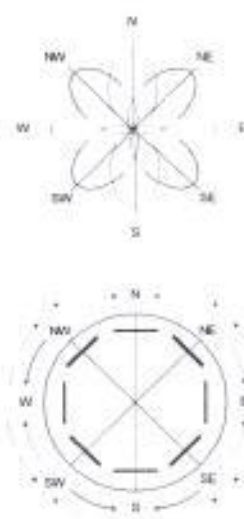


Figura 3.13c DIRECCION DEL ERROR EN UN SISTEMA DE 8 ANTENAS, Y UN TRC HIPOTETICO DE 8 PLACAS

Si por ejemplo se imagina querer obtener sobre un TRC un vector radial en dirección  $45^\circ$  y de una cierta longitud A,

aplicando una señal de amplitud  $V_{NE}$ , sobre una placa diagonal hipotética puesta a  $45^\circ$ , se puede ver que el mismo vector, con idénticos valores de módulo y ángulo, se obtiene aplicando una señal previa a las placas N y E. Ver Figura 3.14.

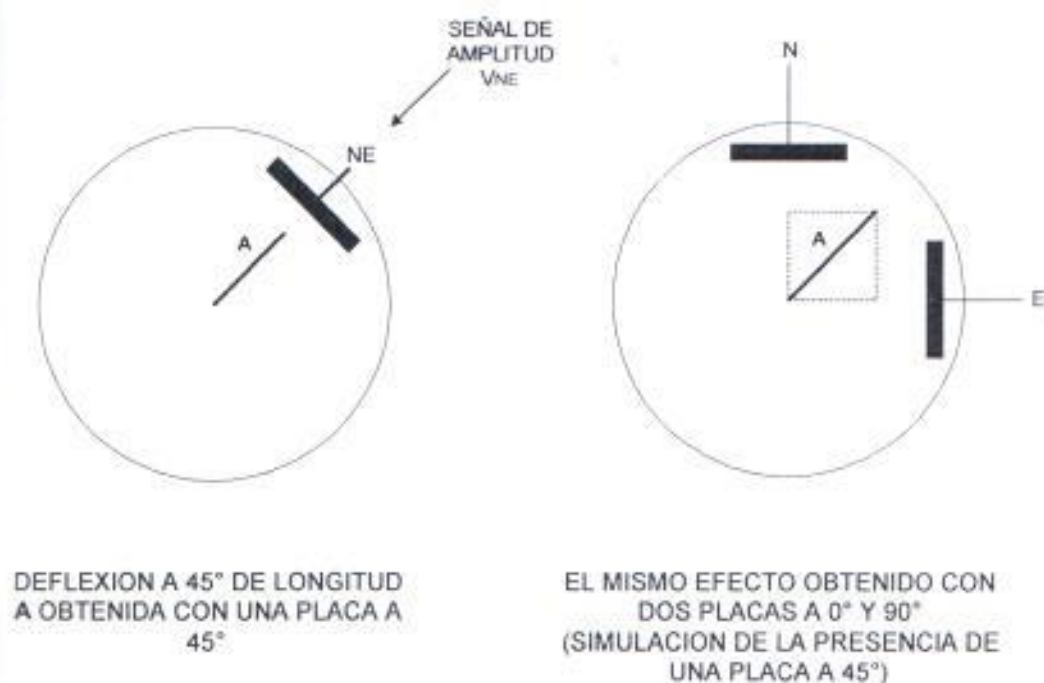


Figura 3.14 SIMULACION DE LA PRESENCIA DE UNA PLACA DIAGONAL

En particular, las señales aplicadas a las dos placas N y E deben ser iguales entre sí, para obtener una resultante a  $45^\circ$ , mientras la amplitud de cada uno de ellos deberá ser  $\frac{V_{NE}}{\sqrt{2}}$ , de modo que el módulo resultante sea igual a A.

En conclusión, la presencia de la placa NE del TRC puede ser simulada simplemente inyectando, ya sea en el canal N ó en el

canal E, una señal cuya amplitud sea par a aquella señal efectivamente presente en el canal NE, pero dividida para 2.

En modo análogo es posible simular la presencia de la placa SE, SW y NW inyectando una alicuota oportuna de las correspondientes señales de los canales N,S,E y W.

La configuración final, que es aquella realmente dotada en el receptor goniométrico de 8 antenas se muestra en la Figura 3.15

### 3.2.5. Características y aplicaciones del goniómetro de 8 antenas

En la figura 3.15 se indica el esquema fundamental de un goniómetro de 8 antenas. En el caso específico. Se ve que las antenas son inmediatamente seguidas de cristales reveladores, del circuito de combinación de canal y del circuito de vídeo.

Esto es la presencia de un goniómetro de revelación directa (vídeo-cristal) a un amplio ancho de banda (wide-open) porque en el esquema no figura ningún elemento selectivo.

El goniómetro referido en el esquema tendrá por tanto una probabilidad de interceptación del 100% (debido al uso de un circuito de amplia banda y a la cobertura horizontal de la cortina de 8 antenas) y un valor de sensibilidad muy alto (cerca de -40dBm) a causa de la revelación directa.



Un goniómetro de este tipo, por lo tanto no siendo muy sensible será óptimo para individuar con absoluta precisión la presencia de una emisión de radar de suficiente intensidad para ser presentada en el TRC.

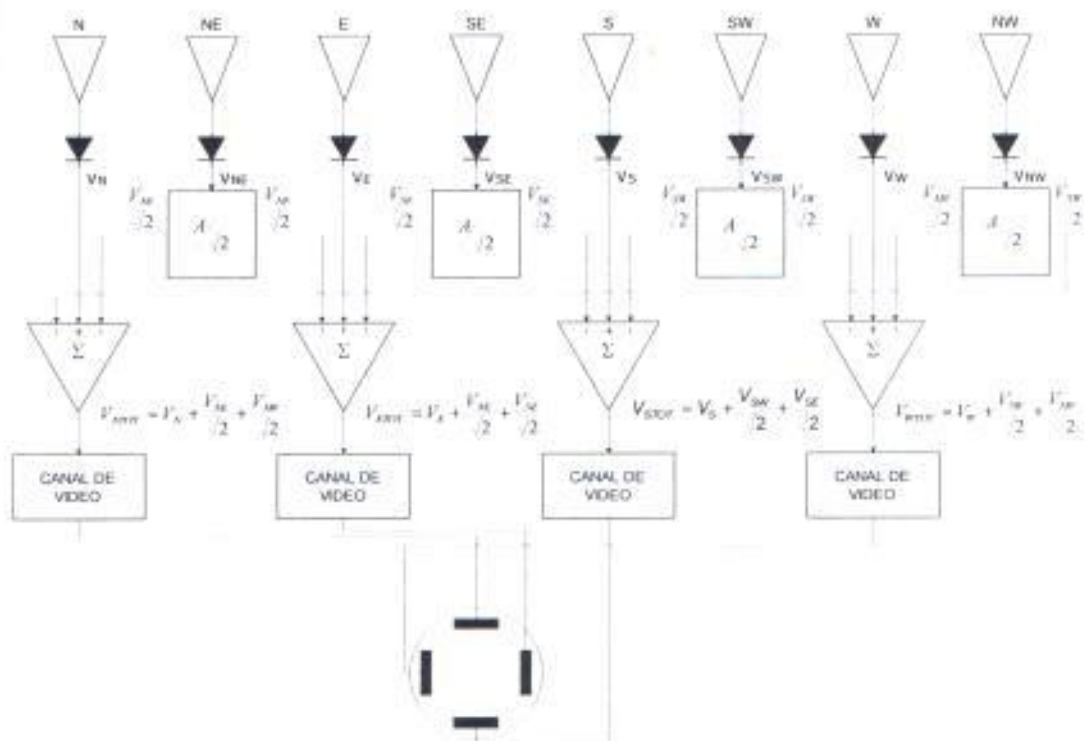


Figura 3.15 ESQUEMA FUNDAMENTAL DE UN GONIOMETRO DE 8 ANTENAS CON COMBINACION DE CANAL

La banda de funcionamiento de un simple goniómetro podrá ser extremadamente ancha, tal de cubrir hasta 3 octavas y más.

Si se quiere un goniómetro de alta sensibilidad (más de  $-70$  dBm), se deben sustituir los cristales reveladores por 8 canales superheterodinos, todos alimentados por un mismo oscilador

local.

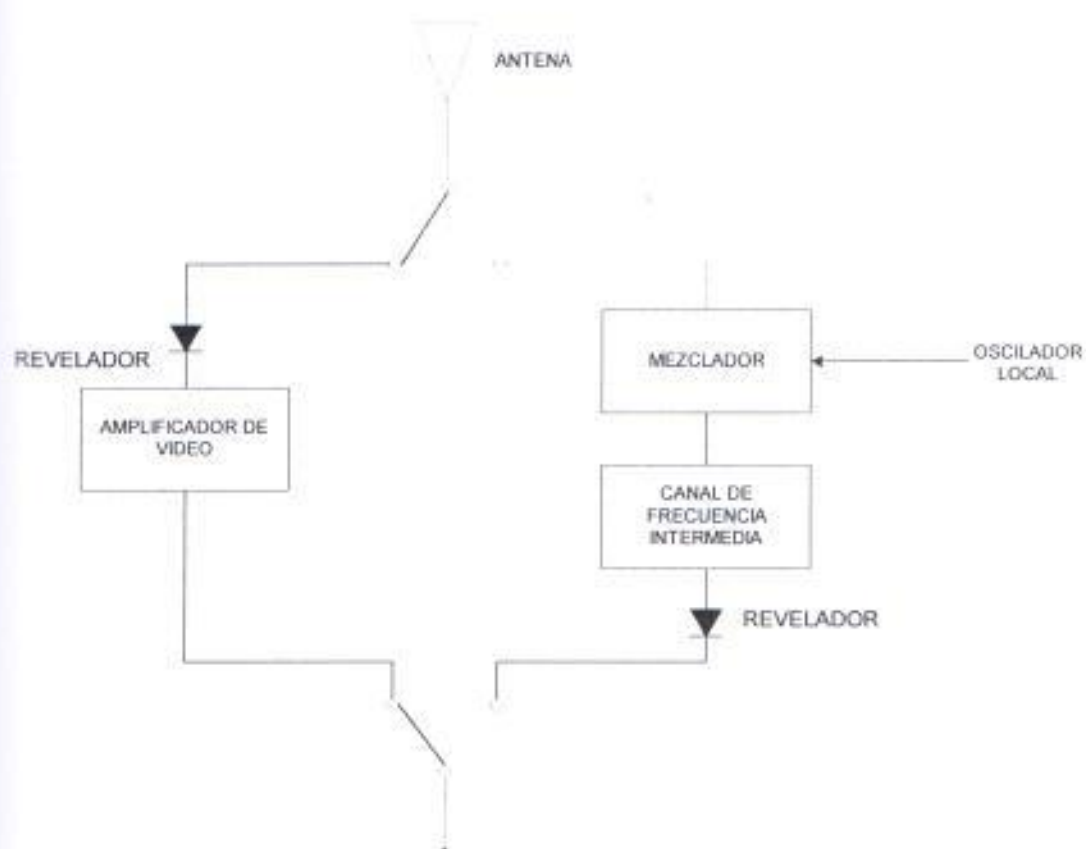
En tal modo, sin embargo, el goniómetro se hace extremadamente selectivo, pudiendo cubrir, instante por instante, no más de unas decenas de MHz.

La solución de aumentar la sensibilidad dejando inalterada la anchura de banda, es factible insertando amplificadores RF antes que los cristales en el esquema de la Figura 3.15, es teóricamente posible mas presenta importantes inconvenientes de carácter práctico.

Efectivamente los amplificadores RF disponibles actualmente disponibles trabajan en una banda muy restringida que aquella que cobre la antena (ejemplo: aproximadamente una octava a tres), por tanto será necesario subdividir cada uno de los ocho canales direccionales en más canales de banda, con las consecuentes graves complicaciones circuitales y notables que aumentan el costo.

La mejor solución desde un punto de vista operativo, en cambio, es aquella presentada en el uso de un goniómetro provisto de propia circuitería receptora, esto es un canal a revelación directa y uno superheterodino para cada una de las 8 direcciones, con conmutación realizada por el operador (Figura

3.16). Se podrá así utilizar el goniómetro en el modo más idóneo a cada situación particular operativa.



**Figura 3.16 DETALLE DE UNO DE 8 CANALES DIRECCIONABLES PARA LOS DOS MODOS DE FUNCIONAMIENTO WO ó SH**

Así por ejemplo el goniómetro puede ser utilizado normalmente en modo "wide-open" a revelación directa para poder inmediatamente obtener la revelación de emisiones peligrosas (generalmente muy fuertes), mientras que el modo superheterodino puede ser utilizado para obtener la revelación de emisiones muy débiles, previamente descubiertas, por

ejemplo, sobre la pantalla de un receptor IFM con alta sensibilidad y alta probabilidad de interceptación.

Finalmente se considera el tipo de antenas utilizables para constituir la cortina de 8 elementos.

Teniendo en cuenta la forma del lóbulo que debe dar un error mínimo, la abertura y el tipo de antena (logarítmico-periódica, espiral plana, etc), además de las dimensiones físicas y de la variación de la característica de la antena misma en función de la frecuencia, se puede decir que el mayor elemento utilizado es el del tipo espiral plana, con un abertura teórica a  $-3$  dB cerca de  $72^\circ$  y ancho de banda muy amplio.

El consecuente diagrama de recepción del sistema de 8 antenas es mostrado en la Figura 3.17, en la cual el diagrama se refiere al campo eléctrico y no a la potencia; la escala radial es lineal e indica la intensidad de campo relativa. Esto es la relación  $\frac{E}{E_{MAX}}$ .

Naturalmente la abertura de cada lóbulo tendrá que alargarse al disminuir la frecuencia y restringirse cuando la frecuencia aumenta.

Los errores consecuentes resultan típicamente cerca de  $4^\circ$  (valor cuadrático medio), con un cierto empeoramiento solo al

límite extremo de la cobertura de banda de la antena.

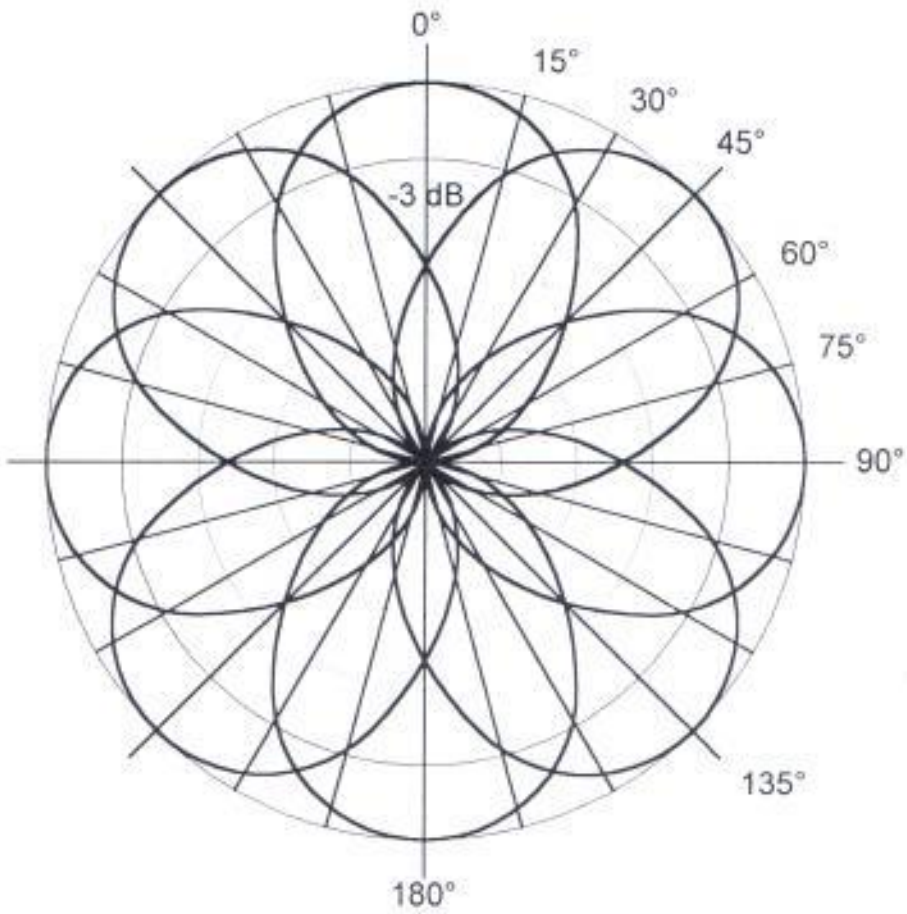


Figura 3.17 LOBULOS DE RECEPCION DEL GONIOMETRO DE 8 ANTENAS

# Capítulo IV

## REINGENIERIA EN EL SISTEMA DE PROCESAMIENTO DE SEÑAL EN EL RECEPTOR

ELT/116

### 4.1. CONSIDERACIONES PRINCIPALES

A fin de reducir las limitaciones y fallas en la operación del sistema GAMMA-ED, se ha visto la necesidad de diseñar un bloque de pre-procesamiento que logre la automatización y de esta manera disminuir el tiempo para la determinación de parámetros de una señal. Esto deberá estar orientado a conseguir lo siguiente:

- Funcionamiento automático sin intervención del operador.
- Goniometría instantánea en modo Wide Open (WO).
- Goniometría Super Heterodina (SH) ágil y muy veloz.
- Sistema de Goniometría Super Heterodina (SH) Instantánea de gran sensibilidad.
- Alta velocidad de procesamiento (tiempos menores a  $2\mu\text{s}$  por pulso).

- Alta precisión en la medición de parámetros.
- Alta probabilidad de interceptación.
- Poseer un interfaz hombre máquina amigable disponiendo de periféricos diversos.
- Interfaz con otros sistemas de la unidad.
- Grabado de emisiones de alarma automáticamente.

## 4.2. ARQUITECTURA DEL SISTEMA

La Fig. 4.1 muestra la arquitectura del sistema deseado. Esta consta de la sección de RF que comprende las antenas omnidireccionales, unidad RF, módulo de servicio, antena goniométrica y unidad IFM.

Las 4 antenas omnidireccionales a través de 4 canales independientes envían las señales a la unidad de RF en donde son preamplificadas y a su vez enviadas a la unidad IFM donde son amplificadas y convertidas a señales de video en el PDF. Las señales de video ingresan al bloque preprocesador donde por medio de un sistema de muestreo y conversión a alta velocidad son transformadas a un formato digital.

La emisión ingresa por medio de un canal auxiliar al reconstructor de video, el cual es el encargado de purificar la señal y producir una emisión con flancos muy definidos, para que de esta manera ingresen al preprocesador, en donde contadores de alta velocidad, se

encargarán de determinar el ancho de pulso (PW) y su periodo de repetición (PRF)

A su vez las antenas goniométricas reciben la señal y por medio de sus cristales reveladores y amplificadores sumadores, proporcionan al preprocesador señales de direccionamiento, las mismas que son convertidas y tratadas para luego ser transmitidas.

Las señales digitales ingresan a un computador a través de una tarjeta de adquisición de datos en donde se ejecuta el proceso de determinación y presentación de parámetros.

En el CPU se realizarán todas las operaciones necesarias para la presentación de las emisiones. Aquí se recopilan las señales digitales, las cuales son interpretadas por la ecuación de frecuencia y posteriormente corregidas por medio del análisis estadístico.

Su presentación se la realiza en un monitor industrial de 19 pulgadas en dos formas, cartesiana y polar. Además el equipo posee interfases con otros sistemas como son el Giro Compás, el lanza Chaffs (ALEX II), comando y control (IPN-10), sistema de Blanqueo, etc.

El nuevo GAMMA posee periféricos importantes como son la impresora y disquetera para poder transmitir la información importante a otro lugar. Tiene acceso a Red ( de ser necesario), y además su maniobrabilidad es por medio de un teclado y un joystick.



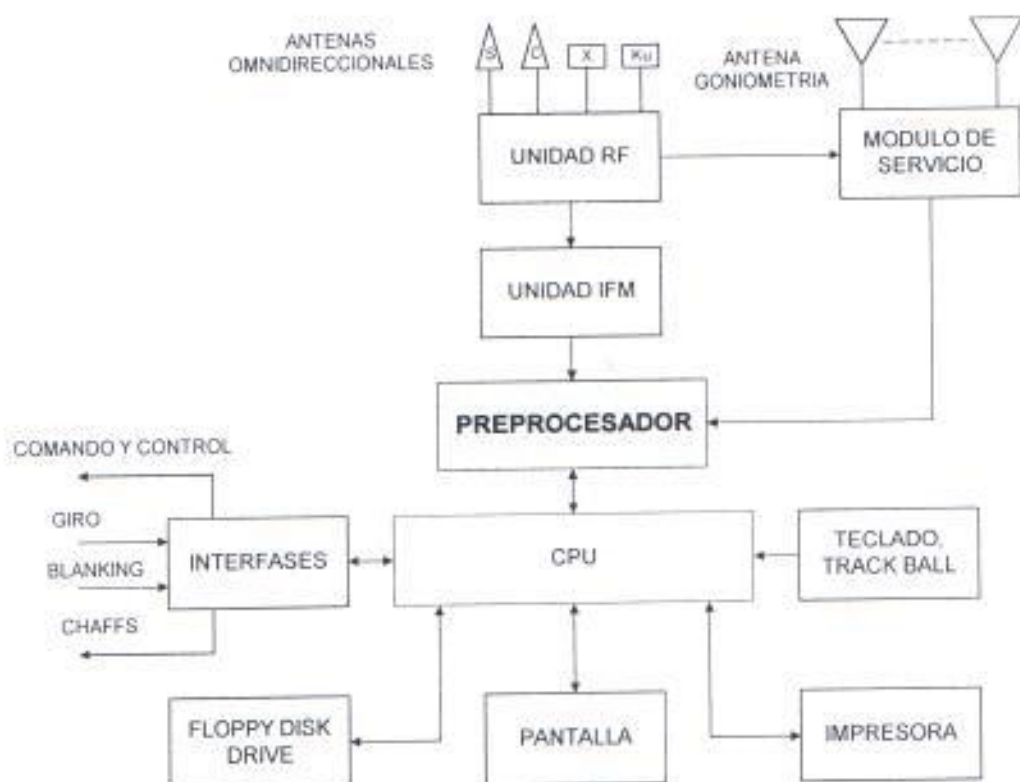


Figura 4.1 ARQUITECTURA DEL SISTEMA

### 4.3. ELECCIÓN DEL BLOQUE DE PRE-PROCESAMIENTO

Luego del estudio y análisis de otros sistemas de guerra electrónica modernos y las necesidades del sistema deseado se llegó a determinar dos alternativas para la elección del bloque de pre-procesamiento, estas alternativas son:

- DFD
- Circuito Digital de medición.

Las mismas que se presentan a continuación.

#### 4.3.1. DFD (Digital Frequency Discriminator).- Discriminador digital de frecuencia.

Recibe la una seña de RF, y entrega directamente los parámetros de una señal en un formato digital, es decir PRI, PW, FREC, y AMP.

##### Ventajas:

- a) Los parámetros de la señal son enviados directamente en forma digital a un computador.
- b) Alta sensibilidad, aproximadamente  $-70\text{dBm}$  a  $+5\text{dBm}$
- c) Gran ancho de banda, es decir que cubren todas las bandas de frecuencia de trabajo de los radares entre 0.7 GHz a 18 GHz incluso más altas.
- d) Poco espacio y peso.
- e) Alta velocidad

##### Desventajas:

- a) Elevado costo.
- b) Se requiere de un software adicional para realizar el desentrelazamiento de las señales.

- c) En caso de avería se depende directamente del fabricante para su reparación.
- d) Uno de los objetivos del proyecto es mantener la sección RF. Si se usa un DFD se deberá eliminar la unidad IFM y modificar la unidad RF, y calibrar todo el sistema para la nueva configuración.
- e) Se deberán cambiar todas las antenas omnidireccionales por una sola a fin de cubrir un ancho de banda de 2 a 18 GHz, ó mantener las 4 antenas y multiplexar la señal a un solo DFD ó por último usar un DFD para cada banda de frecuencia, lo que no es recomendable.

#### 4.3.2. Circuito Digital de Medición.

Consiste en recibir las señales de video y pulso reconstruido provenientes desde la unidad IFM y RF respectivamente a fin de entregar al computador los datos en forma digital de frecuencia ( $2\text{sen } \alpha$  y  $2 \text{cos } \alpha$ ), PRI y PW.

##### Ventajas:

- a) Diseño que requiere circuitos integrados especiales pero de bajo costo.
- b) Fácil reparación en caso de avería.

- c) La adquisición de datos se logra directamente por medio de una tarjeta conectada a los puertos de comunicaciones del PC.
- d) Permite actualizaciones de una manera fácil y segura.

Desventajas:

- a) La velocidad del proceso depende de la velocidad de operación de los elementos que lo componen incluyendo la tarjeta de adquisición de datos. Estos elementos no se adquieren en el mercado local.
- b) Se requiere de un software adicional para realizar el desentrelazamiento de las señales.
- c) Es necesario implementar un circuito para cada banda, lo que involucra usar una tarjeta de adquisición con un bus de mayor capacidad.
- d) Es necesario que exista una comunicación continua entre el computador y el circuito a fin de tener control del proceso.

#### 4.4. ELECCIÓN DE ALTERNATIVA PARA EL BLOQUE DE PRE-PROCESAMIENTO

El análisis de las ventajas y desventajas de las posibles alternativas de solución determinó que para el bloque de pre-procesamiento se utilizará el circuito digital de medición debido a que presentará las siguientes opciones:

- Mayor versatilidad para innovaciones posteriores.
- Bajo costo de producción.
- Fácil reparación.
- Fácil instalación a bordo.

#### 4.5. COMPOSICIÓN DEL SISTEMA

El nuevo sistema utiliza toda la parte del sistema original en lo que se refiere a microondas, excepto que en la unidad RF se cambiarán los BWO por osciladores YIG controlados digitalmente, lo que posteriormente servirá para la goniometría. La Tabla III indica las unidades antes y después de la modernización e implementación de la nueva configuración.

Tabla III	
CONFIGURACIONES ANTES Y DESPUES DE LA RENGENIERIA DEL RECEPTOR ELT/116	
Antenas omnidireccionales (Banda S, C, X y Ku)	Sin cambios
Módulo Sensor (Antena Goniométrica)	Sin cambios
Módulo de Servicio	Sin cambios
Módulo RF	Modificado
Unidad IFM	Modificado
Consola	Modificada
- Alimentación	- Nueva
- Unidad de Vigilancia	- Nueva
- Unidad de Análisis	- Nueva
- Unidad de Proceso	- Nueva
- Unidad de Control	- Nueva
- Parlante	- Nueva

Las antenas omnidireccionales, la unidad RF, la antena DF, la unidad IFM y el módulo de servicios permanecen en el mismo sitio.

Se mantiene la consola, se reemplazan las tarjetas y módulos por los circuitos digitales de medición y el computador.

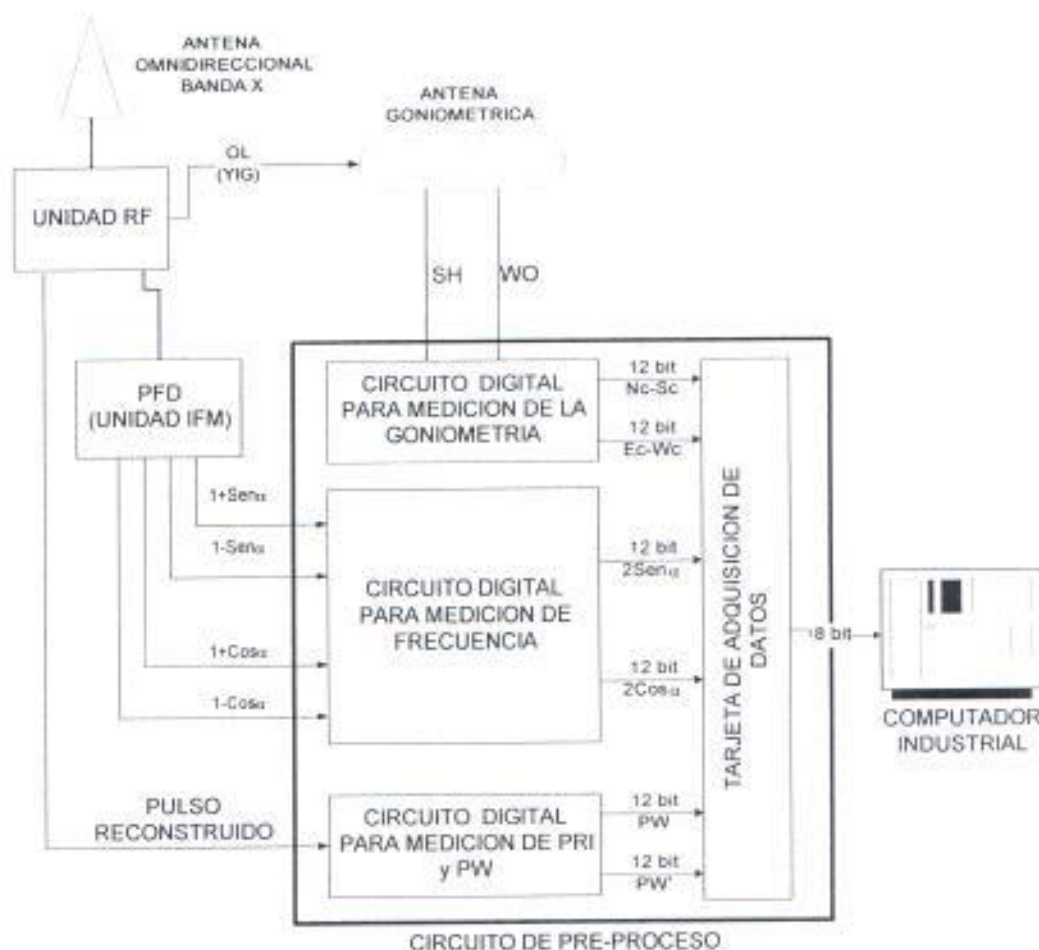


Figura 4.2 REINGENIERIA EN EL RECEPTOR PARA UNA BANDA DE FRECUENCIAS : BANDA "X"

Los CRT son reemplazados por una sola pantalla gráfica a color multifuncional y tipo tacto (*touch screen de ser posible*).

El panel control es reemplazado por un teclado alfanumérico y un joystick.

Se puede grabar las emisiones en dispositivos de memoria como discos flexibles.

La Fig. 4.3 indica una visualización de la consola antes y después de la reingeniería.

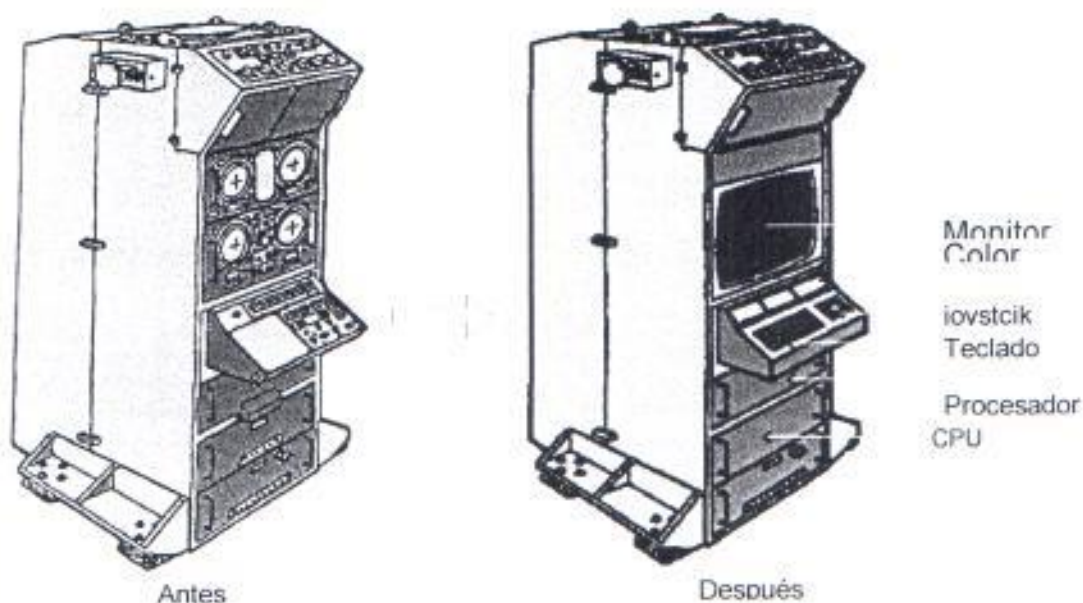


Figura 4.3 MODERNIZACION DE LA CONSOLA

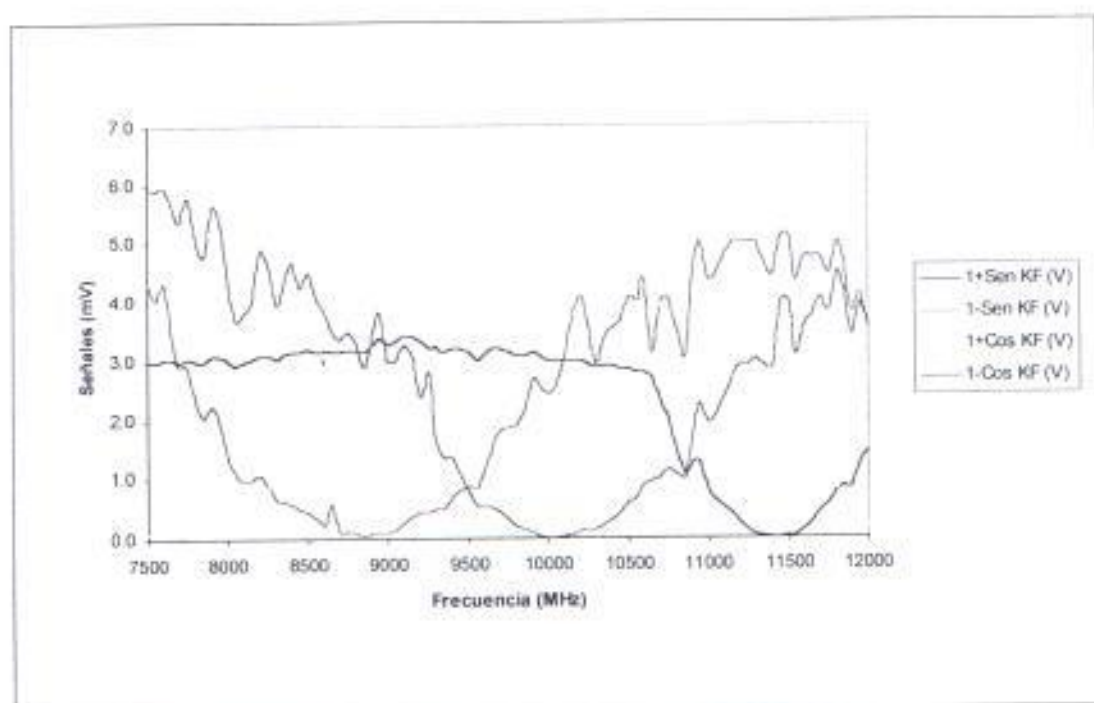
#### 4.6. DETERMINACIÓN DE LA FRECUENCIA

Para la determinación de la frecuencia previamente fue necesario realizar la caracterización de un módulo de la Unidad IFM. Esta caracterización consistió en alimentar a la unidad con una señal simulada de radar mediante un oscilador de barrido (*sweep oscillator*) para una banda de frecuencias. Como ya se ha descrito en el capítulo 3, al PFD ingresa una señal de microondas de una frecuencia dada y a



su salida entrega cuatro señales de video proporcionales a  $K^2(1+\text{sen}\alpha)$ ,  $K^2(1-\text{sen}\alpha)$ ,  $K^2(1+\text{cos}\alpha)$  y  $K^2(1-\text{cos}\alpha)$  expresadas en voltios.

Para el análisis se usó el módulo F411E4E-501 (de la unidad IFM) que trabaja en la banda "X" (7.5 a 12 GHz), con una modulación de frecuencia de 10KHz y un DC igual a 5%. Se escogió esta banda porque es la más usada por radares de navegación y radares tácticos en la actualidad entre ellos los radares de tiro, que son los más peligrosos a la hora de un combate real. El Anexo A contiene la tabla de los valores medidos a la salida del módulo, y el Gráfico 4.1 muestra las cuatro señales de video en función de la frecuencia.



**Gráfico 4.1 SEÑALES DE VIDEO A LA SALIDA DEL PFD EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE ENTRADA (BANDA X)**

En estas señales no se encuentra directamente el valor de frecuencia  $f$  sino dentro del ángulo  $\alpha$  ( $\alpha=K.f$ ), donde  $K$  es constante y  $f$  es variable) el mismo que debe determinarse trigonométricamente.

### ***Cálculo de K***

Se plantean las siguientes ecuaciones para el cálculo del factor  $K$  :

$$K^*(1 + \operatorname{sen} \alpha) - K^*(1 - \operatorname{sen} \alpha) = 2K^*(\operatorname{sen} \alpha) \quad (1)$$

$$K^*(1 + \operatorname{cos} \alpha) - K^*(1 - \operatorname{cos} \alpha) = 2K^*(\operatorname{cos} \alpha) \quad (2)$$

Dividiendo la ecuación (1) para la ecuación (2) se elimina el factor  $2K^*$ , por tanto se demuestra claramente que el valor de la frecuencia no es afectado por la constante  $K^*$  (que es función de la potencia de ingreso y la constante característica del equipo).

$$\frac{K^*(2 \operatorname{sen} Kf)}{K^*(2 \operatorname{cos} Kf)} = \frac{\operatorname{sen} Kf}{\operatorname{cos} Kf} = \operatorname{tg} Kf$$

Si al resultado anterior se le aplica la función trigonométrica arco tangente doble (es decir de  $-2\pi$  a  $+2\pi$ ) se obtiene el valor del ángulo  $\alpha$  en cualquiera de los cuatro cuadrantes, el mismo que es correspondiente a la frecuencia de ingreso, ya que

$$\alpha = \operatorname{tg}^{-1} Kf \quad [-2\pi, +2\pi]$$

Si estos valores se representan en un gráfico se encontrará una situación especial en la que a dos frecuencias se tiene un mismo valor de ángulo. (Ver Gráfico 4.2).

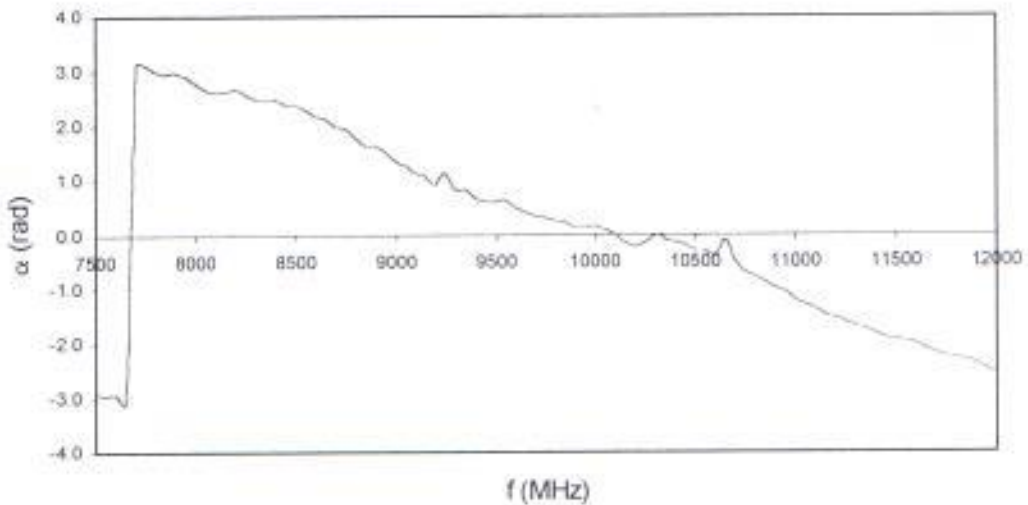
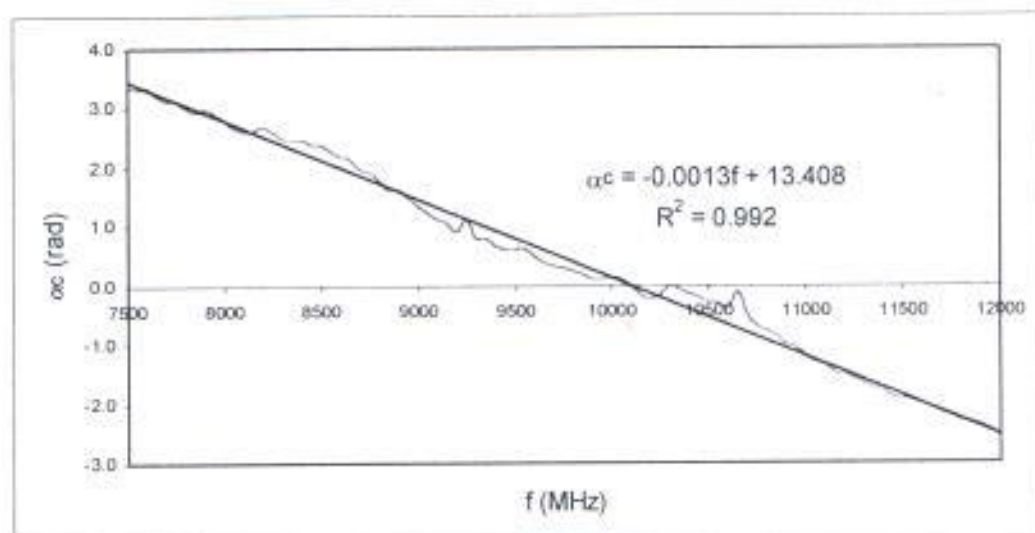


Gráfico 4.2 ANGULO vs. FRECUENCIA (BANDA X)

Para corregir esto se sumó a los ángulos (negativos) correspondientes a las frecuencias comprendidas entre 7500 y 7650 GHz el valor de  $2\pi$  rad ( $360^\circ$ ) a fin de obtener un ángulo corregido  $\alpha_c$ . De ésta manera se puede trabajar con una función lineal entre  $\alpha_c$  y  $f$ . Aplicando el método de los mínimos cuadrados a todos los pares de datos se obtiene la ecuación de la recta y por consiguiente el valor de la pendiente que es igual a la constante K. Entonces se demuestra que

$$\alpha_c = -0.0013f + 13.408 \text{ [rad]}$$

Ver Gráfico 4.3



**Gráfico 4.3 ANGULO CORREGIDO vs. FRECUENCIA (BANDA X)**

Por lo tanto si en el Gráfico 4.3 se invierten los ejes a fin de obtener la frecuencia en función del ángulo, se tendrá la siguiente ecuación lineal:

$$f = -747.32\alpha_c + 10098 \text{ [MHz]}$$

Esta ecuación será de mucha utilidad en el futuro para usarse en los algoritmos para el diseño de software y de esta manera obtener una presentación visual. Ver Gráfico 4.4. En el computador se utilizará esta ecuación y con análisis estadísticos se determinará la frecuencia de la emisión.

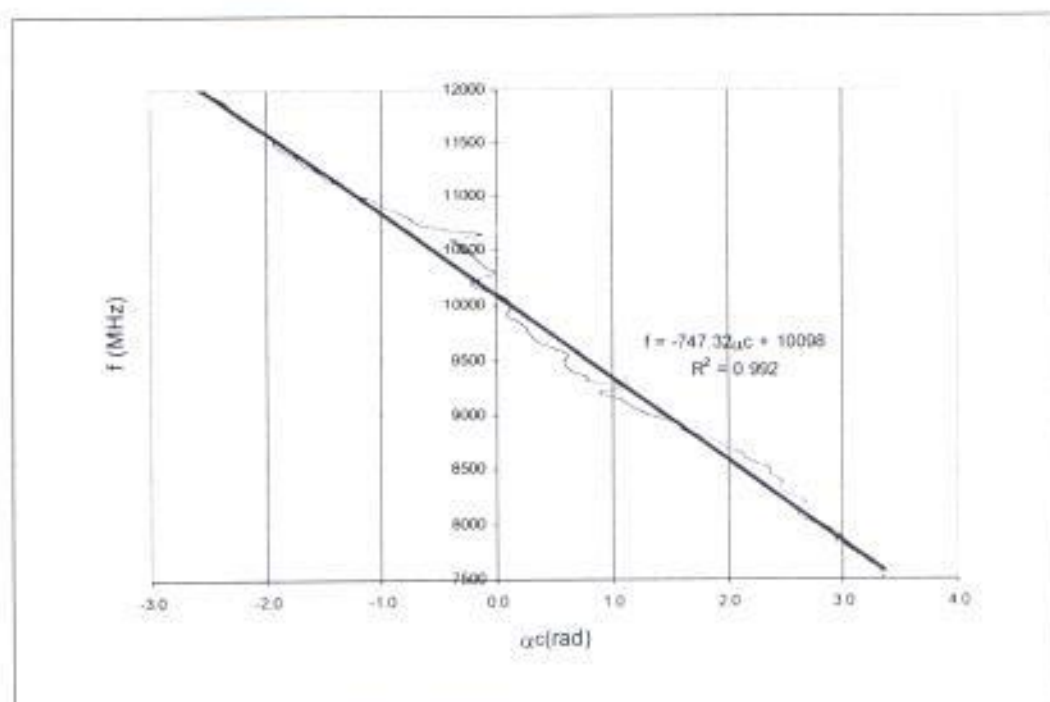
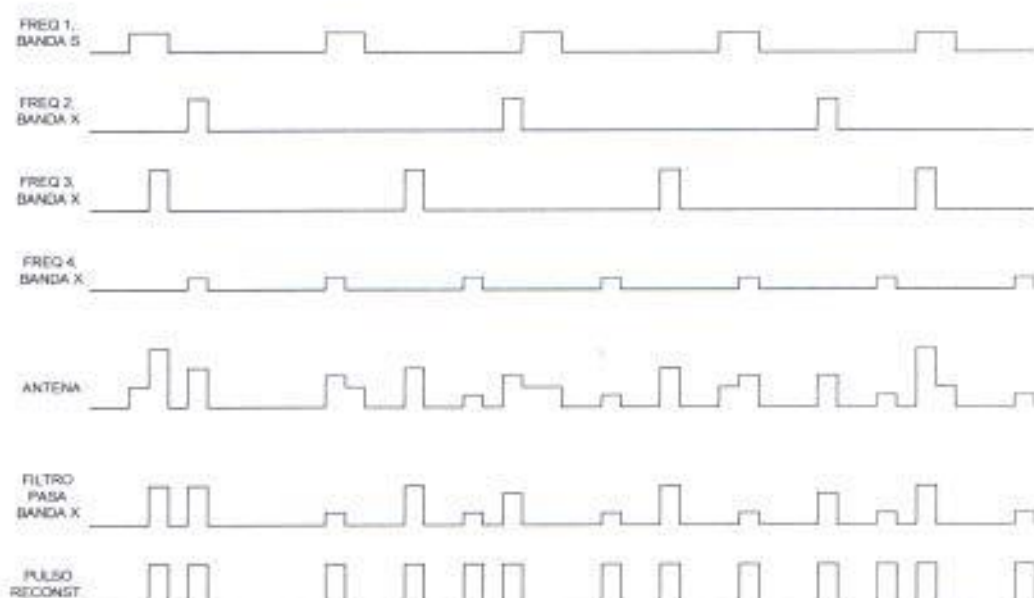


Gráfico 4.4 FRECUENCIA vs. ANGULO CORREGIDO (BANDA X)

## 4.7. DISEÑO DEL HARDWARE

### 4.7.1. Medición de la frecuencia

Cuando diversas señales dentro de una misma banda son recibidas por la antena, el equipo debe diferenciar cada una de ellas previamente a fin de realizar las mediciones respectivas y permitirle al computador procesar los datos. La Fig. 4.4 muestra la forma en que las señales de radar con diferentes parámetros son recibidas por una antena omnidireccional y el filtrado posterior.



**Figura 4.4 PULSOS RECIBIDOS POR UNA ANTENA OMNIDIRECCIONAL (BANDA X)**

El proceso de diferenciar y separar cada una de las señales se conoce como *des-entrelazar*. Esto se consigue a través de dos señales importantes provenientes de la unidad IFM y la unidad RF respectivamente: un pulso de sincronismo que alerta al sistema la presencia de una nueva emisión, por tanto dará el inicio del proceso de conversión para los ADC; y un pulso reconstruido que servirá para la medición del PW y PRI.

Una vez que el circuito ha recibido estos dos pulsos no interrumpirá su ciclo de trabajo sino que continuará hasta enviar todos los datos digitales de:  $2\text{sen}\alpha$ ,  $2\text{cos}\alpha$ , PW y PW' al

computador. La Fig. 4.5 muestra el diagrama funcional del circuito para medición de frecuencia en el pre-procesador.

Las emisiones que son receptadas por el equipo son traducidas por el PDF en señales de video de senos y cosenos.

Estas señales pueden tener valores desde 0 voltios hasta los 10 voltios dependiendo de la potencia de la emisión receptada. Debido a esto, las señales ingresan primero a un fijador de nivel, el cual es un grupo de Opamps con ciertas señales de control, que modifican los voltajes de manera proporcional dependiendo de la potencia, la señal NivPot es la encargada de esta función. Si la potencia de la emisión no produce señales de más de 1 voltio de amplitud, ingresa a una multiplicador de 10 para mejorar la resolución. A su vez después de la amplificación se resta 5 voltios a la señal, para de esta manera tener el rango necesario de entrada para el convertidor que es de +5 a -5 voltios. De lo contrario, automáticamente el equipo cambia de escala para producir una amplificación unitaria, con la resta correspondiente.

De esta manera tenemos las señales filtradas y calibradas al rango de los convertidores. Al mismo tiempo el sistema por

medio de su circuito de sincronismo y control genera la señal CONVERT que se convierte en el disparo de los convertidores.

Los convertidores traducen el voltaje leído en una palabra digital de 12 bits con dos bits de error, debido a la alta frecuencia de muestreo y poco tiempo de presencia de la señal.

Posteriormente las señales digitales de  $1+\text{Sen}\alpha$  y  $1-\text{Sen}\alpha$  se restan entre sí para producir la señal  $2\text{Sen}\alpha$ . Igual proceso siguen las señales de  $1+\text{Cos}\alpha$  y  $1-\text{Cos}\alpha$  para crear la señal  $2\text{Cos}\alpha$ .

Estas dos palabras digitales ingresan al sistema de almacenamiento en cola, el cual se encargará de mantener los valores hasta que el CPU haga el requerimiento para la lectura de los mismos.

El computador es el encargado de recibir estas señales y obtener el ángulo equivalente de frecuencia por medio del arcotangente doble de la división de la señal  $2\text{Sen}\alpha$  para  $2\text{Cos}\alpha$ .

Este ángulo luego es ingresado en la ecuación de frecuencia previamente establecida para esa banda y esa potencia y de esta manera obtener el valor real. Para mayor precisión se



realiza una corrección estadística de la respuesta, utilizando para ello todas las mediciones previamente realizadas.

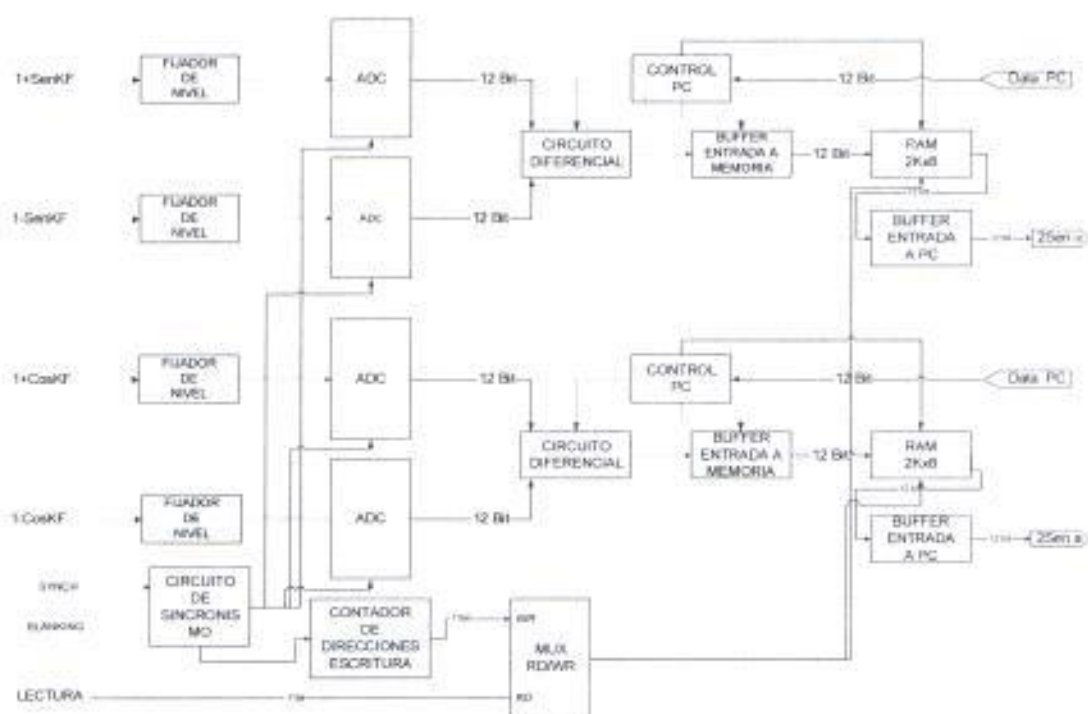


Figura 4.5 DIAGRAMA FUNCIONAL DEL CIRCUITO PARA MEDICION DE FRECUENCIA,

#### 4.7.2. Medición de PRI y PW

La medición de PW y PW' se realiza por medio de dos contadores independientes de alta velocidad que trabajan en forma alternada.

Al llegar un pulso al circuito, este activa de inmediato al contador de ancho de pulso (PW) por medio de la señal ENT, el

cual incrementa una unidad por cada 50 nanosegundos. De esta manera se recoge con exactitud de 1 bit, la parte en alto de la señal. Existen dos contadores en cascada de 8 bit cada uno, de esta manera la resolución que tenemos es de 16 bits. Existe la posibilidad de que el ancho de pulso sea mayor que la capacidad del contador, eso es debido a que se trata de una onda continua, es decir que no posee modulación. Para esto el circuito consta con un sistema de parado, el cual se activa cuando se detecta que los contadores llegaron a su límite e impide que los mismos se reseteen y vuelvan a contar salvando de esta manera la información.

En el momento en que la señal desaparece, se desactiva el contador de PW debido a que la señal entró en el tiempo de espera para retorno de la misma. En este momento el contador de silencio o de PW negado, inicia su conteo, por cada 100 nanosegundos el aumenta en un bit. Su precisión también es de un bit.

De igual manera, en el momento que las emisiones desaparecen del ambiente los contadores en cascada de la parte negada llegaran a su límite activando de esta manera el

sistema de paro de conteo y esperaran hasta el arribo de una nueva señal para continuar con el trabajo.

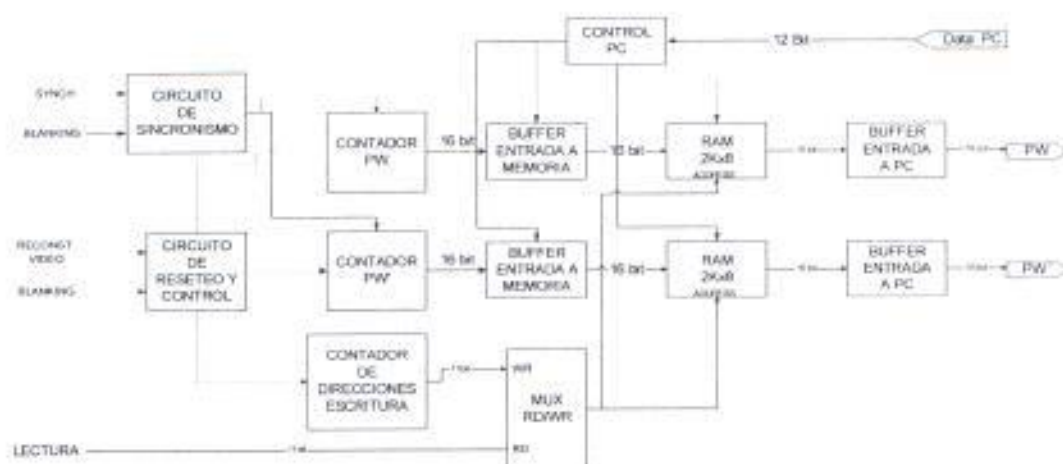


Figura 4.6 DIAGRAMA FUNCIONAL DEL CIRCUITO PARA MEDICION DE ANCHO DE PULSO E INTERVALO DE REPETICION DE PULSO.

Este proceso es manejado por el circuito de reseteo y control, quien controla el alternado de los contadores, el proceso de almacenamiento en la pila y el proceso de blanqueo de la señal para esta sección.

Los buffer de entrada a memoria reciben los datos de los convertidores y contadores de PW y PW' para trasladarlos hacia las respectivas RAM. Estas a su vez están conectadas a los buffer de entrada al PC, quienes por medio de las señales de control son los encargados de la transferencia de datos desde las RAM hacia el PC.

#### **4.7.3. Almacenamiento en cola**

La figura 4.7 nos muestra los componente del circuito de almacenamiento en cola que posee el nuevo GAMMA.

Las señales ingresan inmediatamente después de ser enviadas por los convertidores o contadores a los buffers de entrada, y de ahí en 10 nanosegundos son transferidos a la RAM.

Esta memoria es la encargada de retener los valores hasta que el CPU haga el pedido de lectura de los mismos. La memoria es de 2 kilobytes de capacidad y es manejada tanto por el hardware como por el software. El Hardware es el encargado de controlar el proceso de guardado, y lo realiza con las señales de activación de los integrados previos.

Para el caso de los convertidores el circuito recoge la señal INT\_BUSY la cual indica por medio de un pulso que el integrado terminó el proceso de conversión y que el resultado se encuentra listo a la salida del mismo. Esta señal activa un monoestable el cual genera el pulso que producirá la transferencia de los valores a los registros de sostenimiento de entrada de la RAM.

Automáticamente 15 nano segundos después se genera la señal WE que es la encargada del almacenamiento de los valores en la respectiva RAM, en donde los valores quedan listos para ser leídos por la computadora.

En lo que respecta a los contadores, se recoge la señal de SYNC producida por el comparador a la entrada del sistema y que es la encargada de producir los conteos. Esta señal cuando pasa de alto a bajo, genera el CLK de los registros de sostenimiento de la RAM para los contadores de PW y posteriormente por un proceso similar al anterior se almacenan en la RAM. Cuando la señal pasa de bajo a alto, genera las mismas señales pero para los contadores de PW negado y de esta manera los datos están listos.

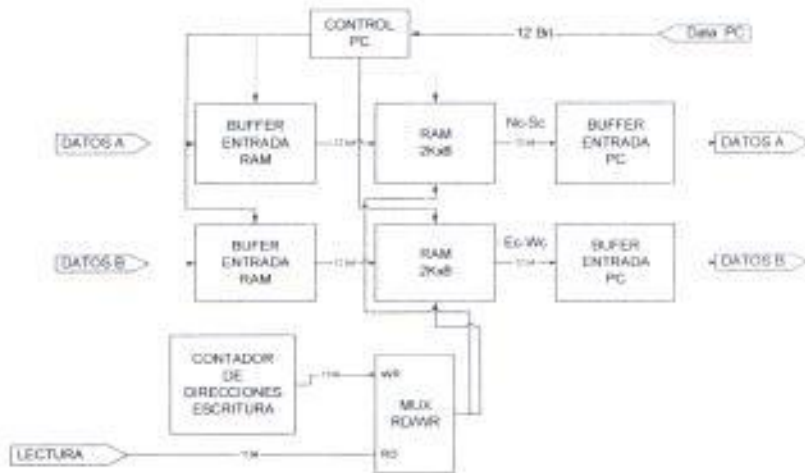


Figura 4.7 DIAGRAMA FUNCIONAL DEL CIRCUITO DE ALMACENAMIENTO EN PILA.

Esta señal también produce un aumento en el contador de direcciones que es el encargado de controlar el valor de la dirección de la memoria en uso.

El proceso de lectura del computador se realiza mediante algunas señales de control generadas por el computador hacia las memorias RAM y los registros de sostenimiento de salida o lectura.

El computador inicia el proceso de lectura generando la dirección de la memoria que se desea leer. Esta dirección es inyectada al sistema de multiplexores por medio de las 11 señales de Posicionamiento de Software (POS\_SW).

De inmediato el computador pone en alto la señal MUX PC, la cual inhabilita a los registros de entrada a la RAM, cambia las direcciones de la RAM de escritura a lectura, por medio del cambio de entrada al grupo de multiplexores que se encuentran antes de los pines de direcciones y a su vez activa el sistema auxiliar de pulsos perdidos.

Posteriormente, se genera la señal OUT\_RAM, la cual setea las memorias RAM en modo de lectura y habilita sus buffers internos. De inmediato generamos CLK\_FF. Esta señal transmite los valores a la salida de la RAM hacia los registros de sostenimiento de salida o de lectura, los cuales serán los encargados de mantener los valores el tiempo que sea necesario para que todos los valores puedan ser transmitidos por el puerto de entrada de la tarjeta de adquisición controlada por el CPU.

El CPU empieza la lectura de todos los datos de una manera consecutiva. Primero lee los registros de Seno y luego Coseno,

seguidos por el PW y el PW negado. Posteriormente lee las señales de control auxiliares que posee el circuito como por ejemplo, el signo de las señales de Seno y Coseno, el nivel de potencia, etc.

#### **4.7.4. Sistema auxiliar de pulsos perdidos**

El sistema auxiliar de pulsos perdidos es muy importante, ya que permite recuperar una emisión que por motivo de la lectura se perdió. Si llegase un pulso, mientras MUX\_PC está en alto, se guardaría en el registro, pero no en la RAM, pero a su vez se genera la señal CLK\_PLS\_FAIL, la cual indica al computador que se perdió un pulso en el proceso de lectura. Este a su vez, una vez concluido el proceso de transmisión de datos hacia los registros y habiendo detectado previamente la presencia de una señal de pulso fallado, genera la señal CLK\_PLS\_SIM, la cual simula al circuito la señal necesaria para el almacenamiento de la información en la RAM y de esta manera se recupera el dato perdido.

#### ***Métodos de lectura***

El circuito Preprocesador en su parte de almacenamiento de datos posee dos métodos, los cuales pueden ser seleccionados por el operador de manera manual, o si el equipo detecta un



ambiente muy denso en lo que respecta a las señales se activa de una manera automática.

### *Transmisión Directa*

En este estado el sistema de almacenamiento funciona como un simple puente entre la salida de los convertidores o contadores hacia el puerto de lectura de la computadora.

Para lograr esta función, el computador coloca en bajo al señal CLRCNT, la cual mantiene encerado el contador de direcciones del Hardware y de esta manera la única dirección que se utiliza es la 000. El computador en su posición de software, genera el mismo código. En adición para poder detectar la presencia de una nueva señal y por ende el almacenamiento de un nuevo dato en las memorias, el circuito genera la señal PLS\_PRE. EL CPU está sensando todo el tiempo está señal y en el momento en que detecta la variación, empieza el proceso de lectura anteriormente detallado.

El modo de transmisión directo, es muy útil cuando se desea hacer revisiones o reparaciones al circuito.

### *Transmisión por almacenamiento*

En caso de que exista un ambiente denso de señales en el sistema, el PC no alcanza a leer los datos a la misma tasa a la que están llegando. En este momento la RAM cumple su función principal: trabaja como una pila creando una cola de espera temporal de datos, permitiendo de ésta manera que mientras la computadora está leyendo un dato, otro que arribe sea almacenado y no se pierda, evitando de ésta manera errores en la presentación.

En este método el computador está censando a cada momento la posición del Hardware por medio de las 11 señales de POS\_HW generadas por el contador de direcciones. Internamente el CPU lleva un contador de direcciones leídas, el cual debe ser igual a la dirección del Hardware menos 1 para que todos los datos ingresados hallan sido leídos.

Cuando el contador de direcciones del Hardware se incrementa en 1, el computador nota la variación y automáticamente inicia el proceso de lectura con la dirección que posee en su contador virtual. Mientras se está procesando la lectura pudiera arribar una nueva

señal o varias señales, las cuales serán almacenadas en las memorias RAM, y de esta manera no se pierden los datos. El computador seguirá leyendo los datos de la RAM hasta que vuelva a estar a un bit de la posición de Hardware.

El operador elegirá el modo de operación del equipo. Inicialmente se encuentra en modo de almacenamiento, pero si el operador lo considera necesario puede pasar a modo Directo en donde el sistema trabaja de una manera más suave. En caso de extrema densidad, el hardware producirá muchos pulsos de lectura mientras se está leyendo los datos, los cuales al llegar a un número determinado por el operador, producirán que automáticamente el software pase al modo de almacenamiento.

Para situaciones de Guerra o entrenamiento, se requiere que el sistema se encuentre en modo de almacenamiento para un mejor funcionamiento.

#### **4.7.5. Goniometría de la Señal**

Como ya se ha visto anteriormente la goniometría trabaja en dos modos: *wide open* y *superheterodino*, esto es seleccionado

por el operador del sistema dependiendo si desea un monitoreo de todas las señales (WO) ó el traqueo de una señal específica (SH).

El circuito de medición en el pre-procesador para la goniometría se divide en dos bloques funcionales independientes para cada uno de los dos modos de recepción (WO ó SH). Ver Fig. 4.8

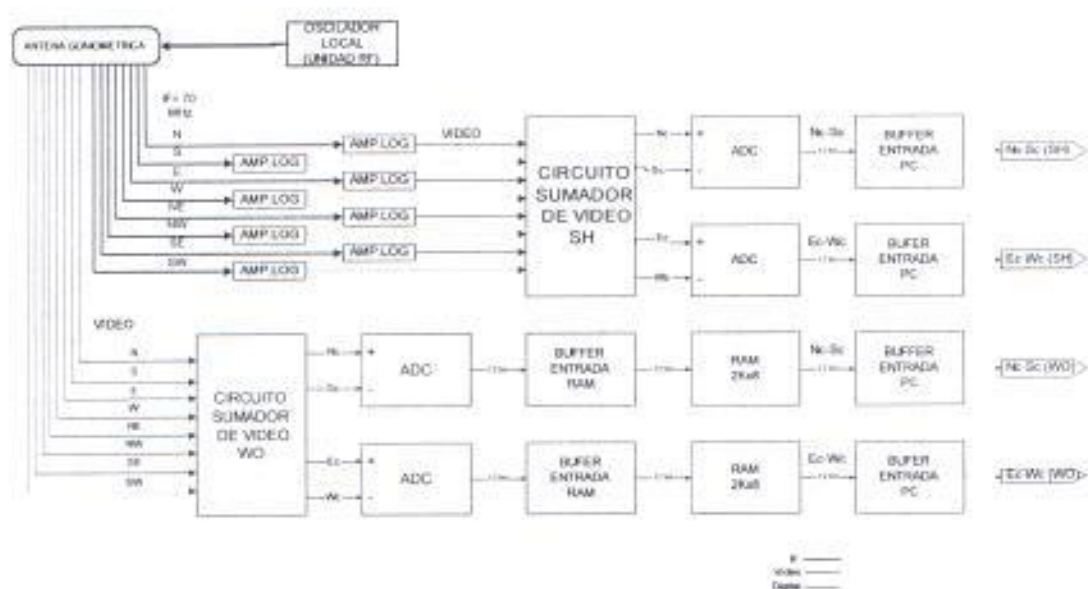


Figura 4.8 CIRCUITO PARA MEDICION DE LA GONIOMETRIA EN EL BLOQUE PRE-PROCESADOR

#### 4.7.5.1. Modo WO

Como ya fue explicado anteriormente la antena goniométrica se compone de 8 sub-antenas las

cuales cubren las 8 principales direcciones cardinales.

Al arribar una señal, la información de video de los 8 canales ingresa al bloque de pre-proceso donde del circuito sumador WO se obtienen las 4 señales compuestas:  $N_C$ ,  $S_C$ ,  $E_C$  y  $W_C$ , para posteriormente ser convertidas a formato digital.

A la salida del sumador, se encuentran los convertidores análogo a digital, de los cuales uno tomará la señal N y le restará la señal S, y el otro hará lo correspondiente con las señales E y W. La información digitalizada de ambas restas se dirige a los búffer de entrada de la RAM, los cuales son los encargadas de sostener la información para que pueda ser almacenada por las memorias, siguiendo el mismo proceso que en los canales de frecuencia o PW. La información almacenada puede ser utilizada por el computador de la manera más conveniente para el óptimo desempeño del sistema.

El computador lee la información almacenada en las RAM a través de los búffer de entrada al PC,

manejados por las diversas señales de control que el sistema le proporciona; siendo  $(N_C-S_C)WO$  y  $(E_C-W_C)WO$  las señales digitales.

Este modo goniométrico permite al equipo recibir cualquier señal en tiempo real.

#### 4.7.5.2. Modo SH

A diferencia del modo WO, este modo se centra en una señal específica la cual es elegida por el operador mediante una opción del programa del computador. Como ya se explicó en el capítulo 3, un receptor superheterodino trabaja con una frecuencia intermedia de 70 MHz. La Fig. 4.9 muestra un canal para el modo SH.

El método Super Heterdino, se puede realizar en de en diversas frecuencias: a 70 MHz , 100MHz, 150 MHz,. Para esto se debe adquirir todos los elementos con la característica de Frecuencia Central de la Frecuencia establecida.

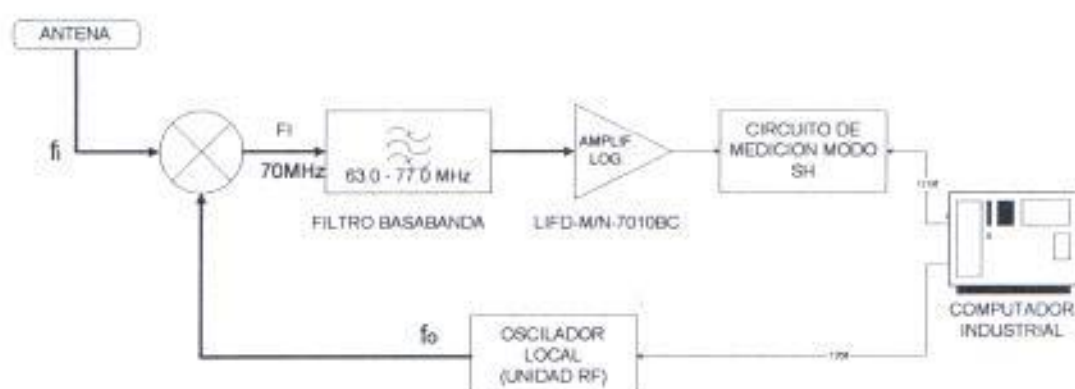


Figura 4.9 MODO SUPERHETERODINO PARA UN SOLO CANAL RF

La obtención de la IF (70MHz) se realiza de la siguiente manera:

El oscilador local entrega una frecuencia  $f_0$ , la misma que proviene a su vez de un oscilador YIG ( ver anexo E ) controlado digitalmente desde el computador a través de una palabra de 12 bits.

- La frecuencia ( $f_i$ ) de ingreso de la señal, previamente debió ser ya determinada en el computador desde el circuito de medición de frecuencia por medio de las señales  $2\text{sen } \alpha$  y  $2\text{cos } \alpha$ . La frecuencia en bits que el computador entrega al oscilador YIG deberá ser tal que el YIG entregue una frecuencia  $f_0 = f + 70$  en MHz, a fin de que a la salida del mezclador se pueda obtener

$$IF = f_i \pm f_o = 70\text{MHz}$$

El signo  $\pm$  se refiere a la IF propia y su frecuencia imagen, la misma que es eliminada en el filtro pasabanda de 70MHz con un ancho de banda entre 63 y 77 MHz. La señal filtrada ingresa a un amplificador logaritmico el mismo que entrega una señal de video (voltios).

Se usó el amplificador logaritmico MITEQ M/N LIFD 7010-80BC el mismo que trabaja a 70MHz con un rango dinámico de 80dBm (-72 a +5 dBm). En el Anexo B se encuentran los valores obtenidos a la salida en función de la potencia de ingreso, y el Gráfico 4.5 la caracterización del módulo en las frecuencias: central de 70 MHz, 65 MHz y 75 MHz.



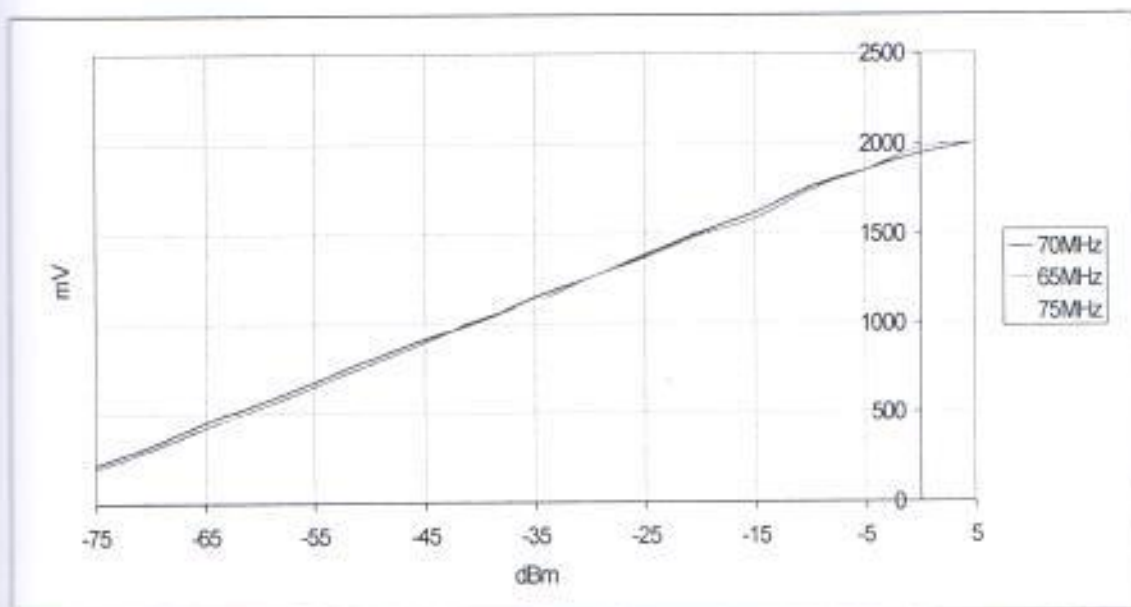


Gráfico 4.5 CURVA CARACTERÍSTICA DEL AMPLIFICADOR LOGARITMICO MITEQ M/N LIFD 7010-80BC

El Gráfico 4.6 presenta la linealización de la curva para 70 MHz.

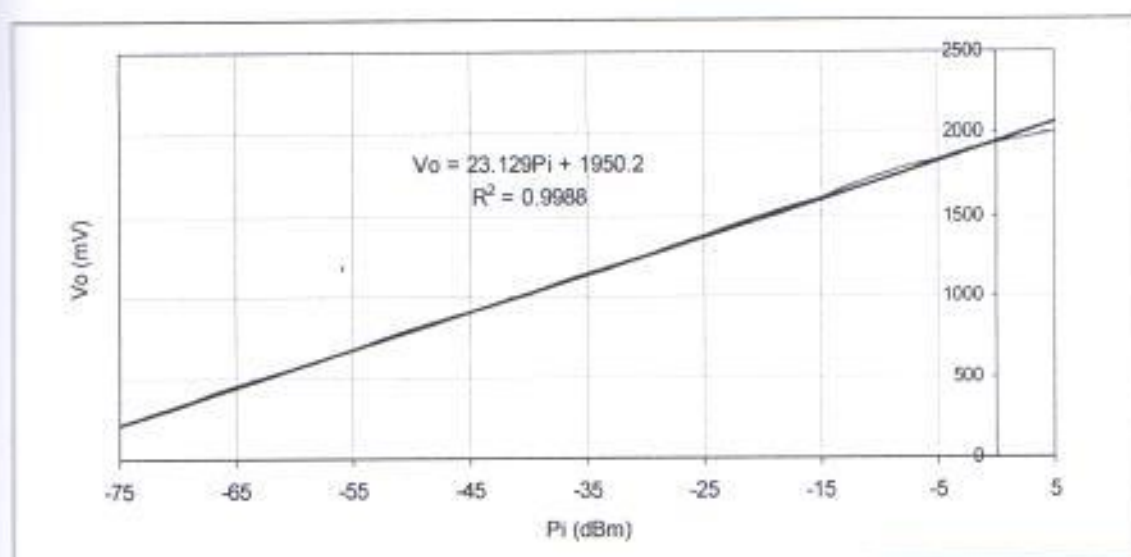


Gráfico 4.6 VOLTAJE DE SALIDA vs. POTENCIA DE ENTRADA

El circuito de la Fig. 4.9 debe ser usado para los 8 canales correspondientes a las 4 direcciones principales y las 4 secundarias. Por tanto se tendrán 8 señales de vídeo, las mismas que ingresan al bloque de pre-proceso en donde del circuito sumador SH se obtengan las 4 señales compuestas:  $N_C$ ,  $S_C$ ,  $E_C$  y  $W_C$ , al igual que en el modo WO para posteriormente ser convertidas a formato digital siendo  $(N_C-S_C)SH$  y  $(E_C-W_C)SH$ .

A diferencia del circuito para el modo WO no se requieren las memorias RAM ni los búffer de entrada a las mismas, ya que la frecuencia está centrada en un solo punto.

#### 4.7.5.3. Determinación de la Marcación

- Los datos  $(N_C-S_C)WO$ ,  $(E_C-W_C)WO$  y los datos  $(N_C-S_C)SH$ ,  $(E_C-W_C)SH$  de los modos wide-open ó superheterodino respectivamente provenientes de los búffer de entrada al PC deben ser seleccionados antes de entrar al computador por medio de un multiplexor de 2 a 1 (12 bits). Ver Figura 4.8.



Figura 4.10 MULTIPLEXACION PARA MODO WO Y SH

Esta multiplexación permite optimizar las entradas al PC para la marcación ( $N_C-S_C$ ) y ( $E_C-W_C$ ); por consiguiente de la relación entre éstas dos señales digitales se puede determinar el ángulo de arribo de la señal, ya que:

$$\frac{N_C - S_C}{E_C - W_C} = \text{tg } \theta$$

entonces

$$\theta = \text{tg}^{-1} \frac{N_C - S_C}{E_C - W_C}$$

Se ve claramente que el ángulo no depende de las constantes de amplificación del sistema sino de la

intensidad con la que cada una de las 8 antenas recibe a la señal presente.

#### **4.7.5.4. Marcación relativa y verdadera**

La dirección de arribo de una señal electromagnética puede ser presentada de dos maneras: como marcación relativa ó verdadera.

##### Marcación relativa

Es la dirección de arribo de una señal respecto a la proa ó rumbo que lleva el buque. Esta marcación está dada por los datos que provienen directamente de las antenas goniométricas fijas.

##### Marcación verdadera

Es la dirección de arribo de una señal respecto al norte verdadero. Esta marcación se obtiene sumando la dirección obtenida de las antenas y el rumbo que lleva el buque, el cual es provisto por el girocompás mediante una interfaz compuesta por un convertidor síncrono digital y los respectivos protocolos de los puertos.

El operador podrá elegir por medio del programa el tipo de marcación conveniente de acuerdo a las necesidades exigidas. Generalmente se trabaja con la marcación verdadera, lo cual no descarta la utilización de la relativa en casos especiales.

#### **4.7.6. Correlación entre la frecuencia y marcación**

La señal electromagnética recibida, es analizada en frecuencia y marcación por dos circuitos diferentes, debido a esto es necesaria una correlación entre ambos para poder determinar con precisión todos y cada uno de los parámetros de la emisión receptada.

Para lograr este objetivo los convertidores ADC de la goniometría deben activarse en el momento que las señales  $N_C, S_C, E_C$  y  $W_C$  estén presentes, y para poder asegurar este proceso se utiliza la señal de sincronismo proveniente de la unidad IFM (específicamente del PFD) la cual por medio de un monoestable es regulada para que activen a dichos convertidores. La regulación del monoestable estará acorde con los tiempos de retardo producto del proceso de conversión de las señales RF a video.

Los datos tanto de la goniometría como de la frecuencia son almacenados en la misma dirección de memoria en sus

correspondientes bancos. Esto se logra mediante el sincronismo que existe entre el contador de direcciones lectura/escritura del circuito y las diferentes señales encargadas del proceso de almacenamiento de cada una de las memorias. De esta manera se facilita el trabajo de lectura de la información almacenada en las RAM, porque con un solo direccionamiento se obtiene la información completa de la señal recibida.

#### **4.7.7. Multiplexación de todas las bandas**

El sistema GAMMA posee 4 bandas que cubren un rango de frecuencias desde 2 GHz hasta los 18 GHz. El nuevo GAMMA posee un sistema de procesamiento para cada banda en lo que respecta a frecuencia, PW y PRI, al igual que para la goniometría.

Para poder lograr que el equipo reconozca de que banda provienen los datos, el circuito envía el paquete de información hacia el CPU con un código, el cual es introducido a su vez en la sección de goniometría para un correcto entendimiento por el software.

Los códigos establecidos para las bandas son:

00	Banda Sierra de 2GHz a 3.9 GHz
01	Banda Charlie 3.9GHz a 7.5 GHz
10	Banda X-Ray 7.5 GHz a 12 GHz
11	Banda Kilo 12GHz a 18 GHz

El software recibe los paquetes completos con la identificación correspondiente a cada Banda. El sistema GAMMA posee un Bit más en caso de que se desee incluir la Banda Lima al sistema.

#### 4.8. DESARROLLO DEL SOFTWARE

En esta sección presenta un estudio y diseño completo del software del sistema, se comenzará con el planteamiento de los requerimientos, y el respectivo análisis de estos, con lo cual se definirán los objetos que intervendrán y la operación de cada uno, posteriormente se diseñaran detalladamente cada una de las entidades definidas, lo que llevará a la implementación final del sistema.

#### 4.8.1. Requerimientos del Software.

Para la reingeniería de este sistema, previamente ya se han planteado varios requisitos, el principal de ellos constituyó la presentación de la información (reemplazar TRC de la consola), y la automatización y facilidad de análisis, los mismos que se detallan a continuación:

- *Presentación:* La información de las emisiones se mostrará en una moderna pantalla con presentación tipo Windows permitiendo una interfaz hombre-máquina amigable y la posibilidad de usar dos tipos diferentes de presentación: cartesiana y polar.
- *Automatización:* En el equipo usado actualmente, el procedimiento manual de determinación de parámetros implica un procedimiento que debe ser llevado por el operador a fin de obtener resultados confiables. El nuevo sistema debe ser completamente automatizado.
- *Captura de datos:* Se requiere que el programa realice la comunicación para la adquisición de información desde el circuito digital de medición y el dato del rumbo entregado por el girocompás (ó plataforma inercial PL-41).
- *Librería:* Implementación de una base de datos, basada en un rango de parámetros de emisiones y se correlación de las



características para dar mensajes de alarma (al tratarse de emisiones enemigas). El operador tiene la posibilidad de acceder a una librería personalizada.

#### 4.8.2. Análisis del Sistema.

El análisis del sistema requiere de un esquema orientado a los objetos que intervienen (definir atributos y operaciones). Por ejemplo de los requerimientos el software debe trabajar junto con el circuito digital de medición y el girocompás, por lo tanto, estos serán tratados como objetos, así como también la librería, se identifica como otra entidad.

Las emisiones representan las señales pre-procesadas por el circuito y finalmente todo esto será presentado en un documento. En la Figura 4.9 se muestran las entidades físicas que interactúan con el sistema de guerra electrónica.



**Figura 4.11 ENTIDADES FISICAS QUE ACTUAN CON EL SISTEMA DE GUERRA ELECTRONICA**

En la figura 4.11 se observa el circuito digital de medición el cual se encarga de proporcionar señales digitales con información sobre las emisiones, el indicador de rumbo (girocompás), y por último aparece la librería en la cual el operador almacenará características de las emisiones. La Tabla IV presenta los objetos a utilizar.

TABLA IV OBJETOS UTILIZADOS	
Objetos	Descripción
Circuito	Representa al Circuito digital de medición
Rumbo	Simboliza al girocompás
Emisión	Parámetros de una emisión
Librería	Rango de parámetros de una señal.
Documento	Es el entorno donde se realizara la presentación.

Hay que resaltar que éstos no son todos los objetos que intervendrán en este sistema, puede que en el futuro se tenga la necesidad de añadir otros para ampliar el modelo.

Ahora es necesario definir los atributos y las operaciones de los objetos mencionados anteriormente.

#### 4.8.2.1. Objeto Circuito

El objeto circuito, juega un papel muy importante en este sistema, ya que con una tasa de arribo de los

datos muy alta, se tiene que controlar al circuito digital de medición de tal forma de no perder ningún parámetro medido de las emisiones electromagnéticas.

Para realizar el enlace con este dispositivo, se requiere de tarjetas elementos de captura de datos ó tarjetas de adquisición. Para la selección de las mismas se tuvo presente:

- tasa de transferencia de datos, y
- número de entradas/salidas (debido a la gran cantidad de bits a utilizar).

Para el prototipo se usó una tarjeta de adquisición de datos modelo PC-DIO-96/PnP National Instruments, de 96 entradas/salidas en paralelo e interfaz para computadoras con bus ISA. Información adicional referente a ésta tarjeta se encuentra en el Anexo D.

En la figura 4.12 se ilustran todos los datos que se envían y reciben entre el circuito digital de medición y el objeto circuito.

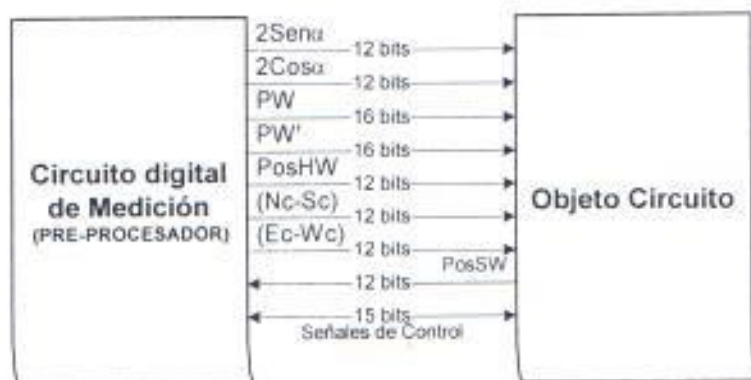


Figura 4.12 DATOS RECIBIDOS Y ENVIADOS DESDE EL CIRCUITO DE MEDICION Y EL OBJETO CIRCUITO

Las señales  $2Sen\alpha$  y  $2Cos\alpha$  son las dos componentes de la frecuencia de una emisión, las cuales sirven para su determinación.  $PW$  es el valor medido del ancho de pulso de una emisión,  $PW'$  es el valor medido de la zona de silencio y  $PosHW$  indica en que posición de las memorias está escribiendo. Los bits de  $(Nc-Sc)$  y  $(Ec-Wc)$  son los parámetros que permiten encontrar la marcación de la plataforma emisora.

Por otra parte los bits de  $PosSW$  son enviados al circuito para direccionar a las memorias para lectura de datos; por último las *Señales de Control*, consistente en un grupo de quince bits que permiten sincronizar toda esta comunicación. La figura 4.13

muestra en detalle estas señales.

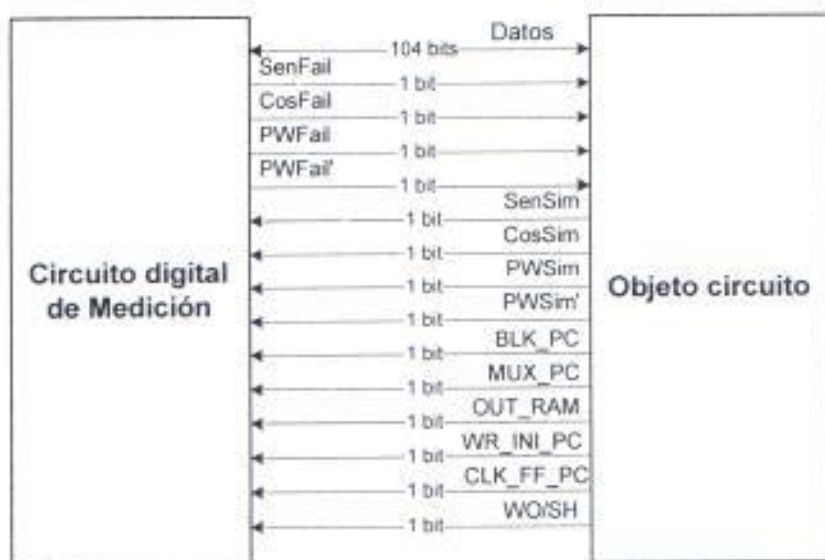


Figura 4.13 SEÑALES DE CONTROL

Cuando se trata de realizar una lectura, esta entidad inhibe la escritura en las memorias, configurándolas para lectura a través de la señal *MUX\_PC*, en este tiempo puede darse el caso que este arribando información referente a una emisión, el circuito las procesa, pero como las memorias están ocupadas, no podrá guardarlas, por lo que estos valores quedan residentes en los flip-flops. Entonces el circuito genera una señal de falla para el valor que no pudo guardar. Si se ha almacenado alguno, tal es el caso de *SenFail*, *CosFail*, *PWFail* y *PWFail'*, una vez

enviadas estas señales el Objeto Circuito deberá encargarse de que esta información pase a la memorias, para lo cual envía pulsos de simulación para cada uno de los bancos que contiene esta información. Trabajan con las señales: *OUTRAM*, que indica que se pasarán los datos de los flip-flops a memoria, *MUX\_PC* le indica a las RAM que se va escribir, y *CLK\_FF\_PC*, genera pulsos de reloj para que estos elementos realicen el cargado de la información.

Por otro lado cuando se desea inicializar el hardware, el software deberá producir una señal de *WR\_INI\_PC* la cual inicializa a los convertidores.

Para evitar que las emisiones electromagnéticas propias sean analizadas, es necesario inhibir al sistema, para esto se producen las señales *BLKONE* y *BLKTWO* que realizan esta tarea.

Por último, para la goniometría el operador puede elegir el modo de recepción: wide-open ó superheterodino. Dependiendo de la elección del usuario el software enviará una señal *WO/SH* para

seleccionar el modo de operación.

Una vez descrito el funcionamiento de este objeto, en la Tabla V se definen los atributos del mismo.

Tabla V ATRIBUTOS DEL OBJETO CIRCUITO	
Atributo	Descripción
PosSw	Dirección de la RAM.
LastRead	Contiene la información de la última lectura

Las operaciones del objeto circuito se detallan en la Tabla VI.

Tabla VI OPERACIONES DEL OBJETO CIRCUITO	
Operación	Descripción
InitConverter	Será la encargada de enviar las señales que inicialicen los convertidores, para que el circuito empiece a trabajar.
Run	Esta operación se estará ejecutando en segundo plano, será la encargada de verificar si hay o no una señal presente para capturar.
SetAOAMode	Setea el circuito para que realice una captura de marcación utilizando el modp WO o SH

Las funciones listadas anteriormente, son las que envían y reciben información a otros objetos, existen otras operaciones que funcionan internamente en esta entidad las mismas que serán descritas en la sección de diseño.

#### 4.8.2.2. Objeto Rumbo

Este objeto es el encargado de recibir los datos de rumbo desde en girocompás, esta información es necesaria para presentación la dirección de arribo de una emisión, ya que sea en forma real ó relativa.

Se recibirán catorce bits desde el dispositivo, los cuales son procesados y entregados al objeto documento cuando este lo solicite. Para esta entidad sólo existe un atributo(Ver Tabla VII).

Tabla VII ATRIBUTOS DE RUMBO

Atributo	Descripción
Rumbo	Almacena el rumbo de la nave



Esta presenta dos operaciones mediante las cuales opera con el objeto documento pasándole el valor del rumbo real de la nave. Ver Tabla VIII.

<b>Tabla VIII OPERACIONES DE RUMBO</b>	
<b>Operación</b>	<b>Descripción</b>
Run	Esta operación es la encargada de adquirir el valor del rumbo desde el girocompás cada intervalo de un segundo.
SetRumbo	Establece el valor del rumbo en el documento.

#### **4.8.2.3. Objeto Emisión**

Este es uno de los objetos más importantes en este sistema, ya que en el se almacenarán los parámetros de cada emisión, la posición de éstas en las coordenadas de la pantalla, y el tipo de icono relacionado a esta emisión.

Los atributos del objeto emisión se indican en la Tabla IX.

Tabla IX ATRIBUTOS DE EMISION

Atributo	Descripción
Freq	Frecuencia de la emisión
PRI	Intervalo de repetición del pulso
PW	Ancho de pulso de una emisión
AOA	Marcación de la nave captada
AMP	Amplitud de la señal recibida
Position	Posición del objeto en la pantalla

Las operaciones de este objeto serán vistas en la sección de diseño ya que esta entidad trabaja indirectamente con el documento. Este objeto manipula las emisiones a través de la lista de señales que contendrá.

#### 4.8.2.4. Objeto Librería

Es la encargada de realizar todo el trabajo con la base de datos que contiene información referente a *las emisiones*. Aquí se comparan las emisiones antes de ser presentadas, e indica al usuario un listado con

todos los valores de los parámetros elegidos.

El objeto documento envía una emisión para ser analizada y comparada dentro de un rango de valores, dependiendo del grupo al cual pertenezca le coloca una pequeña descripción.

La librería contiene tres parámetros (rangos) para comparar las emisiones, estos son:

- Frecuencia,
- Ancho de pulso.
- Intervalo de repetición del pulso

Los atributos de este objeto se indican en la Tabla X.

<b>Tabla X ATRIBUTOS DE LIBRERÍA</b>	
<b>Atributo</b>	<b>Descripción</b>
Name	Almacena la ruta y nombre de la base de datos que contiene la información.

Y posee las siguientes operaciones (Ver Tabla XI):

<b>Tabla XI OPERACIONES DE LIBRERIA</b>	
<b>Operación</b>	<b>Descripción</b>
GetLibrary	Retorna la ruta de la librería a usar. Este dato lo obtiene del archivo de configuración.
SetLibrary	Recibe la ruta de una librería y la guarda como actual.
Open	Abre un archivo de librería para ser usada por el sistema.
Close	Cierra la librería en uso.
Select	Cierra la librería actual y abre otra para ser utilizada en el programa.
Search	Compara una emisión dentro de la base de datos.

#### **4.8.2.5. Objeto Documento**

Este objeto es el encargado de comunicar a todas las entidades de este sistema y responsable de la presentación de información. Entre sus atributos se encuentran las instancias de los objetos circuito, rumbo, librería y una lista en la cual sus entradas son una instancia del objeto emisión. La Tabla XIII presenta los atributos para esta entidad.

Tabla XII ATRIBUTOS DE DOCUMENTO

Atributo	Descripción
Emisiones	Lista de emisiones, cada entrada es una instancia de Emisión, aquí se almacenarán todas las emisiones captadas.
ListParam	Contiene una lista, cuyas entradas son los parámetros que representan a una emisión.
AdqCircuito	Es una instancia del objeto circuito, permite interactuar con el circuito de medición digital.
AdqRumbo	Variable instanciada del objeto rumbo, que permite manipular el girocompás.
Librería	Este objeto le permite al documento definir que de tipo de emisión se trata.

Se ilustran las relaciones del objeto documento en la

Figura 4.14

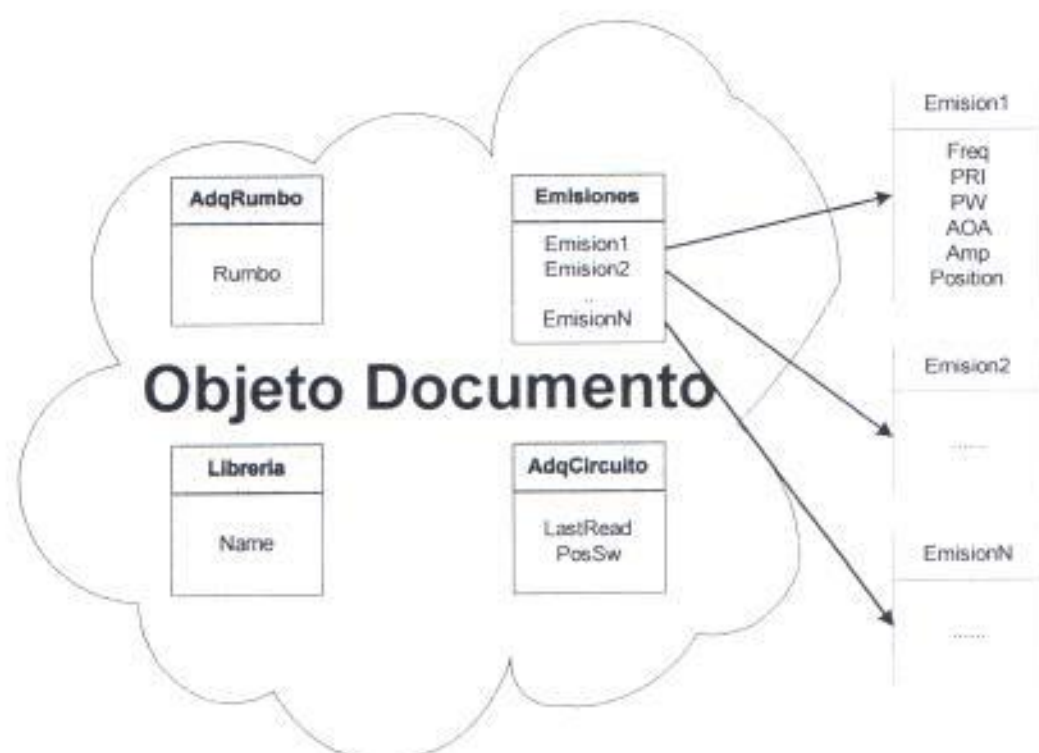


Figura 4.14 OBJETO DOCUMENTO

En ella se aprecia que las cuatro instancias de los objetos anteriormente definidos son parte del objeto documento, cada entidad aparece con sus atributos, así como se destaca que el objeto *Emisiones* contiene N instancias de emisión, dependiendo del número de señales que se estén presentes en el ambiente, a estos se los relaciona para poder realizar la presentación. Para realizar esta comunicación el documento necesitará utilizar otros objetos que no se muestran, los mismos que se irán mostrando a medida que se avance en este análisis y se empiece

el diseño del sistema.

Ahora vamos a dar una breve idea de cómo funcionará este sistema y explicaremos como interactúan sus entidades: El objeto *Circuito* (*AdqCircuito* del gráfico) estará constantemente captando señales del hardware de medición. Cuando este detecte alguna señal guarda los parámetros de esta (*SenFreq*, *CosFreq*, *PW*, *PWN*, *NmenosS* y *EmenosW*) en la lista de parámetros de emisiones captadas *ListParam*, una vez guardado este objeto continúa captando señales. Cabe destacar que este objeto realizara esta tarea constantemente en el background del sistema, es decir será una tarea oculta. Esto es necesario ya que puede darse el caso que el software se encuentre realizando una presentación o procesando alguna intervención del usuario y justo en ese instante arribe una emisión corriéndose de esta forma el riesgo de no captarla.

El documento se encarga de acceder a esta lista de parámetros, realiza los cálculos pertinentes y almacena los valores reales de cada emisión en la

lista de Emisiones. Una vez almacenados, se procede al chequeo en las librerías, aquí se verifica que una emisión este dentro de un rango establecido por el usuario para saber que tipo de unidad (aérea, marítima o submarina) es la que esta transmitiendo. Además a las emisiones se le asigna un gráfico representativo al operador (Figura 4.14).

Cada uno de estos iconos ayuda al usuario a identificar una emisión, con esto él puede seleccionar fácilmente la que desee analizar.

	Superficie	Aéreo	Submarino
Amigos			
Desconocido			
Enemigos			
Propios			
Hostiles			
Neutrales			

Figura 4.15 SIMBOLOGIA PARA LA IDENTIFICACION DE EMISIONES

Una vez almacenados los parámetros de las emisiones, se procede a presentarlos; para esto se



tienen dos tipos de presentación la cartesiana (por omisión) y la polar. En la representación cartesiana se ubican las emisiones en un gráfico frecuencia versus marcación, mientras que en la polar se muestran la marcación contra la amplitud de la señal. La vista que se muestre depende de la selección del usuario.

Además de estas dos presentaciones, existen dos formas de ubicar las emisiones respecto a la marcación, esto es, una vista *relativa* coloca las señales en el gráfico de acuerdo a su rumbo tomando como referencia la nave, en tanto que una visualización *verdadera* lo hace basado en el norte magnético, para realizar esta tarea el documento utiliza la instancia del objeto rumbo, el cual censa este valor cada segundo. Obviamente el valor de la marcación de las entidades que están emitiendo varía de una vista a otra, por tanto su aparición en pantalla será diferente. Además de estos gráficos, el programa le mostrará al operador dos listas de emisiones, una en la cual aparecerán todas las señales detectadas en el ambiente y ordenada de

*NewEmission* que es enviado cuando se ha detectado una nueva señal, estos parámetros son enviados al contenedor para que realice los cálculos pertinentes, de aquí se mandan esos valores al objeto *Librería* mediante el mensaje *Searh*, luego estos datos validados se agregan a la lista de emisiones mediante el mensaje *Add*.

Posteriormente el documento envía los mensajes *UpdateGraphView* y *UpdateListView* para que estos objetos actualicen sus presentaciones. El sistema muestra tres vistas al usuario, una gráfica y dos listas, cada una de estas visualizaciones será controlado a través de un objeto, estos tienen las siguientes operaciones y atributos:

#### **4.8.2.6. Objeto Graficoview**

Es el encargado de realizar la presentación gráfica, muestra los iconos de las emisiones, así como también realiza el cambio de vista cartesiana a polar y viceversa. Cuando recibe del documento el mensaje *UndateGraphView*, dibuja todas las entradas de la lista Emisiones.

acuerdo a la llegada de esta. La otra lista estará formada por las emisiones que el usuario desee analizar, es decir, las que él crea que necesitan especial vigilancia.

La figura 4.15 muestra las operaciones que relacionan a los distintos objetos que pertenecen al documento, así como también se muestran las nuevas entidades que pertenecen a la aplicación y que ayudaran al contenedor a realizar la presentación.

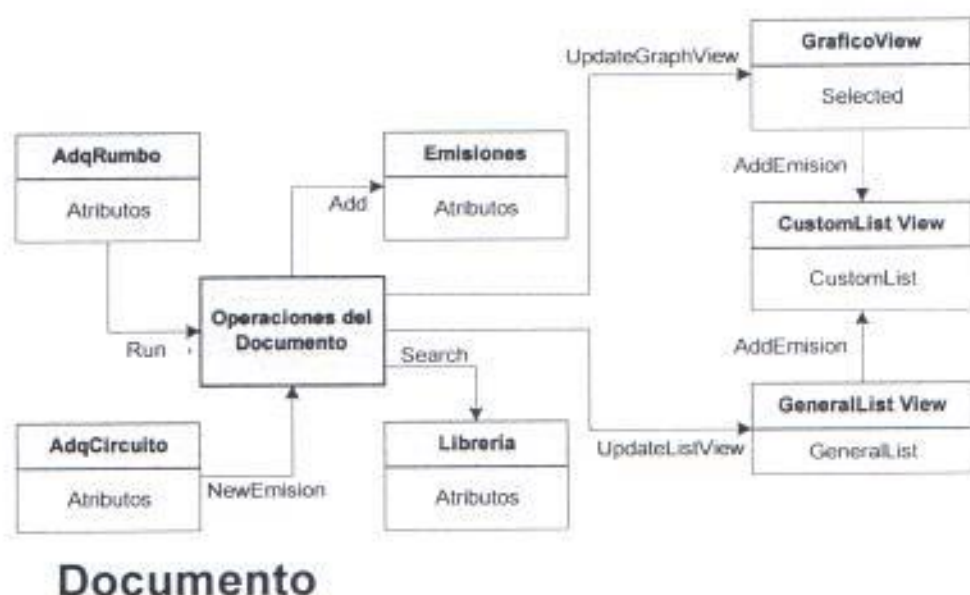


Figura 4.16 OPERACIONES DE DOCUMENTO

En la figura anterior se tienen los mensajes

Posee una operación (*AddEmision*) que se la pasa al objeto *CustomListView*, con esto el usuario puede agregar entradas a su lista personal de emisiones. Además posee un atributo llamado *Selected* que es una lista de las emisiones seleccionadas por el usuario en la vista gráfica.

#### 4.8.2.7. Objeto *Generallistview*

Este objeto se encarga de presentar una lista con todas emisiones detectadas por el sistema, cada entrada es visualizada con sus respectivos parámetros, al igual que el objeto *GraficoView* recibe un mensaje del documento (*UpdateListView*), a este se responde haciendo un barrido por la lista de *Emisiones* e imprimiendo en pantalla cada una de estas entradas.

Esta entidad también envía un mensaje *AddEmision* cuando el usuario selecciona una de sus entradas para sea analizada en la lista personal de emisiones. Posee una lista de emisiones, *GeneralList*, la cual es utilizada para manipular esta vista.

#### 4.8.2.8. Objeto *Customlistview*

Este objeto se encarga de presentar una lista con todas emisiones que el operador ha escogido desde la vista gráfica o desde la lista general de emisiones, con el fin de darles un análisis especial.

Recibe mensajes *AddEmision* desde *GraficoView* y desde *GeneralListView* con lo que el objeto toma las entradas seleccionadas en la entidad que emite el mensaje, las almacena en su lista *CustomList* y realiza su presentación.

#### **4.8.3. Diseño del Sistema**

Luego de realizado un análisis de los diversos aspectos del sistema y se han definido las principales entidades que lo conformarán, se diseñan una a una estas entidades, añadiéndoles las operaciones y atributos necesarios; de igual forma se añadirán o definirán instancias de otros objetos.

##### **4.8.3.1. Diseño del Objeto Circuito**

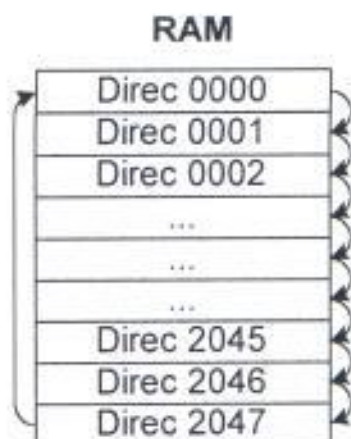
Anteriormente se plantearon a grosso modo las operaciones que este objeto debe realizar y los atributos que posee. En esas breves descripciones se dio a conocer como ésta entidad debe interactuar

con el *circuito de medición*. A continuación se describe el diseño de las operaciones de este objeto.

#### **4.8.3.1.1. Operación *Run***

La operación *Run* es la encargada de dirigir el funcionamiento de las demás operaciones. Revisa continuamente el estado del dispositivo, con el fin de detectar una nueva emisión.

El hardware almacena los datos capturados en las memorias RAM, (2K x 8). El dispositivo llena las localidades de memoria conforme aparezcan emisiones, y una vez que se llega a la máxima dirección, se vuelve a colocar información en la primera entrada a manera de lista circular. La figura 4.17 muestra este esquema.



**Figura 4.17 ESQUEMA DE LECTURA/ESCRITURA DE LA RAM**

Cuando empieza el funcionamiento del sistema, el hardware se encuentra direccionando en la localidad 0000. Cuando arriba una emisión se apunta a la 0001, por lo cual no se almacena información en la dirección 0000. Esto ocurre solo en esta instancia, en el resto del funcionamiento del dispositivo se ocupan todas las entradas de las memorias.

Cuando llega una nueva emisión, se comparan  $PosHw$  con  $PosSw$ , esta última indicará la dirección donde se deben leer los datos. El puntero del hardware puede

estar delante o en la misma posición del puntero del software, ya que la velocidad en que se escriben los datos es mayor que la de lectura. Esto depende directamente de cuantas emisiones sean encontradas en el ambiente. Si existen muchas señales se podría dar el caso extremo de que *PosHw* adelante a *PosSw* de tal forma de acercársele por atrás e incluso puede llegar a pasarlo. Para evitar esto se implementará otro atributo, *LastRead*, el cual indica cual fue la última lectura del software. Ver la Figura 4.18.

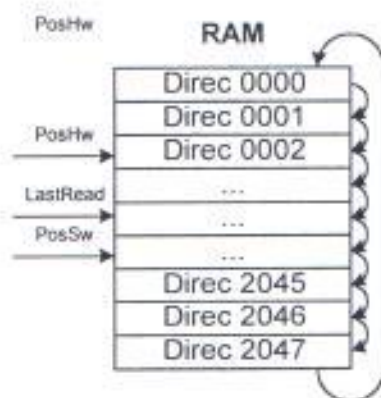


Figura 4.18 PUNTEROS DE MEMORIA

Con la aplicación de *LastRead* se mantendrá a *PosHw* a una distancia



que *PosHw* está detrás de *PosSw*, en esta instancia también se debe leer, pero hay que validar *LastRead*. Una vez realizada se procede a ejecutar la operación *UpdateRead* y se vuelve al inicio.

El diagrama de flujo básico de esta operación se muestra en la figura 4.19.

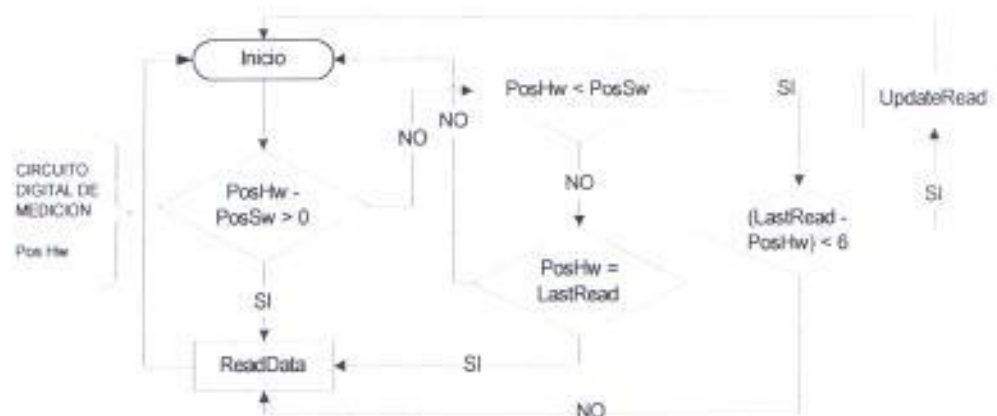


Figura 4.19 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACIÓN *Run*

Como se puede apreciar el diagrama anterior no tiene fin, ya que permanecerá constantemente en ejecución.

#### 4.8.3.1.2. Operación *ReadData*

Esta función es la encargada de recibir los

flops). Estos valores son almacenados en variables, para que una vez capturados los datos se llama a la función *NewEmision* del objeto *Documento*, enviándole como parámetro la información capturada, para que esta se agregue a la lista de parámetros. Luego de realizar toda esta tarea se le pasa el control a la operación que invocada.

La figura 4.20 muestra un diagrama de flujo que indica el funcionamiento de esta operación.

datos desde el dispositivo una vez que *Run* la manda a ejecutar.

Para realizar esta adquisición se envía una señal *MUX\_PC* la cual configura a las memorias para lectura, luego se manda en alto el bit de *OUT\_RAM* para que los datos que se encuentran en la dirección de *PosSW* pasen a las salidas de las *RAMs*, posteriormente se genera un pulso *CLK\_FF\_PC* que carga estos valores a los flip-flops que se encuentran conectados a las salidas de las memorias. Después de todo este proceso se pone en bajo la señal de *MUX\_PC* para pueda seguir siendo usado por el circuito de medición. De inmediato se chequea la llegada de señales de *Fail*, en caso de que uno de estos valores este presente, se procederá a ejecutar la operación *CheckFail*. En el caso de no existir ninguna falla se lee desde los puertos de las tarjetas (conectados con las salidas de las flip-

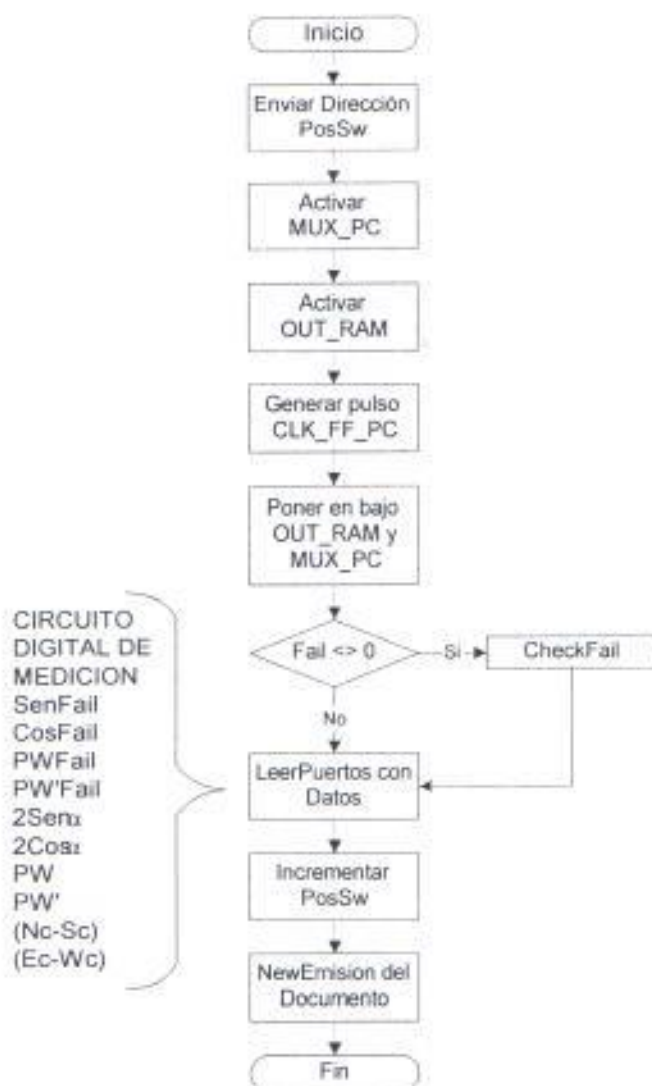


Figura 4.20 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACIÓN *ReadData*

#### 4.8.3.1.3. Operación *CheckFail*

Esta función es llamada por *ReadData* para verificar las señales de falla que se

han recibido. Toma como parámetro un valor entero, cuyos cuatro últimos bits representan a las señales SenFail, CosFail, PWFail y PWFail', este último es el menos significativo de dicho número. De inmediato se comparan estos cuatro valores y dependiendo del que se encuentre en alto se realizará una respectiva simulación. Para realizar esta comparación, se enmascara este entero, para saber que bit se encuentra en alto y así determinar la presencia de una señal de *Fail*.

El proceso de simulación consiste en enviar señales SenSim, CosSim, PWSim y PWSim', estos bits sirven de pulsos para cargar los datos de los flip-flops de entrada a las memorias, después de esto se procede a la lectura. El diagrama de flujo de ésta función se ilustra en la Figura 4.21.

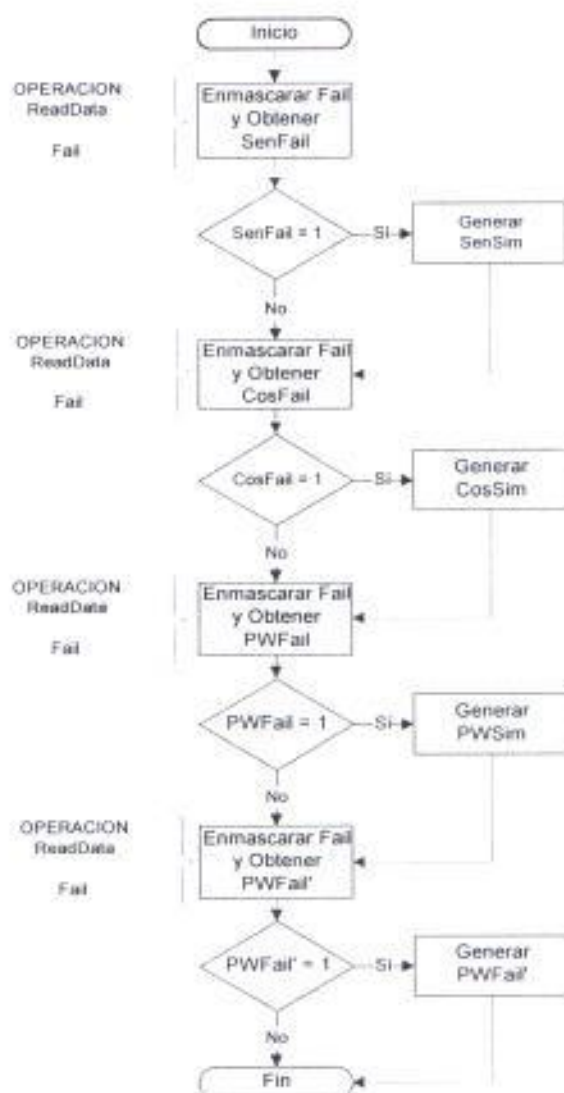


Figura 4.21 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACIÓN *CheckFail*

#### 4.8.3.1.4. Operación *UpdateData*

Esta función es llamada por la operación *Run* cuando el puntero del hardware se encuentra muy cercano al puntero de

software, en esta situación el software inhibe al circuito de medición, utilizando la señal *MUX\_PC*, conjuntamente con *OUT\_RAM* y *CLK\_FF\_PC*. Luego de esto carga los parámetros obtenidos utilizando también la operación *NewEmission* del documento. De esta forma realiza veinte lecturas de parámetros, con lo cual se alejan de *PosHW* tanto *PosSW* como *LastRead*, luego de esto se devuelve el control a la operación *Run*.

La figura 4.22 muestra el diagrama de flujo de la operación *UpdateData*.

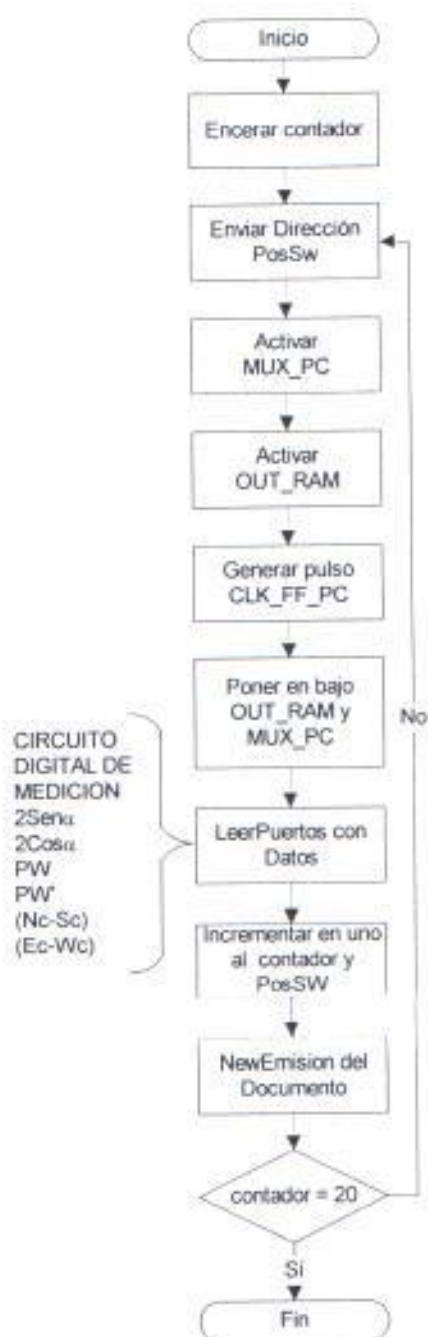


Figura 4.22 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACIÓN *UpdateData*



#### 4.8.3.1.5. Operación *SetAOAMode*

Esta función es la que encarga de enviar un bit al circuito de medición para que cambie el modo de recepción de goniometría, este bit es *WoSh*.

El usuario será el responsable directo de la forma en que opere este dispositivo. Esta operación será llamada por el objeto documento, cuando el operador lo requiera.

Esta función recibe un parámetro entero, el mismo que al ser uno setea el dispositivo para wide open (valor por omisión), mientras que cuando este valor es cero se configura el circuito para modo superheterodino.

El flujograma de esta operación se muestra en la figura 4.23.

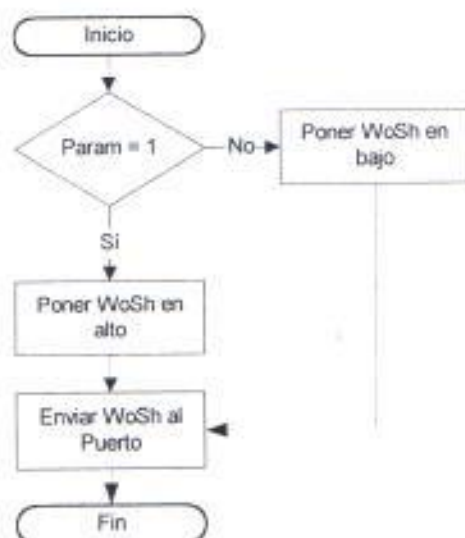


Figura 4.23 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACIÓN *SetAOAMode*

En la figura anterior *Param* se refiere al parámetro que recibe la función, dependiendo del cual *WoSh* se pone en alto o en bajo. Cuando se habla de enviar al puerto se refiere que el bit es enviado al puerto que está conectado con el circuito.

#### 4.8.3.1.6. Operación *InitConverter*

Esta función se encarga de inicializar los convertidores, este proceso consta de enviar cinco paquetes de doce bits a los buffer de entrada a los ADC, como es de

notarse esta palabra no aparece en la figura 4.13 que muestra las señales de control, ya que este grupo de bits es enviado solo al encenderse el equipo y en el posterior funcionamiento del mismo no se utiliza, además datos de control son enviados utilizando los canales físicos de *PosSw* y *SenSim*. Cada vez que se envía un paquete de bits se procede a emitir el bit de control *WR\_INI\_PC*, con el cual se manda a grabar la palabra de control previamente cargada con esto se configura el convertidor para que capture los datos. Este bit de control trabaja con lógica negada, es decir, para que cargue la información se genera un pulso en bajo.

La Tabla XIII muestra el detalle de los cinco palabras que son enviadas por el sistema.

TABLA XIII PALABRAS DE INICIALIZACION DE LOS CONVERTIDORES

Palabra	BIN			HEX	Descripción
Primera	0100	0000	0001	401	Se activa el Bit RESET para CR1.
Segunda	0100	0000	0000	400	Se desactiva el Bit RESET para CR1.
Tercera	0000	0010	0010	022	Escribe la configuración en CR0: <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ TEST desactivado</li> <li>▪ 01 canal diferencial activado (AINP-AINM)</li> <li>▪ Modo de conversión simple</li> <li>▪ Usa referencia interna de voltaje.</li> </ul>
Cuarta	0101	1101	0010	5D2	Activa el modo de calibración Offset del ADC
Quinta	0100	1101	0000	4D0	Escribe la configuración en CR1. <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Desactiva el modo DEBUG</li> <li>▪ Desactiva la calibración Offset</li> <li>▪ Activa el formato binario</li> <li>▪ Activa el pin R/W y desactiva RD</li> <li>▪ Se activa DATA_AV como pulso con lógica negativa.</li> <li>▪ Desactiva el FIFO</li> </ul>

Una información más detallada acerca de los parámetros utilizados para configurar los convertidores se encuentra en el Anexo E.

La figura 4.24 muestra el diagrama de flujo de esta operación.

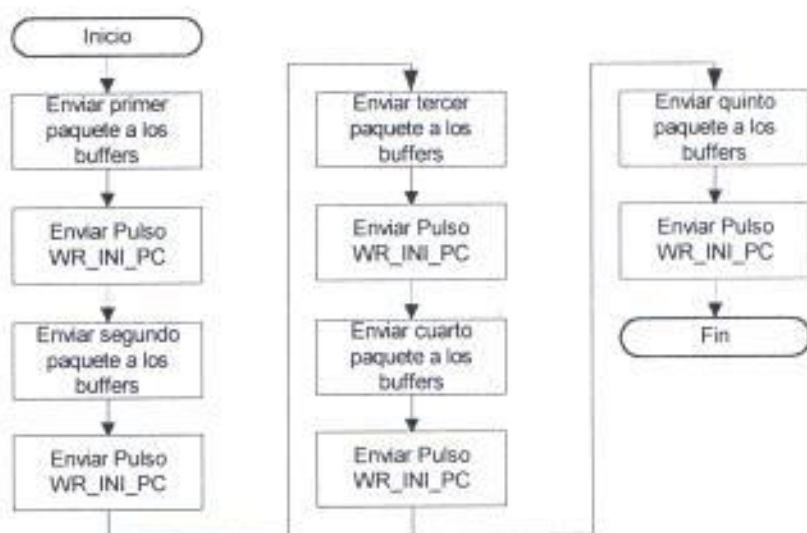


Figura 4.24 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACIÓN *InitConverter*

#### 4.8.3.2. Diseño del Objeto Rumbo

El trabajo del objeto Rumbo al igual que el del objeto circuito se estará ejecutando en el *background* del sistema, y será manipulado directamente por el objeto Documento. A continuación se diseñarán las dos funciones que posee.

##### 4.8.3.2.1. Operación *Run*

Esta operación lee los puertos de la tarjeta de adquisición que se encuentran conectados a la plataforma inercial, una vez leídos estos se procede a guardar este

valor en el atributo *Rumbo*, posteriormente se manda a actualizar todas las vistas a través de operación *UpdateAllViews* del Documento. Esta operación se realiza cada segundo, siempre y cuando el usuario se encuentre en modo de vista verdadera de emisiones.

En la figura 4.25 se muestra el diagrama de flujo de esta operación.



Figura 4.25 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACIÓN *Run* DEL OBJETO RUMBO

#### 4.8.3.3. Diseño del Objeto Emisión

El objeto emisión será utilizado en este sistema para representar las señales captadas, en vista de que pueden ser muchas emisiones, éstas se encontrarán

en una lista que pertenecerá al Documento, a esta lista se la ha denominado *Emisiones*, las operaciones que este realice tienen que ver con la manipulación de estas en la pantalla. Los valores de todos sus atributos son almacenados en la creación de los mismos, esto es cuando se analiza la lista de parámetros y se calculan los valores reales de las emisiones.

#### 4.8.3.4. Diseño del Objeto Librería

Este objeto manipula un archivo de librería del sistema, mediante el cual se realizan las comparaciones. Estos archivos poseen ocho campos, los mismos que se muestran en la figura 4.25.

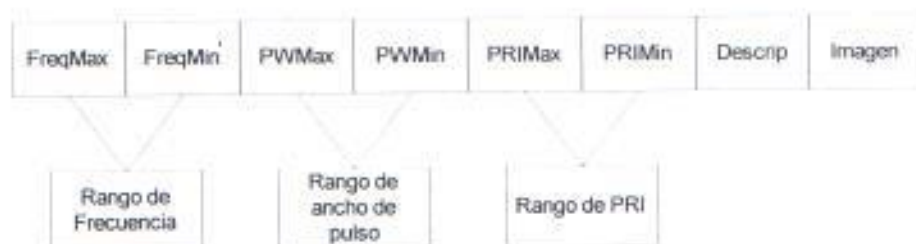


Figura 4.26 CAMPOS DE LOS ARCHIVOS DE LIBRERIA

En la figura se muestran los tres rangos que se mencionaron en la sección de análisis. Cada valor se

comparará con los registros de estos archivos, una vez determinado el grupo al cual pertenece se le agregan características adicionales a cada emisión, tales como una descripción y un entero que es utilizado para poner un icono, todo esto se lo consigue trabajando en conjunto con el objeto *Documento*. El usuario además podrá seleccionar la librería a utilizar.

Como parte del sistema se ha agregado un archivo de configuración (CONFIG.GCF) el cual almacena la ruta y el nombre del archivo que se utilizará en cada sesión. Cuando el operador decida utilizar otra librería este cambio se almacenará en este archivo. El sistema abre un archivo de librería por omisión cuando el usuario no ha seleccionado alguno este es `DEFAULT.GLF`.

A continuación se diseñarán cada una de las operaciones que posee este objeto.

#### **4.8.3.4.1. OPERACIÓN *GetLibrary***

Esta operación abre el archivo de configuración, obtiene la ruta y nombre de



la librería a usar y almacena este valor en el atributo *Name*, posteriormente cierra este archivo anteriormente abierto. El diagrama de flujo de esta operación se muestra en la figura 4.27.

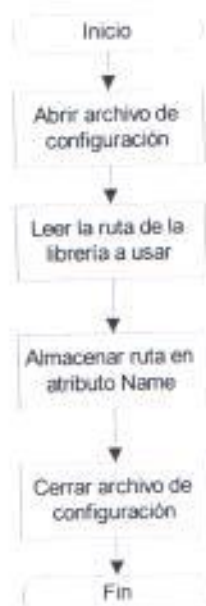


Figura 4.27 OPERACIÓN *GetLibrary*

#### 4.8.3.4.2. OPERACIÓN *SetLibrary*

Esta función recibe como parámetro una ruta que el usuario seleccionará para abrir una nueva librería, se guardará esta nueva ruta en el archivo de configuración. Esta

operación es llamada por la función *Select*. Su diagrama de flujo se muestra en la figura 4.28.



Figura 4.28. OPERACIÓN *SetLibrary*

#### 4.8.3.4.3. OPERACIÓN *Open*

Esta operación es la encargada abrir un archivo de librería, en el instante que el sistema empiece a ejecutarse, el documento es el encargado de ejecutar esta operación, el archivo que abre será el que el usuario haya elegido, información que se encuentra almacenada en el

atributo *Name*, la cual se la obtuvo con una llamada a *GetLibreria*. Una vez concluida esta operación la librería queda lista para interactuar con el sistema. El flujograma de esta función se muestra en la figura 4.29.



Figura 4.29 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA OPERACIÓN *Open*

#### 4.8.3.4.4. OPERACIÓN *Close*

Esta operación se encarga de cerrar el archivo de librería que está utilizando actualmente. Al cerrar este archivo no se guarda nada en la configuración del sistema ya que esta es guardada cuando se selecciona una nueva librería. Como

esta operación es sencilla se omitirá su diagrama de flujo.

#### 4.8.3.4.5. OPERACIÓN *Select*

Esta función se encarga de seleccionar un archivo de librería para ser utilizado. Lograr este objetivo involucra cerrar el archivo actualmente usado y guardar el nombre de la nueva librería en el archivo de configuración.

Esta operación recibe una cadena que contiene la ruta del archivo a utilizar, la compara con la ruta del archivo actualmente usado, la misma que se encuentra en el atributo *Name*, en el caso de ser iguales no se realiza ninguna operación, de lo contrario se ejecutan las demás operaciones. Para ilustrar mejor esta idea vea el diagrama de flujo de esta operación que se muestra en la figura 4.30.

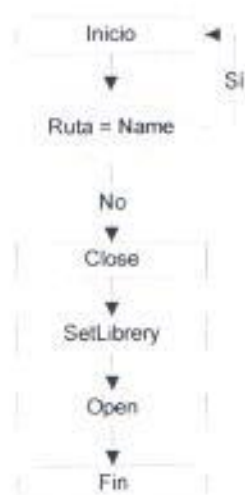


Figura 4.30 DIAGRAMA DE LA OPERACIÓN *Select*

#### 4.8.3.4.6. OPERACIÓN *Search*

Esta rutina recibirá los parámetros de una emisión desde el objeto *Documento*, inmediatamente empezará a realizar comparaciones en la librería hasta encontrar un registro que contenga los valores de dicha señal, una vez encontrado, la operación retorna una estructura que contiene una cadena que representa la descripción de la emisión, y un número entero que en conjunto al

documento determinará que icono se le asigna a la señal.

En el caso de que la emisión analizada no se encuentre dentro de ningún grupo de la librería seleccionada, los valores que se retornarán serán los de "Desconocido" para la cadena y un entero que representa a una emisión desconocida. La figura 4.31 muestra el funcionamiento de esta operación.

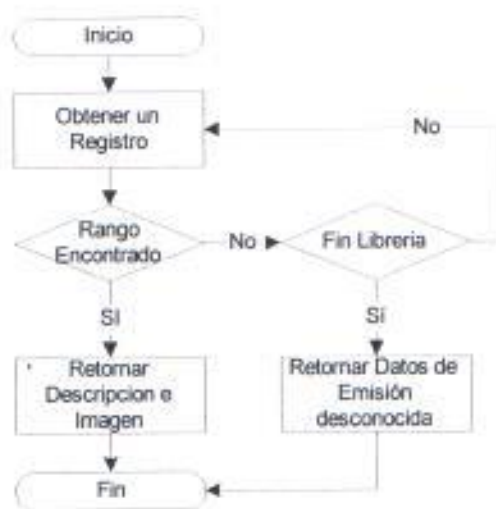


Figura 4.31 OPERACIÓN Search

## 4.8.5. Presentaciones de Pantalla

De acuerdo al proceso de la información, las emisiones serán presentadas en el plano cartesiano y en el plano polar.

### 4.8.5.1 Plano Cartesiano

La pantalla en plano cartesiano se muestra en la

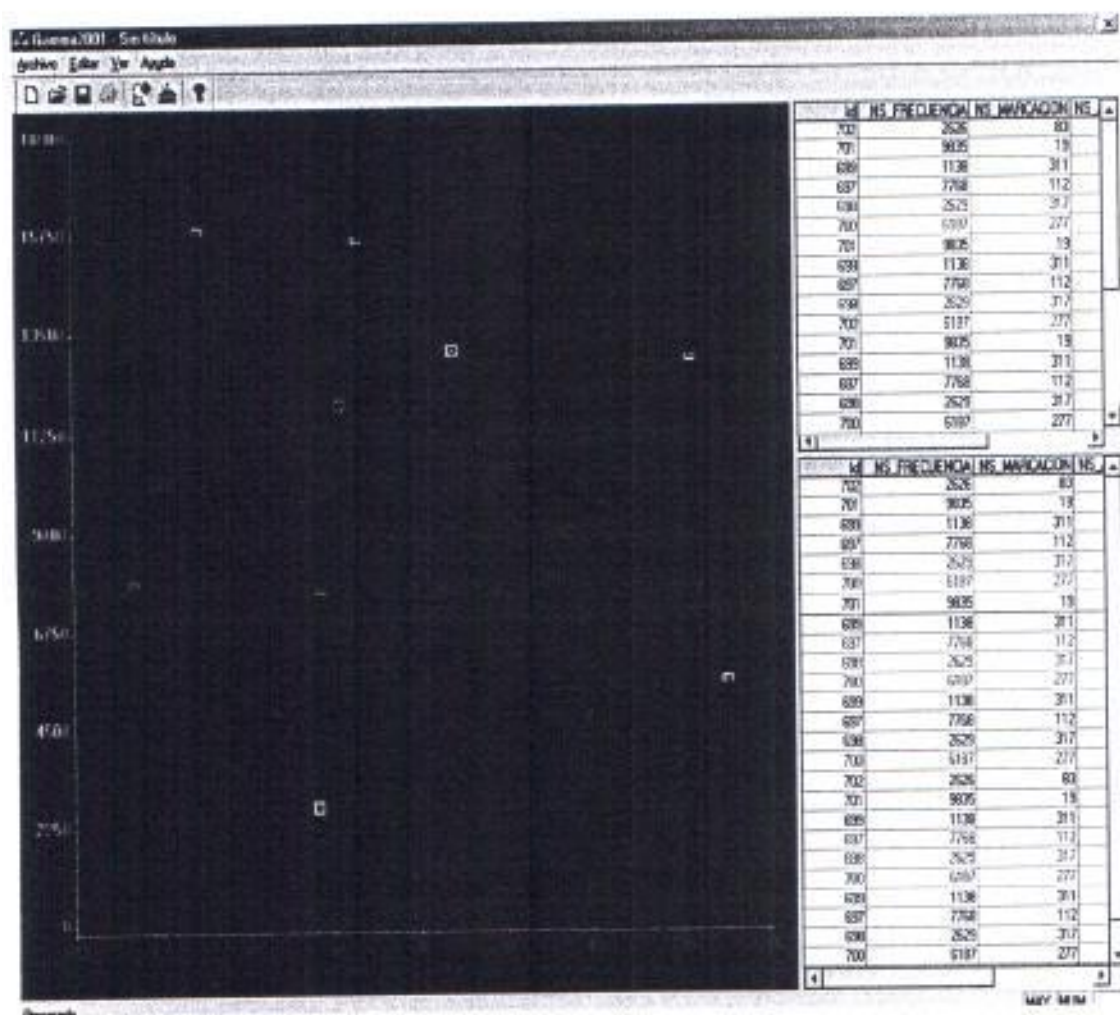


FIGURA 4.32 PANTALLA DE PRESENTACIÓN (PLANO CARTESIANO)

Figura 4.32 Las emisiones tendrán su representación de acuerdo al cuadro de simbología de la figura 4.16.

El plano cartesiano posee en el eje X el valor de la goniometría, calculada por el computador y en el eje de las Y está la escala de frecuencia.

En este plano el operador del equipo tendrá varias herramientas de colaboración para poder tener un mejor campo de visión del enemigo.

Primero cuenta con una ayuda visual muy clara de la simbología con respecto a la dirección y a la frecuencia de la emisión.

Las escalas de frecuencia y marcación, pueden ser reducidas y ampliadas de acuerdo a la necesidad del operador para poder discriminar mejor las señales de radares ajenos a sus sistemas.

Para obtener mayor precisión en los valores de la firma electrónica, en lo que corresponde a frecuencia y marcación, tiene la presentación la opción que con un doble click de ratón sobre la emisión, poder



desplegar en la pantalla una pequeña ventana con toda la información necesaria para el operador del equipo.

Esta pantalla se puede apreciar en la figura 4.33.

Propiedad	Valor
Frecuencia:	8000
Marcación(ADA):	60
Ancho de Pulso (PW):	20
Intervalo de Repetición (PRI):	300
Amplitud:	12
Periodo de Repetición (ARP):	15

Avanzadas      Aceptar

FIGURA 4.33 VENTANA DE PROPIEDADES DE LA EMISIÓN.

La pantalla denominada "Propiedades de la Emisión" presenta toda la información necesaria para poder determinar a que plataforma la emisión captada responde.

Se puede obtener la frecuencia , marcación , ancho de pulso, intervalo de repetición, amplitud y periodo de repetición.

Con el control de Avanzadas, se puede acceder a información más detallada, como por ejemplo que radar puede ser, que tiempo tiene transmitiendo, etc.

En adición como se puede apreciar en la figura 4.32, el operador poseerá un listado de las emisiones que se encuentren activas en ese momento, y de acuerdo a su peligrosidad podrán ser clasificadas y enviadas hacia la otra ventana.

En esa ventana, las emisiones tienen un grado significativo o alto de peligrosidad, por lo tanto permanecerán presentes en la lista, hasta que el operador las borre, incluso si la emisión ya desapareció del ambiente electromagnético.

Es importante tener en cuenta la velocidad de proceso del equipo, ya que éstas emisiones van a estar actualizándose continuamente , con un tiempo determinado por la densidad del espectro electromagnético en ese momento.

### 4.8.5.2 Plano Polar

Existe una segunda presentación como se puede apreciar en la figura 4.34.

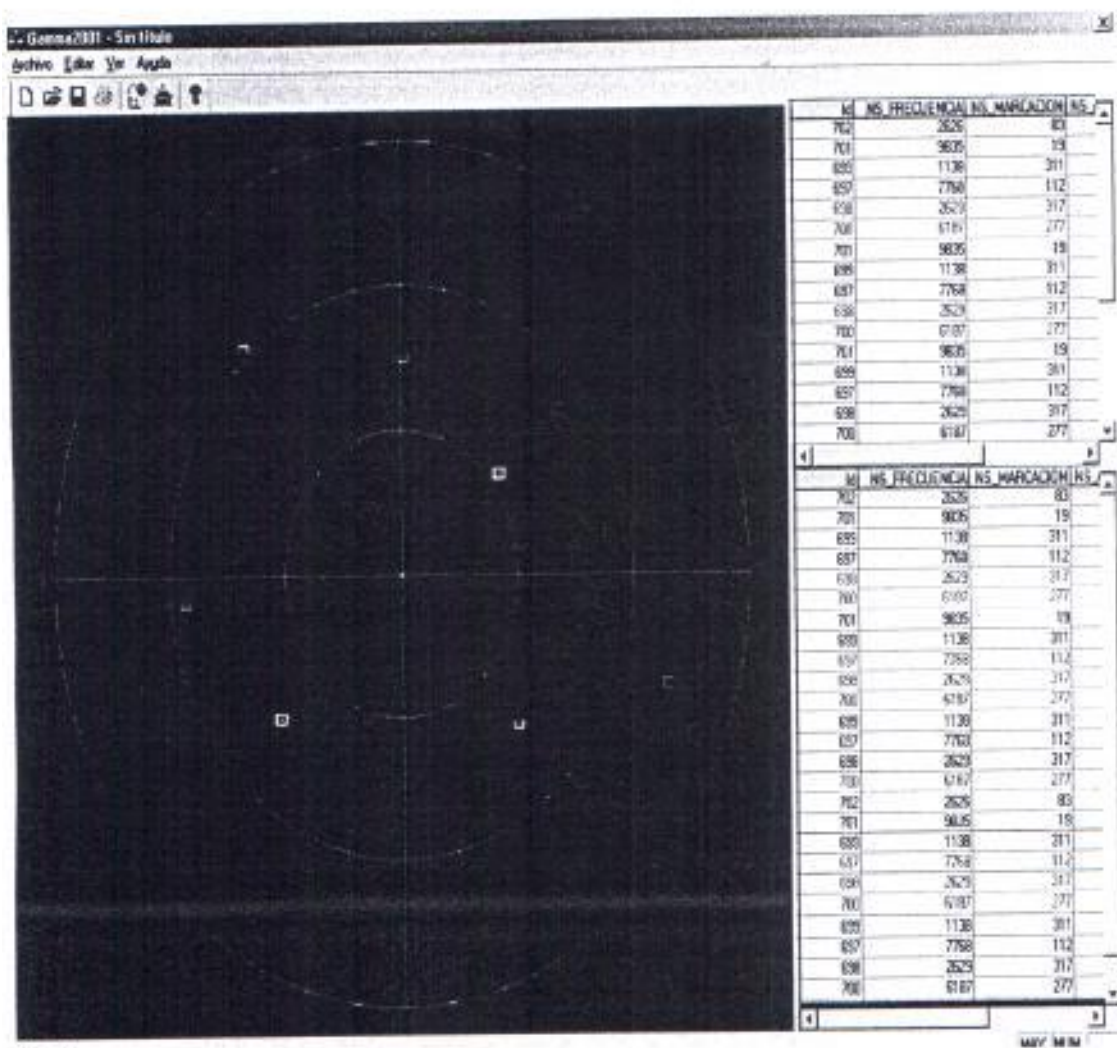


FIGURA 4.34 PANTALLA DE PRESENTACIÓN (PLANO POLAR)

En esta presentación se puede apreciar la relación entre la distancia a la cual se encuentra emitiéndose la emisión y la dirección por la cual proviene la misma.

Esta presentación es de grandísima ayuda para el operador, ya que permite con un simple vistazo, tener una visión general del ambiente electromagnético, detectando en posicionamiento la ubicación de tropas aliadas y/o enemigas.

Al igual que en la presentación en plano cartesiano, se posee dos lista, las cuales son las encargadas de retener los datos de las emisiones presentes y de las emisiones peligrosas.

La pantalla de Propiedades de Emisión también se puede presentar aquí con solamente dar un doble click en la emisión deseada.

Las presentaciones tanto cartesiana como polar, pueden ser cambiadas desde la pantalla por medio de un botón en el menú.

# CAPITULO V

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### CONCLUSIONES

1. La Guerra Electrónica actualmente es la parte más importante dentro de una operación militar, ya que por medio del análisis de señales electromagnéticas se puede determinar las características de una plataforma emisora. Los sistemas de Guerra Electrónica requieren ser rápidos, seguros y confiables a fin de que permita tener el conocimiento preciso de qué buques son amigos, enemigos, neutrales y hostiles en un teatro de operaciones marítimo. La modernización del sistema GAMMA-ED permite lo anterior.
2. El bloque de pre-proceso, compuesto por los circuitos para medición de frecuencia, PRI, PW y determinación de goniometría sirven para el resto de las bandas de frecuencia en las que opera el equipo: S, C y Ku.
3. El diseño planteado permite realizar innovaciones posteriores reemplazando elementos por otros de mayor velocidad, como por

ejemplo convertidores análogo digitales con más de 1 MSPS(millones de muestreos por segundo).

4. Crear y desarrollar un nuevo sistema no solo promueve el crecimiento científico y tecnológico de la Institución Armada sino del país, permitiendo explotar las capacidades humanas y eliminar de esta manera la dependencia extranjera, que en años anteriores no se ha podido conseguir.
5. El nuevo diseño representa un ahorro muy significativo para la Armada. La actualización del Sistema GAMMA-ED, con una propuesta hecha por los Italianos fabricantes del equipo, tenía un costo aproximadamente 10 veces mayor que el de nuestra modernización la cual tiene un costo de \$40,000.00.
6. Además esta modernización permite mantener en buen funcionamiento el equipo y alargar su tiempo de vida útil, ahorrando a la Armada la adquisición de uno nuevo, cuyo costo bordea los \$3,000,000.00.

## RECOMENDACIONES

1. Realizar las caracterizaciones de los PFD (Unidad IFM) de las bandas S, C y Ku e implementar los circuitos de medición respectivos, a fin de que pueda cubrirse la banda de 2 a 18 GHz.
2. Es necesario que este prototipo siga perfeccionándose en el tiempo para conseguir resultados altamente óptimos y pueda ser implementado en todas las Unidades de Guerra de la Armada.
3. Asignar todo el recurso material, económico y humano que permita cumplir los objetivos del proyecto
4. Deben reforzarse los lazos interinstitucionales Armada-ESPOL, para que el desarrollo científico y tecnológico se mantenga siempre en alto.

## ANEXO A



## SEÑALES DE VIDEO DEL PFD (Unidad IFM)

### Módulo F411E4E-501

Frecuencia	10KHz
DC	5%
Pi	33dB
Amplitud Pulso	1V

FREQ. Ingreso (MHz)	Salida PFD				Angulo			
	1+Sen $\alpha$ (V)	1-Sen $\alpha$ (V)	1+Cos $\alpha$ (V)	1-Cos $\alpha$ (V)	2Sen $\alpha$ (V)	2Cos $\alpha$ (V)	$\alpha$ (rad)	$\alpha_c$ (rad)
7500	2.970	4.310	0.097	5.930	-1.340	-5.833	-2.916	3.367
7550	2.970	4.020	0.053	5.890	-1.050	-5.837	-2.964	3.320
7600	3.030	4.280	0.033	5.940	-1.250	-5.907	-2.933	3.350
7650	3.030	3.380	0.015	5.580	-0.350	-5.565	-3.079	3.204
7700	2.970	2.910	0.031	5.370	0.060	-5.339	3.130	3.130
7750	3.030	2.920	0.054	5.750	0.110	-5.696	3.122	3.122
7800	3.000	2.320	0.081	5.090	0.680	-5.009	3.007	3.007
7850	2.970	2.010	0.121	4.780	0.960	-4.659	2.938	2.938
7900	3.090	2.210	0.213	5.610	0.880	-5.397	2.980	2.980
7950	3.060	1.900	0.287	5.310	1.160	-5.023	2.915	2.915
8000	3.030	1.440	0.306	4.500	1.590	-4.194	2.779	2.779
8050	2.920	1.100	0.307	3.680	1.820	-3.373	2.647	2.647
8100	2.970	0.970	0.394	3.810	2.000	-3.416	2.612	2.612
8150	3.020	0.967	0.510	4.000	2.053	-3.490	2.610	2.610
8200	3.080	1.060	0.750	4.880	2.020	-4.130	2.687	2.687
8250	3.090	0.871	0.858	4.570	2.219	-3.712	2.603	2.603
8300	3.020	0.655	0.880	3.960	2.365	-3.080	2.487	2.487
8350	3.100	0.623	1.120	4.260	2.477	-3.140	2.474	2.474
8400	3.150	0.580	1.410	4.680	2.570	-3.270	2.475	2.475
8450	3.150	0.480	1.450	4.230	2.670	-2.780	2.376	2.376
8500	3.210	0.425	1.610	4.490	2.785	-2.880	2.373	2.373
8550	3.140	0.332	1.760	4.070	2.808	-2.310	2.259	2.259
8600	3.160	0.244	1.840	3.800	2.916	-1.960	2.163	2.163
8650	3.140	0.575	1.930	3.520	2.565	-1.590	2.126	2.126
8700	3.140	0.126	2.060	3.330	3.014	-1.270	1.970	1.970
8750	3.170	0.107	2.400	3.500	3.063	-1.100	1.916	1.916
8800	3.160	0.083	2.610	3.280	3.077	-0.670	1.785	1.785
8850	3.150	0.063	2.750	2.870	3.087	-0.120	1.610	1.610
8900	3.260	0.078	3.370	3.500	3.182	-0.130	1.612	1.612
8950	3.380	0.088	4.100	3.800	3.292	0.300	1.480	1.480
9000	3.250	0.100	3.750	3.000	3.150	0.750	1.337	1.337
9050	3.320	0.137	4.150	3.000	3.183	1.150	1.224	1.224
9100	3.390	0.245	4.750	3.250	3.145	1.500	1.126	1.126
9150	3.390	0.370	4.750	3.050	3.020	1.700	1.058	1.058

9200	3.320	0.422	4.700	2.350	2.898	2.350	0.889	0.889
9250	3.210	0.422	4.120	2.780	2.788	1.340	1.123	1.123
9300	3.240	0.493	4.370	1.680	2.747	2.690	0.796	0.796
9350	3.140	0.501	3.930	1.360	2.639	2.570	0.799	0.799
9400	3.200	0.687	4.630	1.350	2.513	3.280	0.654	0.654
9450	3.200	0.813	4.630	1.080	2.387	3.550	0.592	0.592
9500	3.140	0.859	4.200	0.774	2.281	3.426	0.587	0.587
9550	3.010	0.828	3.560	0.544	2.182	3.016	0.626	0.626
9600	3.080	1.090	4.210	0.516	1.990	3.694	0.494	0.494
9650	3.200	1.500	4.750	0.525	1.700	4.225	0.383	0.383
9700	3.190	1.780	4.750	0.441	1.410	4.309	0.316	0.316
9750	3.150	1.850	4.750	0.312	1.300	4.438	0.285	0.285
9800	3.070	1.910	4.750	0.209	1.160	4.541	0.250	0.250
9850	3.070	2.150	4.750	0.151	0.920	4.599	0.197	0.197
9900	3.130	2.680	4.800	0.100	0.450	4.700	0.095	0.095
9950	3.070	2.560	4.750	0.040	0.510	4.710	0.108	0.108
10000	3.010	2.420	4.680	0.010	0.590	4.670	0.126	0.126
10050	3.000	2.570	4.680	0.006	0.430	4.674	0.092	0.092
10100	3.010	3.030	4.750	0.028	-0.020	4.722	-0.004	-0.004
10150	3.000	3.800	4.830	0.068	-0.800	4.762	-0.166	-0.166
10200	3.010	4.100	4.840	0.113	-1.090	4.727	-0.227	-0.227
10250	2.950	3.590	4.750	0.138	-0.640	4.612	-0.138	-0.138
10300	2.890	2.930	4.330	0.150	-0.040	4.180	-0.010	-0.010
10350	2.910	3.360	4.700	0.241	-0.450	4.459	-0.101	-0.101
10400	2.910	3.550	4.700	0.328	-0.640	4.372	-0.145	-0.145
10450	2.850	3.700	4.680	0.431	-0.850	4.249	-0.197	-0.197
10500	2.850	4.100	4.700	0.594	-1.250	4.106	-0.296	-0.296
10550	2.790	3.990	4.410	0.687	-1.200	3.723	-0.312	-0.312
10600	2.790	4.370	4.630	0.893	-1.580	3.737	-0.400	-0.400
10650	2.700	3.100	4.130	0.953	-0.400	3.177	-0.125	-0.125
10700	2.300	4.010	3.930	1.020	-1.710	2.910	-0.531	-0.531
10750	2.000	4.020	3.570	1.140	-2.020	2.430	-0.694	-0.694
10800	1.440	3.480	3.130	1.060	-2.040	2.070	-0.778	-0.778
10850	1.070	3.060	2.620	1.000	-1.990	1.620	-0.888	-0.888
10900	1.250	4.360	3.660	1.650	-3.110	2.010	-0.997	-0.997
10950	1.280	5.020	4.350	2.260	-3.740	2.090	-1.061	-1.061
11000	0.815	4.370	3.260	1.930	-3.555	1.330	-1.213	-1.213
11050	0.625	4.480	3.130	2.060	-3.855	1.070	-1.300	-1.300
11100	0.530	4.810	3.270	2.370	-4.280	0.900	-1.364	-1.364
11150	0.415	5.000	3.130	2.750	-4.585	0.380	-1.488	-1.488
11200	0.250	5.000	3.100	2.900	-4.750	0.200	-1.529	-1.529
11250	0.156	4.980	2.730	2.900	-4.824	-0.170	-1.606	-1.606
11300	0.066	4.970	2.460	3.020	-4.904	-0.560	-1.684	-1.684
11350	0.026	4.630	2.090	2.900	-4.604	-0.810	-1.745	-1.745
11400	0.003	4.460	1.860	2.880	-4.457	-1.020	-1.796	-1.796
11450	0.003	5.110	2.320	4.000	-5.107	-1.680	-1.889	-1.889
11500	0.015	5.090	2.070	4.000	-5.075	-1.930	-1.934	-1.934
11550	0.042	4.360	1.370	3.090	-4.318	-1.720	-1.950	-1.950
11600	0.138	4.740	1.320	3.560	-4.602	-2.240	-2.024	-2.024
11650	0.300	4.740	1.150	3.770	-4.440	-2.620	-2.104	-2.104

11700	0.470	4.760	1.030	4.060	-4.290	-3.030	-2.186	-2.186
11750	0.580	4.460	0.798	3.840	-3.880	-3.042	-2.236	-2.236
11800	0.800	5.000	0.832	4.490	-4.200	-3.658	-2.287	-2.287
11850	0.850	4.730	0.664	4.230	-3.880	-3.566	-2.314	-2.314
11900	0.850	3.800	0.466	3.440	-2.950	-2.974	-2.360	-2.360
11950	1.250	4.120	0.370	3.940	-2.870	-3.570	-2.464	-2.464
12000	1.430	3.530	0.187	3.610	-2.100	-3.423	-2.591	-2.591

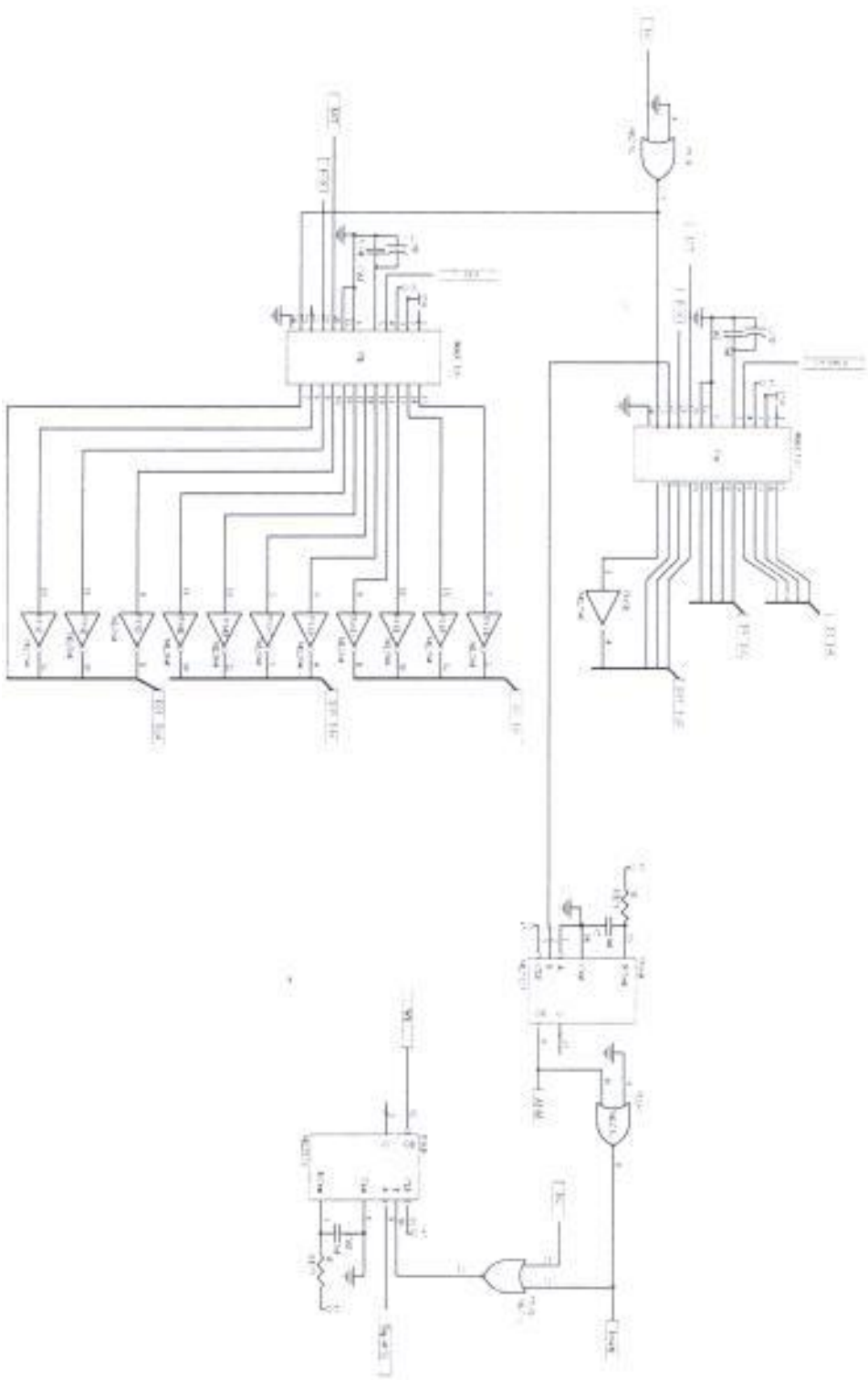
## ANEXO B

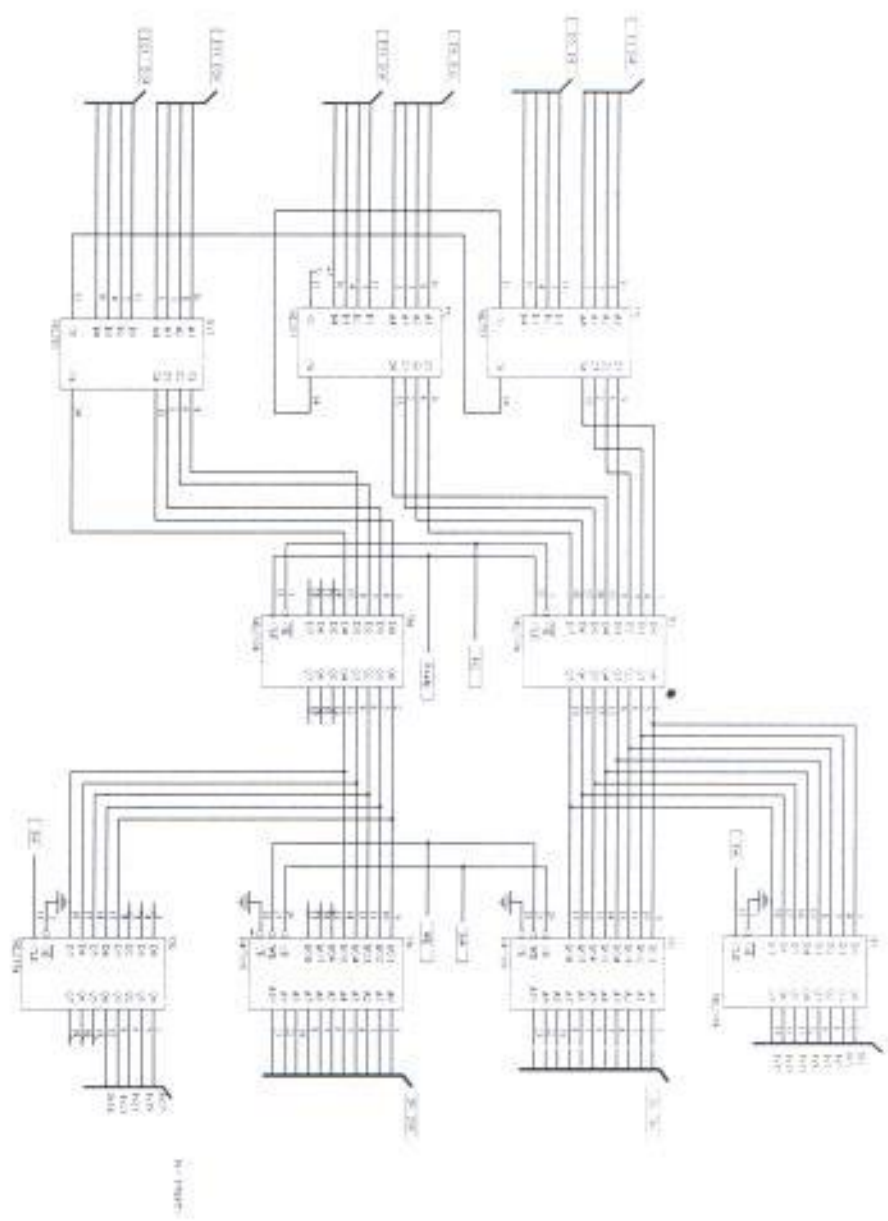
## CARACTERIZACION DEL AMPLIFICADOR LOGARITMICO LIFD-7010BC

Frecuencia	10KHz
DC	5%
Amplitud Pulso	1V

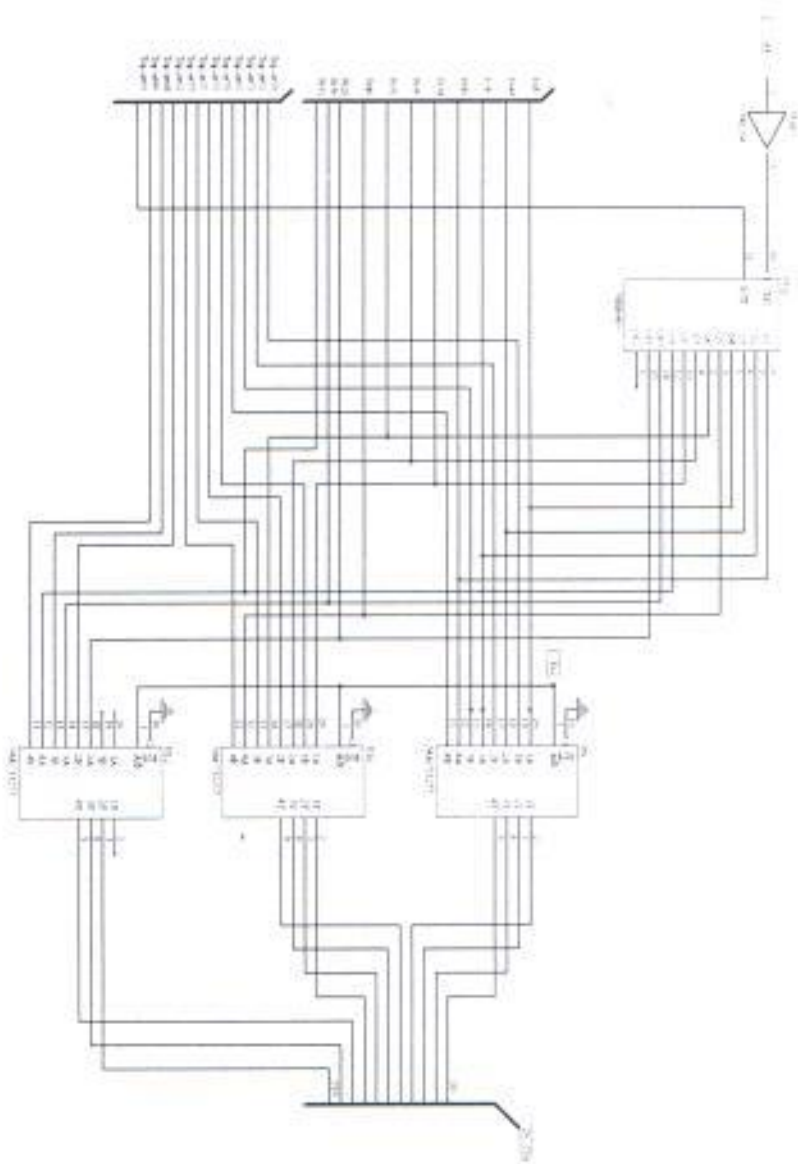
Pi dBm	Vo (mV)		
	70MHz	65MHz	75MHz
-75	212.0	193.7	185.0
-70	318.0	296.8	281.0
-65	450.0	421.0	412.0
-60	556.0	531.0	525.0
-55	675.0	650.0	631.0
-50	800.0	775.0	762.0
-45	912.0	893.7	875.0
-40	1012.0	1025.0	1006.0
-35	1146.0	1115.0	1115.0
-30	1253.0	1256.0	1225.0
-25	1381.0	1365.0	1334.0
-20	1506.0	1490.0	1443.0
-15	1615.0	1584.0	1568.0
-10	1756.0	1740.0	1693.0
-5	1850.0	1850.0	1781.0
0	1943.0	1975.0	1906.0
5	2006.0	2006.0	1921.0

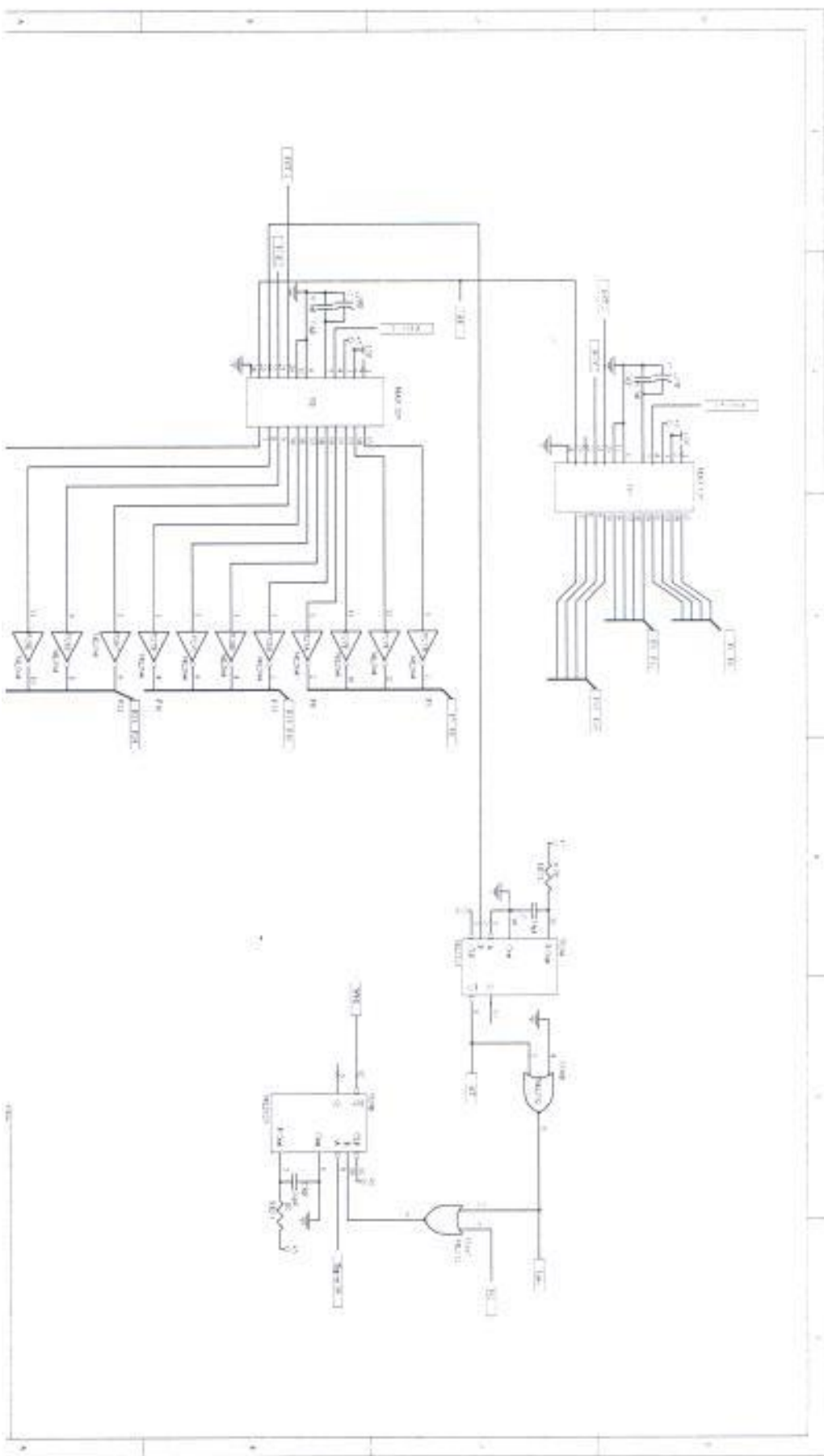
## ANEXO C

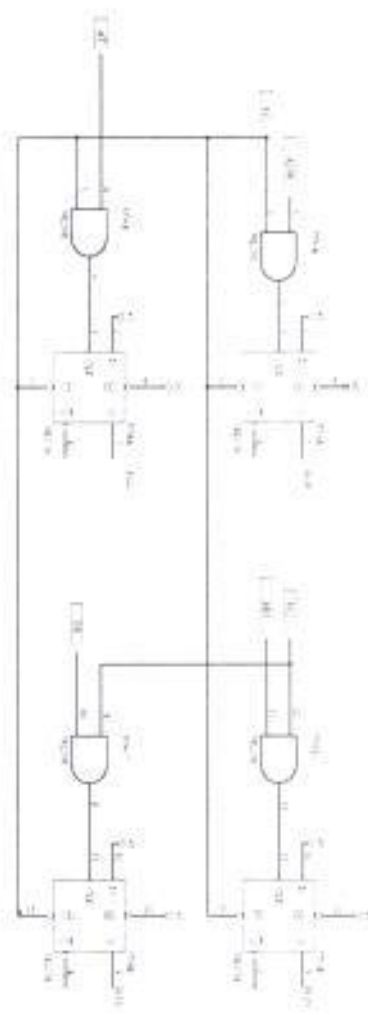


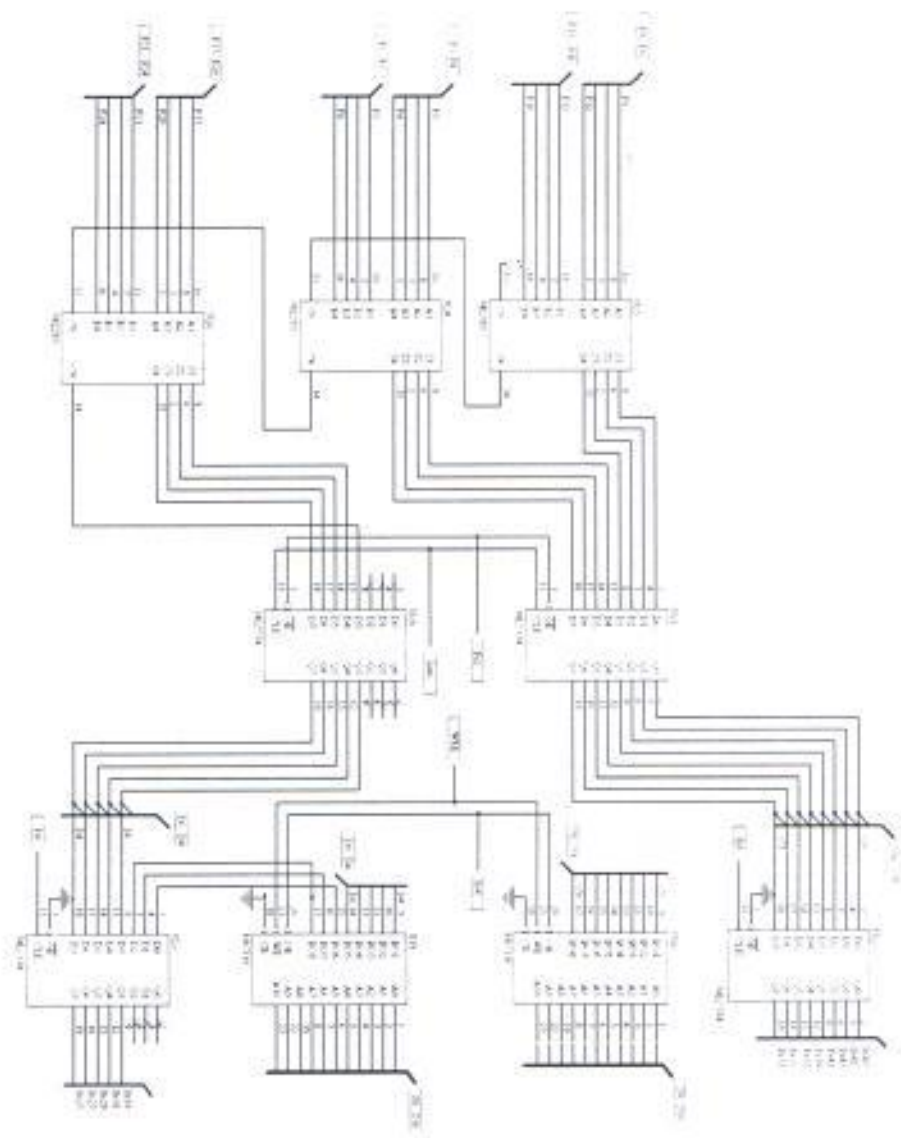




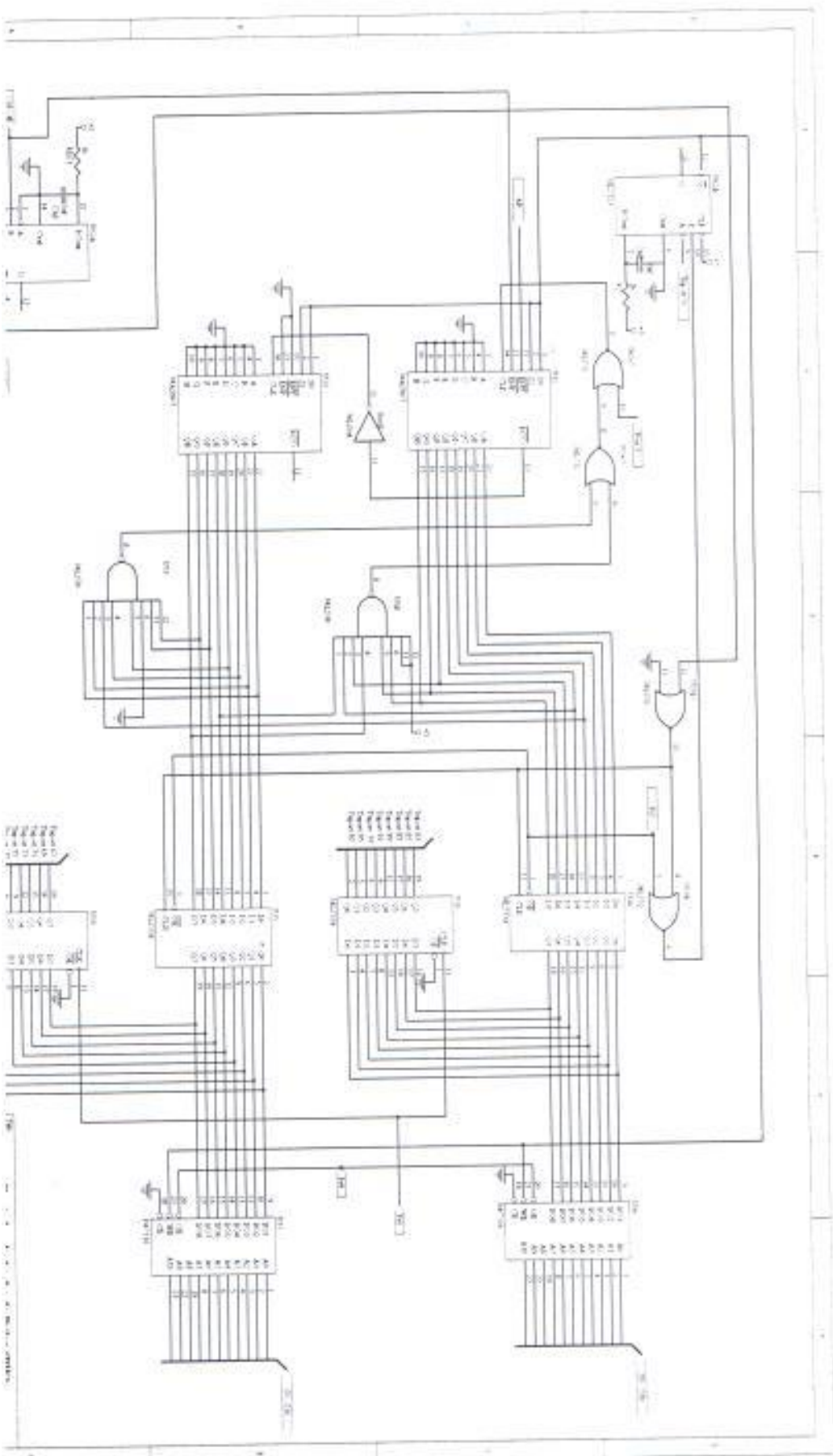


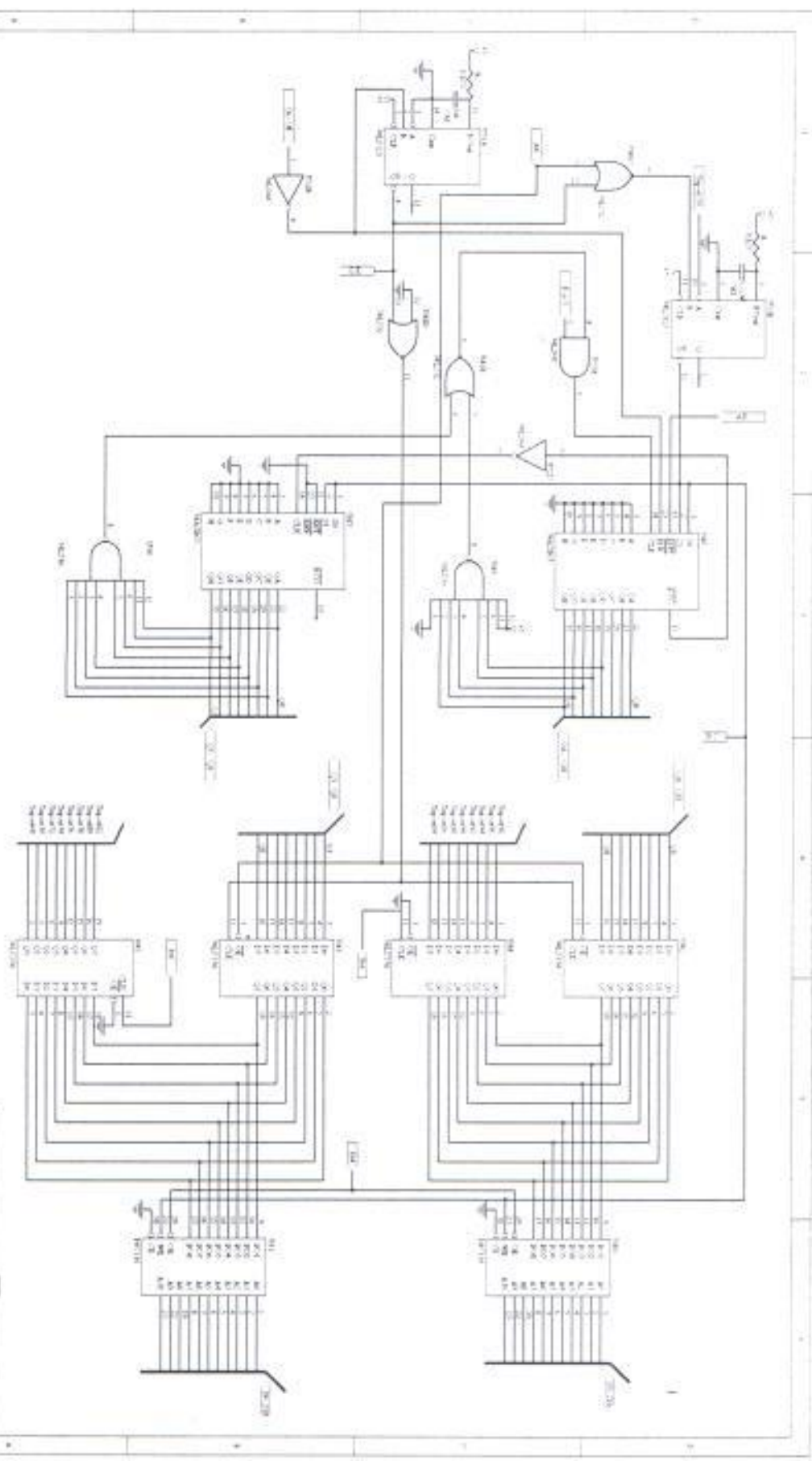






4854-1





## ANEXO D

## LA ADQUISICION DE DATOS

### Interfaz de Entradas/Salidas Digitales

Las interfaces de entradas/salidas digitales son usadas a menudo en los sistemas de adquisición de datos para controlar procesos, adquirir y generar patrones para prueba, comunicación con dispositivos periféricos.

En cada caso, los parámetros importantes incluyen el número de líneas digitales disponibles, la velocidad a la cual se pueden transmitir ó recibir los datos digitales, y la capacidad para manejar estas líneas.

Una aplicación común es la transferencia de datos entre una computadora y equipos como grabadoras de datos, procesadores de datos, e impresoras.

Porque estos equipos usualmente transfieren datos en incrementos de un byte (8-bit), las líneas digitales sobre una tarjeta de entradas y salidas digitales están ordenadas en grupos de 8. Adicionalmente, algunas tarjetas tienen circuitos para consulta (*handshaking*) para propósitos de sincronización en las comunicaciones. El número de canales, velocidad de transmisión y capacidades de *hanshaking* son especificaciones importantes que deben ser tomadas en cuenta para la adquisición de datos.



## TARJETA PC-DIO-96

### Descripción

La tarjeta DIO-96 es un dispositivo de entrada/salida de datos digitales en paralelo para computadoras con bus ISA. Viene disponible con los controladores (software) para su funcionamiento. Este dispositivo digital I/O usa cuatro interfaces periféricos programables (PPI) de 24-bit. Cada PPI puede posteriormente ser dividido en tres puertos de 8-bit cada uno. La DIO-96 es flexible para el interface con otras computadoras. La tarjeta puede operar en modo unidireccional ó bidireccional, y establecer una comunicación (*handshake*) con otros dispositivos periféricos.

### Hardware

#### PPI

Hay cuatro PPIs 85C55A. Cada PPI controla 24-bit de entrada/salida y tiene tres puertos de 8-bit (A, B y C), los cuales pueden ser programados como entradas ó salidas. Los puertos A y B son siempre usados como I/O digitales, mientras que el puerto C puede ser configurado como I/O, control, estado ó señales de *handshake*.

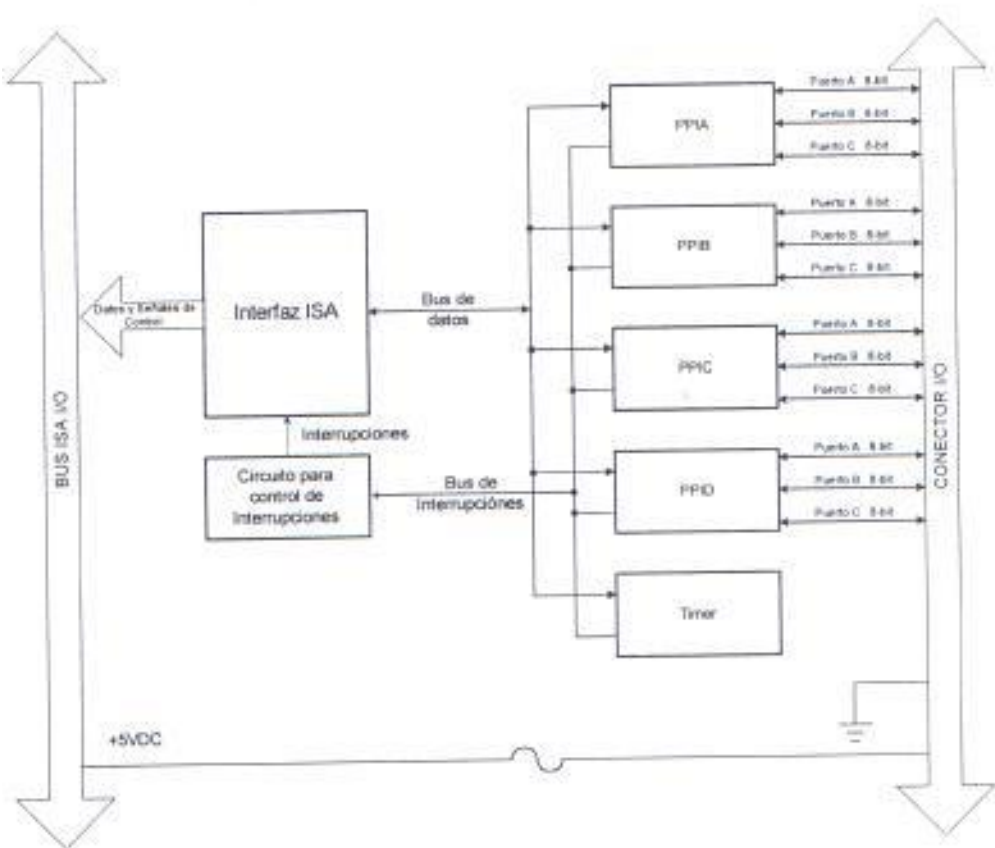


DIAGRAMA DE BLOQUES INTERNO DE LA TARJETA PC-DIO-96

## ANEXO E

# MICRO LAMBDA, INC.

**S**  
nsation for Temperature Drift  
egulators for Improved Stability  
Power Supply Variations  
Tuning Resolution  
to +85° C Temperature Range

## TION

MBDA YIG Oscillators, model type MLOB-  
MLOS-Series are available with integrated  
circuits.

MBDA drivers eliminate the need for cus-  
design or develop their own driver circuits  
cated test and alignment procedures. In-  
driver at MICRO LAMBDA's factory en-  
eak performance will be achieved at the  
ufacture. Alignment and compensation  
rticular YIG oscillator can be maximized  
component level.

1 this series provide input voltage regula-  
mpensation circuits to improve frequency

act as Control Word-To -Current convert-  
DC input voltages into mA of current to  
etic tuning coil.

## INPUT DIGITAL DRIVERS

**S**  
MBDA positive digital drivers are available  
environments. Standard products provide  
TL tuning input and operate over the -40°  
mperature range.

operate Mil-grade 25 pin control connector  
feedthroughs in the driver housing to mini-  
eakage.

ut drivers provide the main coil current and

## YIG TUNED OSCILLATORS WITH MILITARY DIGITAL DRIVERS MD SERIES

### APPLICATIONS

- Test Sets
- Radar
- Receivers
- Synthesizers

oscillator bias current on the +15 volt input line. If a -  
5 volt additional oscillator bias voltage is needed, it is  
provided for on the -15 volt input line. Negative input  
drivers which provide the main coil current and oscilla-  
tors bias on the -15 volt input line. Negative input  
drivers which provide the main coil current and oscilla-  
tor bias on the -15 Volt input line are available as an  
option.

Residual FM specifications of 50 to 100 kHz peak-to-  
peak are provided while maintaining the YIG devices  
standard tuning speed. 25-50 kHz peak-to-peak resid-  
ual FM specifications can be provided at the expense  
of tuning speed. In this case, tuning speed will be  
slower by approximately 10 times the spec. of stand  
alone component. Either parameter can be maxi-  
mized during factory alignment to meet customer spe-  
cific requirements.

### AVAILABLE OPTIONS FOR MD-SERIES MILITARY DIGITAL DRIVERS

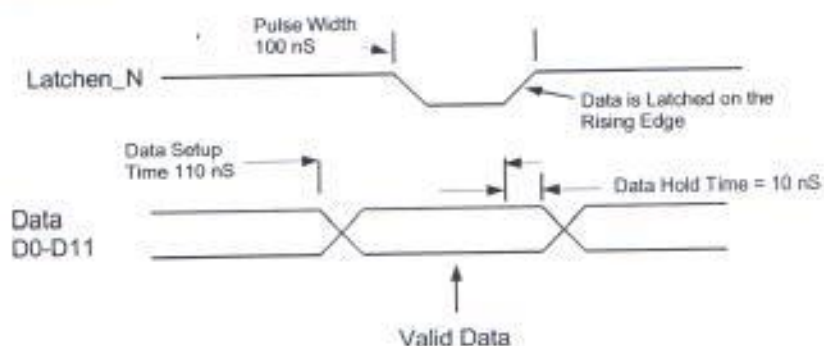
- Customer Defined "Truth" Table
- Latched TTL
- FM Coil Driver Circuits
- Negative Input Drivers

### RD POSITIVE INPUT DIGITAL DRIVER SELECTION GUIDE: MD SERIES

#### OSCILLATORS WITH DRIVERS

DRIVER INPUT & RESPONSE	SPECIFICATION (-40 to +85 deg. C)
Tuning Command	Start Word (all 0's) = Lowest Frequency Stop Word (all 1's) = Highest Frequency
Tuning Resolution	12 BIT Positive Logic (Fmax-Fmin)/4095 Bit Resolution
Frequency Accuracy (Note 1) (excluding hysteresis)	See Table
Tuning Speed	2 mSec for 1 GHz step to within +/-10 MHz.
<b>Main Driver Inputs</b> Supply Voltage & Current (includes YIG device) Supply Voltage Pushing Ground YIG Heater Voltage & Current	+15 V +/- .5 V @ Oscillator Tuning Current + 50 mA, Max. -15 V +/- .5 V @ 50 mA, (Plus Oscillator -5 Vdc Current if any) Max. +/- .5 Vdc, 0.1 MHz Max. Chassis Ground +24 Vdc ±4 Vdc @ 300 mA surge for 2 seconds, 25 mA steady state Polarity independent: ±12 Vdc or ±15 Vdc acceptable
Latch Enable	LATCHEN_N is a TTL, 5V CMOS control line. It has an internal 10k-ohm pull-up resistor to +5 V. It is used to transfer the data on the bus to the digital driver circuit. TTL high = data ignored. Connect to Ground if enable is not required. If the unit is to be used on a computer data bus, the below timing Diagram applies. (All times = Minimum) 10 nS rise/fall latch transitions.
(Option) Voltage Frequency Frequency Deviation Max. Deviation	+/- 10V 10 k Ohms +/- 2.5 MHz/V +/- 25 MHz +/- 100 mA

Includes Temp. Drift & Linearity  
Driver Current Remain Unchanged



TIMING DIAGRAM

# MICRO LAMBDA, INC.

## YIG TUNED OSCILLATORS WITH MILITARY DIGITAL DRIVERS MD SERIES - CONTINUED

### Selected YIG Oscillators with Positive Input Digital Drivers (-40° C to +85° C)

	Frequency GHz	Accuracy ( MHz) **	Current +15 V	Current -15 V	Outline Drawing
MD	0.7-2.0	+/- 12	250	50	11-091
MD	0.7-4.0	+/- 16	350	50	11-091
MD	3.0-6.0	+/- 14	450	50	11-091
MD	4.0-8.0	+/- 16	550	50	11-091
MD	2.0-8.0	+/- 24	550	50	11-091
MD	3.5-10.5	+/- 28	675	100	11-091
MD	4.0-12.4	+/- 30	780	100	11-091
MD	8.0-12.4	+/- 25	780	50	11-091
MD	12.0-18.0	+/- 28	1050	50	11-091
MD	8.0-18.0	+/- 35	1050	50	11-091
MD	6.0-18.0	+/- 50	1050	100	11-091
MD	8.0-20.0	+/- 60	1175	50	11-091

Includes frequency drift and linearity errors over the temperature range.

### Additional YIG Oscillators with Positive Input Digital Drivers (-40° C to +85° C)

	Frequency GHz	Accuracy ( MHz) **	Current +15 V	Current -15 V	Outline Drawing
MD	0.7-2.0	+/- 12	250	50	11-088
MD	0.7-4.0	+/- 16	350	50	11-088
MD	3.0-6.0	+/- 14	450	50	11-088
MD	4.0-8.0	+/- 16	550	50	11-088
MD	2.0-8.0	+/- 24	550	50	11-088
MD	3.5-10.5	+/- 28	675	100	11-088
MD	4.0-12.4	+/- 30	780	100	11-088
MD	8.0-12.4	+/- 25	780	50	11-088
MD	12.0-18.0	+/- 28	1050	50	11-088
MD	6.0-18.0	+/- 50	1050	100	11-088
MD	8.0-18.0	+/- 40	1050	50	11-088
MD	8.0-20.0	+/- 60	1175	50	11-088
MD	2.0-18.0	+/- 60	1150	100	11-068
MD	2.0-20.0	+/- 70	1175	100	11-068

Includes frequency drift and linearity errors over the temperature range.

## ANEXO F

## PRESUPUESTO DEL PROYECTO

<u>Descripción</u>	<u>Cantidad</u>	<u>Costo Unitario</u>	<u>Costo Total</u>
Monitor YIG	1	\$ 5,000	\$ 5,000
Impresora Industrial	1	\$ 1,600	\$ 1,600
Escáner Industrial	1	\$ 2,100	\$ 2,100
Mouse con soporte Pentium III	1	\$ 600	\$ 600
Teclado Industrial	1	\$ 500	\$ 500
Disco Duro 30 GB	1	\$ 120	\$ 120
Procesador Pentium III 1GHz	1	\$ 300	\$ 300
1GB de Memoria Ram	1	\$ 140	\$ 140
Software	1	\$ 50	\$ 50
Cartera	1	\$ 20	\$ 20
Disquetes de Adquisición de Datos	6	\$ 600	\$ 3,600
Instalación de Tarjetas	7	\$ 700	\$ 4,900
Componentes Integrados			\$ 7,000
Componentes Electrónicos			\$ 5,000
Conectores y Cableado			\$ 7,000
Mano de obra			\$ 2,000
<b>TOTAL</b>			<b>\$ 39,930</b>



## BIBLIOGRAFIA

- ELETTRONICA S.p.a., Operation and maintenance instructions for ELT/116 RECEIVER, Roma-Italia, 1983
- ELETTRONICA S.p.a., Notas de Radiofrecuencia, Roma-Italia
- ELETTRONICA S.p.a., Phoenix-5. ESM System, Roma-Italia
- ELISRA, NS-9010 ESM System, Tel Aviv-Israel
- EUGENE R. HNATEK, A User's Handbook of D/A and A/D Converters, New York-USA, 1976
- JOSEPH L. GIACOLETTO, Electronics designer's handbook, New York-USA, 1977
- CHARLES A. HOLT, Electronic Circuits-Digital and Analog, New York-USA, 1978
- NATIONAL INSTRUMENTS CATALOG 2000.
- Escuela Superior Politécnica del Litoral, Notas de clase
1. Enlaces a Internet:
- [www.ti.com](http://www.ti.com)
  - [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)
  - [www.burr-brown.com](http://www.burr-brown.com)
  - [www.performance.com](http://www.performance.com)
  - [www.techonline.com](http://www.techonline.com)
  - [www.miteq.com](http://www.miteq.com)
  - [www.microlambda.com](http://www.microlambda.com)
  - [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)