

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"CONSTRUCCION DE LAS SECCIONES DE BAJA FRECUENCIA Y DE
CONTROL POR MICROPROcesador DE UN SISTEMA DE
RADIO ENlace"

TESIS DE GRADO

PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACION: ELECTRONICA

PRESENTADA POR:

EDUARDO FRANCISCO TORRES AZU

GUAYAS-ECUADOR

AGRADECIMIENTO

Al Dr. Adolfo Sánchez Jiménez,
Director de Tesis, por su profunda
conocimiento y acertada dirección
en mi desarrollo de la tesis.

Al INSTITUTO ECUATORIANO DE TELECOMUNICACIONES
por el apoyo prestado para la
realización de esta tesis.

DEDICATORIA

A mis padres, Juan y Bella, verdaderos artífices de mi educación y principios.

A mis hermanos.

A todos los que formamos la familia TORRES - AZU.

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta Tesis, me corresponden exclusivamente y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL).



.....
EDUARDO FRANCISCO TORRES AZU

TRIBUNAL DE GRADO

C. Villafuerte

ING. CARLOS VILLAFUERTE P.
PRESIDENTE

J. Jaime Saito

ING. JAIME SAITO DUJOSO
DIRECTOR DE TESIS

D. Ponte

ING. JAIENE PUENTE P.
PRINCIPAL

ING. CESAR YEPEZ
PRINCIPAL

RESUMEN

La presente documentación contiene un análisis detallado del sistema de comunicación tipo "radiotelefonía" en donde un enlace de radiofrecuencia lleva un canal telefónico desde una central automática ó estación repetidora equipada con un terminal radiotelefónico denominado "central" a otro terminal denominado "abonado".

El radioenlace da continuidad al canal de baja frecuencia a cuatro hilos y señalización E y M, presentes en el repartidor de un sistema de comunicación multiplex.

Se presenta en detalle la construcción de la unidad de baja frecuencia interfaz a 4 hilos cuya función es realizar la unión entre un canal multiplex a 6 hilos o convertidor de llamada con el transceptor radio.

El modelaje de los circuitos sensores y periféricos utilizados por la unidad de control microprocesada se especifica en este proyecto, así como el lenguaje de programación que controla la secuencia de llamada y establecimiento del enlace radio.

En el capítulo I bajo el título de conceptos básicos se entregan definiciones y terminología que será utilizada en el presente proyecto.

En el capítulo II se desarrolla la teoría de la propagación de un radioenlace, cálculo de las condiciones de visibilidad, y se analiza en detalle el transceptor de radio que será utilizado.

El capítulo III es dedicado al diseño y construcción de las secciones de Baja frecuencia a 6 hilos y control por microprocesador, se desarrollan pruebas, y se analizan resultados. Se adjunta especificaciones del sistema de alimentación.

En el capítulo IV se detalla el conjunto de pruebas que se han de realizar sobre el equipo radiomóvil en los modos local y global; es decir, sobre el equipo mismo y cuando está enlazado.

El apéndice A contiene información técnica y operativa del sistema microcomputador KIT 5DK-85

INDICE GENERAL.

RESUMEN.

INDICE GENERAL.

INDICE DE FIGURAS.

INDICE DE TABLAS.

INTRODUCCION.

1. CONCEPTOS BASICOS.

1.1 GENERALIDADES.

1.2 EL CONCEPTO DE PEL.

1.2.1 dB = dBm = dB_W.

1.2.2 dB = dB_{mic}.

1.2.3 dB_{mp} = dB_{mfip}.

1.3 EL NIVEL DE TRANSMISION.

1.4 EL NIVEL DE RUIDO.

1.5 LA RELACION SEÑAL-RUIDO.

1.6 LA MODULACION.

1.6.1 MODULACION ANGULAR.

1.6.2 MODULACION ANGULAR EN FRECUENCIA.

1.6.3 EL OSCILADOR MODULADOR.

1.6.4 EL OSCILADOR ENGANCHADO EN FASE.

1.7 LA DEMODULACION.

1.8 TERMINACION A HILOS.

1.9 HILOS E Y H.

1.10 SERIALIZACION FUERA DE BORDO.

1.11 DISTORSION.

1.12 PERDIDAS DE RETORNO.

1.13 BANDAS DE FRECUENCIA.

1.14 DETERMINACION DEL ANCHO DE BANDA.

1.15 DESIGNACION DE ESTACIONES.

II. DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA.

2.1 OBJETIVO.

2.2 APLICACIONES.

2.3 TEORIA DEL ENLACE.

2.3.1 FRECUENCIA DE OPERACION.

2.3.2 FACTOR DE CORRECCION K.

2.3.3 PROCEDIMIENTO OPERATIVO.

2.3.4 PERDIDAS POR DIFRACCION Y REFLEXION.

2.3.4 ANTENAS.

2.3.4.1 PATRON DE RADIACION.

2.3.4.2 POLARIZACION.

2.3.4.3 GANANCIA.

2.3.4.4 TIPEROMETRIA.

2.3.4.5 ANCHO DE BANDA.

2.4 EL TRANSCPTOR DE RADIO.

2.4.1 CARACTERISTICAS TECNICAS.

2.4.2 DESCRIPCION DE UNIDADES.

2.4.2.1 SINTETIZADOR TX-RX.

2.4.2.2 VCO TX-RX.

2.4.2.3 AMPLIFICADOR 1 WATIOS.

2.4.2.4 AMPLIFICADOR 10 WATIOS.

2.4.2.5 AMPLIFICADOR RF REZALADURA.

2.4.2.6 EFICIENCIA INTERMEDIO Y RF.

2.4.2.7 REFERENCIA Y DISTRIBUCIÓN,

2.4.2.8 FILTRO DUPLEXOR,

2.4.3 SEÑALES DE CONTROL REQUERIDAS.

III. IMPLEMENTACIÓN.

3.1 MODELAJE DE LA FUENTE DE PODER.

3.1.1 ESPECIFICACIONES,

3.1.2 ANÁLISIS DEL CIRCUITO,

3.1.3 TABLA DE POLOS,

3.1.4 SELECCIÓN DE ELEMENTOS.

3.2 MODELAJE DE LA UNIDAD INTERFAZ A-FUEROS.

3.2.1 ESPECIFICACIONES,

3.2.2 ACOPLAMIENTO AL TRANSCEIVER DE FADIS.

3.2.3 LA UNIDAD DE CONTROL.

3.3.1 GENERALIDADES,

3.3.2 ORDENADORES,

3.3.3 DEFINICIÓN DE SEÑALES,

3.3.4 DEFINICIÓN DE FUEROS,

3.3.5 COMANDOS DE SUPERVISIÓN

3.3.6 SUBSISTEMAS,

3.3.7 DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL,

3.3.8 PROGRAMA DE INSTRUCCIONES.

IV. MANTENIMIENTO.

4.1 GENERALIDADES,

4.2 EQUIPOS UTILIZADOS,

4.3 TIPOS DE PRUEBAS,

4.3.1 TRANSMISIÓN,

4.3.2 RECEPCIÓN.

4.3.3 EN MODO ENLACE.

PRESUPUESTO Y ANALISIS DE COSTOS.

MANUAL DEL USUARIO.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

APENDICE A: EL KIT SDK-RS.

BIBLIOGRAFIA.

INTRODUCCION

La necesidad de incorporar el desarrollo del país zonas costeras y orientales inclemenciasadas la mayor parte del año por inundaciones, pueblos de la serranía reconditos entre las montañas e isletas separadas del territorio continental por un gran mar, impuso a que el Instituto Ecuatoriano de Telecomunicaciones implementara en el Ecuador el sistema de comunicación rural.

La presente tesis tiene por objeto hacer un estudio del sistema de comunicación tipo monocanal, en donde, un enlace de radio hace posible llevar un canal telefónico desde una central urbana a un abonado rural.

El capítulo I es una introducción a los conceptos y definiciones básicas utilizadas en comunicaciones.

El capítulo II es una exposición de la teoría del cálculo de las condiciones de viabilidad.

En el capítulo III bajo el título de implementación se realizan diseños, análisis y pruebas.

El capítulo IV ha sido denominado monitoreo y en él se describen las pruebas a que deberá ser sometido el equipo monocanal para su comercialización.

Finalmente, en el apéndice A se describe las características técnicas del microcomputador INTEL 386 8085.

CAPITULO I

CONCEPTOS BASICOS

1.1 GENERALIDADES.

Un sistema es una combinación de circuitos y dispositivos que permiten obtener un resultado. Los sistemas de comunicación permiten transferir información. La incertidumbre en los sistemas de comunicación es una característica que se presenta debido a señales perturbadoras comúnmente denominadas "ruidos" y a la naturaleza de la información misma.

El diagrama de bloques de un sistema de comunicación tipo radiomonocanal se presenta en la figura 1.

El transmisor tiene como objetivo aceptar la señal de información al canal. En el transmisor se distingue el sintetizador, el modulador y el amplificador.

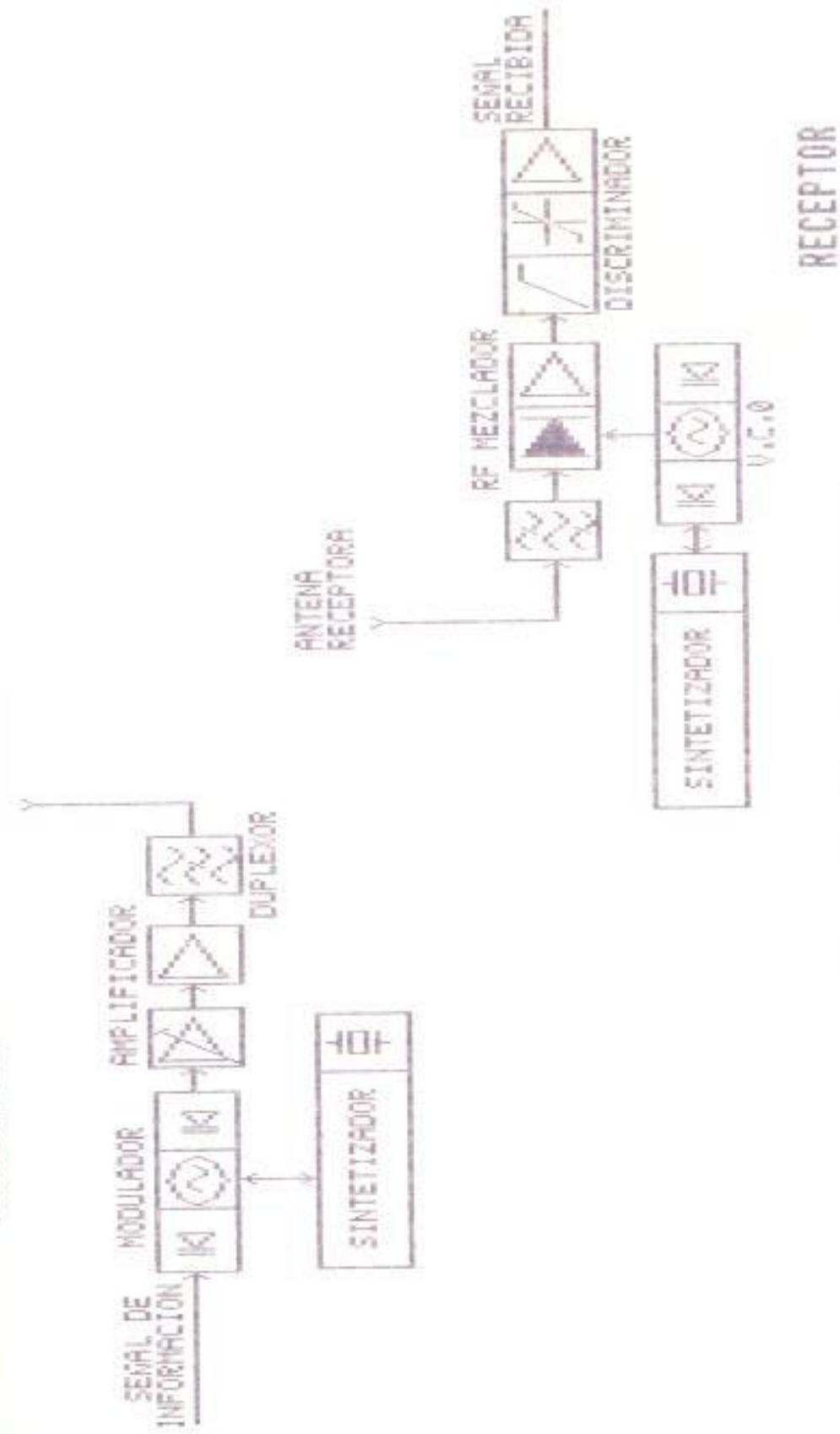
El canal de comunicaciones, es el espacio libre que permite la propagación de una onda electromagnética de radio desde la antena del transmisor a la del receptor.

El receptor recibe la onda electromagnética de radio, obtiene una frecuencia intermedia y luego la demodula para disponer de la señal de información.

La señal de información está formada por la banda telefónica más una frecuencia de señalización.

DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN RADIONONCANAL

FIGURA 1



1.2 EL CONCEPTO DE BEL.

La definición de BEL parte de un hecho histórico que establece que la potencia y los niveles de audio se encuentran relacionados sobre una base logarítmica. Con el fin de estandarizar este principio se define el BEL como una unidad de potencia relativa:

$$\text{BEL} = \log \frac{P_1}{P_2}$$

De esta manera, un aumento en el nivel de potencia de 1 a 10 vatios, se traducirá que el audio sea multiplicado por un factor de 1 BEL.

$$\text{BEL} = \log \frac{10,0}{1,0} = 1,0$$

1.2.1 dB = dBm = dBv.

El Bel es una medida muy grande para fines de análisis, por tal motivo se definió el decibel dB.

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

Se observará que el decibel está basado en relaciones de potencia. Pueden utilizarse relaciones de tensión ó de corriente, pero solamente cuando prevalezca la misma impedancia para cada terminal de medida ó de corriente.

$$dB = 20 \log \frac{V_1}{V_2}$$

$$dB = 20 \log \frac{I_1}{I_2}$$

La figura 2 presenta un gráfico representativo de la variación en decibelios para diferentes relaciones de potencia, tensión y corriente.

Otras relaciones se establecen a partir de la desviación de frecuencia Δf y el ancho de banda B .

$$dB = 20 \log \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2}$$

$$dB = 10 \log \frac{B_2}{B_1}$$

Si los valores de impedancia son diferentes Z_2 no igual a Z_1 se establece las siguientes ecuaciones:

$$dB = 20 \log \frac{V_1}{V_2} + 10 \log \frac{Z_2}{Z_1}$$

$$dB = 20 \log \frac{I_1}{I_2} + 10 \log \frac{Z_1}{Z_2}$$

Se define los decibelios relativos a 1 millivatio dBm como:

$$dBm = 10 \log \frac{P_1}{1 \text{ mW}}$$

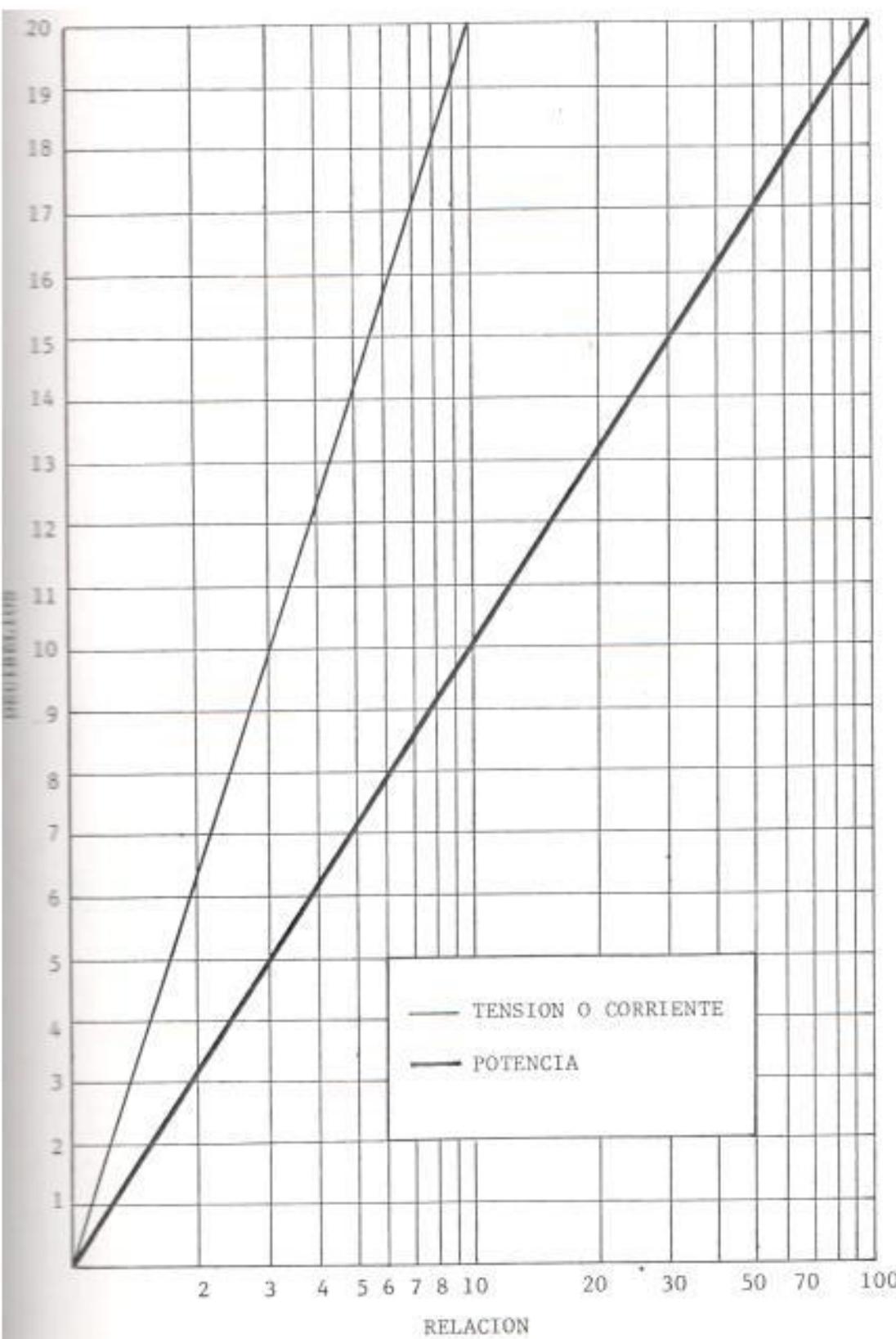


FIGURA 2. CURVA RELACION CONTRA DECIBELIOS

Los decibelios relativos de voltaje dBv se define para Z2 diferente a Z1 de la siguiente manera:

$$dBv = 20 \log \frac{V_1}{V_2}$$

Esta definición permite relacionar los dBm con los dBv a través de la ecuación:

$$dBm = dBv + 10 \log \frac{Z_1}{Z_2}$$

Dado que son impedancias típicas en los circuitos de radiofrecuencia 50 ohmios, en los de baja frecuencia o audio 600 ohmios, es muy útil considerar que:

$$P = V_{rms}^2 / R$$

para $R = 1 \text{ mW}$

$$V = \sqrt{0.001} * 2$$

si:

$$Z = 50 \text{ ohmios} \quad \Rightarrow \quad V = 224 \text{ mV}$$

$$Z = 600 \text{ ohmios} \quad \Rightarrow \quad V = 775 \text{ mV}$$

Con los valores de tensión obtenidos es posible convertir los vatios (W) a dBm y obtener valores de tensión a impedencias de 50 y 600 ohmios. Los resultados se presentan en la tabla I.

dBm	Vatios	voltios	
		50	600
+40	10.00	22.4	77.50
+39	7.94	19.9	69.07
+38	6.31	17.8	61.56
+37	5.01	15.8	54.87
+36	3.93	14.1	48.90
+35	3.16	12.6	43.59
+34	2.51	11.2	38.84
+33	2.00	10.0	34.67
+32	1.59	9.00	30.89
+31	1.26	7.93	27.50
+30	1.000	7.07	24.51
+29	0.794	6.30	21.84
+28	0.631	5.62	19.47
+27	0.501	5.01	17.35
+26	0.398	4.46	15.46
+25	0.318	3.98	13.79
+24	0.251	3.54	12.29
+23	0.200	3.16	10.95
+22	0.159	2.82	9.76
+21	0.126	2.51	8.70
dBm	mbf	voltios	
+20	100.0	2.24	7.75
+19	79.4	1.99	6.91
+18	63.1	1.78	6.16
+17	50.1	1.59	5.49
+16	39.8	1.41	4.89
+15	31.6	1.26	4.36
+14	25.1	1.12	3.88
+13	20.0	1.00	3.46
+12	15.9	0.89	3.07
+11	12.6	0.77	2.75
+10	10.0	0.707	2.451
+09	7.94	0.630	2.184
+08	6.31	0.562	1.947
+07	5.01	0.501	1.735
+06	3.98	0.446	1.546
+05	3.16	0.398	1.378
+04	2.51	0.354	1.228
+03	2.00	0.316	1.095
+02	1.59	0.282	0.975
+01	1.26	0.251	0.870

----->

dBm	mW	mV
-00	1,000	224
-01	0.794	197
-02	0.631	178
-03	0.501	150
-04	0.398	141
-05	0.316	126
-06	0.251	112
-07	0.200	100
-08	0.158	89
-09	0.126	79
-10	0.100	71
dBm	mW	mV
-11	79.4	63.0
-12	63.1	56.2
-13	50.1	50.1
-14	39.8	44.6
-15	31.6	39.8
-16	25.1	35.4
-17	20.0	31.6
-18	15.8	28.2
-19	12.6	25.1
-20	10.0	22.4
-21	7.94	19.7
-22	6.31	17.8
-23	5.01	15.8
-24	3.98	14.1
-25	3.16	12.6
-26	2.51	11.2
-27	2.00	10.0
-28	1.58	8.9
-29	1.26	7.9
-30	1,000	7.07
-31	0.794	6.30
-32	0.631	5.62
-33	0.501	5.01
-34	0.398	4.46
-35	0.316	3.98
-36	0.251	3.54
-37	0.200	3.16
-38	0.158	2.82
-39	0.126	2.51

dBm	nW	mV
-40	100.0	2.24
-41	79.4	1.99
-42	63.1	1.78
-43	50.1	1.68
-44	39.8	1.41
-45	31.6	1.26
-46	25.1	1.12
-47	20.0	1.00
-48	15.8	0.87
-49	12.6	0.79
-50	10.0	0.767
-51	7.94	0.639
-52	6.31	0.562
-53	5.01	0.501
-54	3.98	0.446
-55	3.16	0.398
-56	2.51	0.354
-57	2.00	0.316
-58	1.58	0.282
-59	1.26	0.251
dBm	nW	uV
-60	1.000	224
-61	0.794	199
-62	0.631	178
-63	0.501	158
-64	0.398	141
-65	0.316	126
-66	0.251	112
-67	0.200	100
-68	0.158	89
-69	0.126	79
-70	0.100	71
dBm	pW	uV
-71	79.4	63.0
-72	63.1	56.2
-73	50.1	50.1
-74	39.8	44.6
-75	31.6	39.8
-76	25.1	35.3
-77	20.0	31.6
-78	15.8	28.2
-79	12.6	25.1
-80	10.0	22.4

TABLE I

1.2.2 dB_r = dBm0.

El dB_r se utiliza para representar la variación en decibelios de un punto con respecto a una referencia asignada con nivel cero (0 dB_r).

El valor absoluto de nivel en el punto de referencia cero (0 dB_r) se expresa en dBm0.

A fin de conocer el valor en dB_r de cualquier punto de una cadena de niveles se aplica la siguiente ecuación:

$$dBm = dB_r + dBm0$$

1.2.3 dBmp = dBmOp.

Ponderar un canal telefónico significa emplear filtros que simulan el comportamiento del oído humano. Tales filtros se denominan *filtros isómetricos*.

El empleo de estos filtros permite comparar la respuesta de un canal telefónico con patrones normalizados.

La figura 3, bosqueja diversas curvas de ponderación aceptadas. Se puede observar que un tono de 800 Hz se atenúa 8 dB cuando se utiliza la ponderación 144, 3 dB si se utiliza FIA, 2.5 dB si se trata de un filtro CCITT y 1.5 dB para patrón C-NBS.

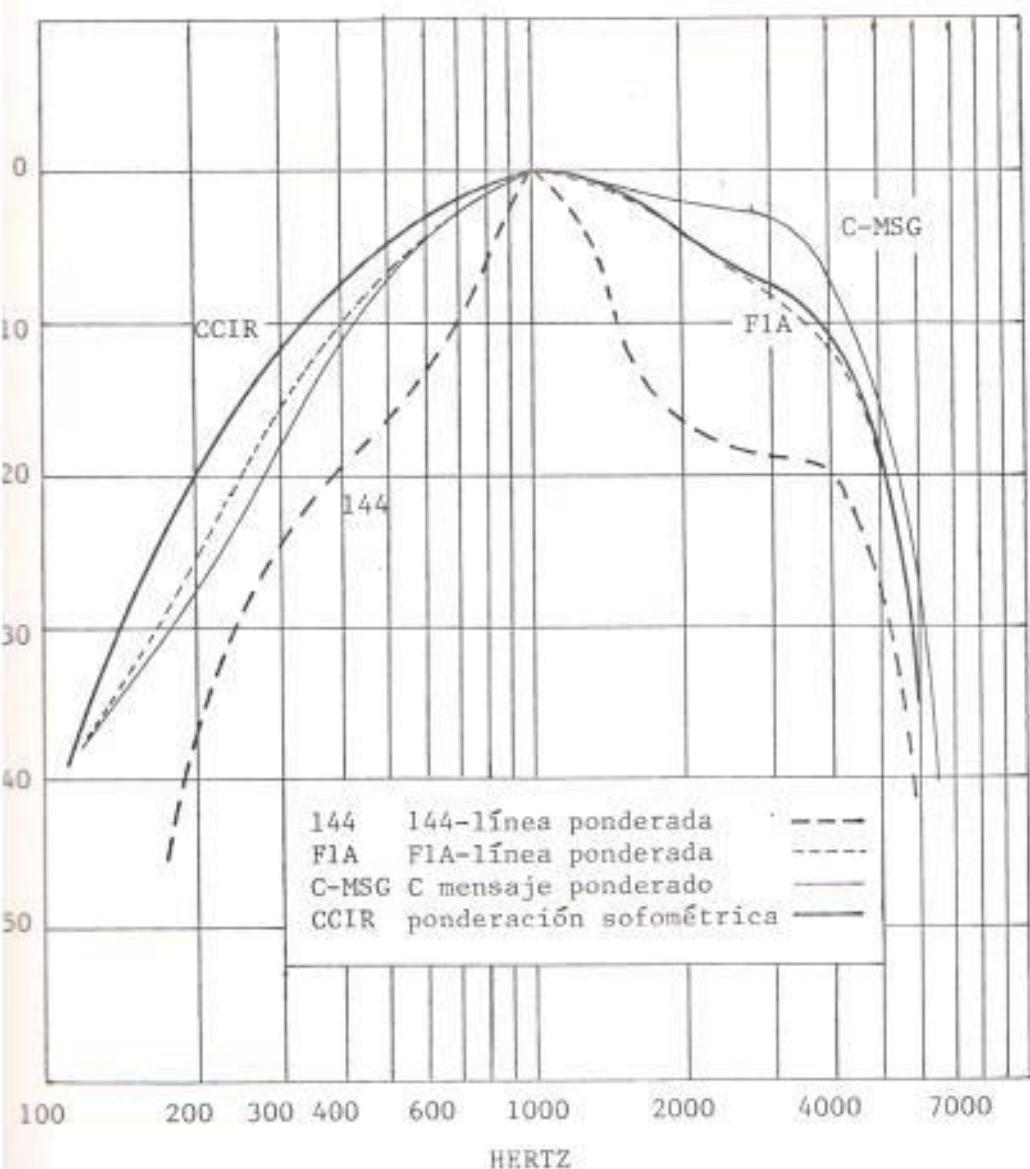


FIGURA 3. CURVAS DE PONDERACION

Con el objetivo de medir los sonidos que el ser humano puede escuchar y asegurar que sean iguales a los obtenidos por un aparato de medición se definió una banda sofométrica, cuyo valor es de 1,74 KHz. Todos los niveles medidos sobre esta banda se expresan en decibelios sofométricos dBmop.

La banda telefónica contiene frecuencias que van desde los 300 Hz hasta los 3400 Hz, es decir que tiene un ancho de banda de 3,1 KHz, y es por tanto una "banda isofonétrica".

Luego, toda medición sobre esta banda debe ser corregida por un factor de:

$$\frac{10 \log 3,1 \text{ KHz}}{1,74 \text{ KHz}} = 10 \log 1,78 = 2,5 \text{ dB}$$

$$\text{dBmop (psofométrico)} = \text{dBmop (isofonétrico)} - 2,5 \text{ dB}$$

Los dBmop expresan el valor absoluto en dBop del punto de referencia de cero nivel "0 dB", de igual forma este valor debe ser corregido mediante la ecuación:

$$\text{dBmOp (sofométrico)} = \text{dBmOp (isofonétrico)} - 2,5 \text{ dB}$$

1.3 EL NIVEL DE TRANSMISIÓN.

Esta terminología es usada en un diagrama de niveles para indicar el nivel de señal en cualquier punto en una cadena de transmisión; el nivel de transmisión se expresa en dB_r.

Para las mediciones de potencia absoluta se ha acordado enviar un tono de prueba sinusoidal con un nivel de potencia de 0 dBm en el punto asignado como nivel cero de transmisión "0 dB_r", de esta manera los niveles relativos de transmisión dados en un diagrama de niveles, se traducirán en niveles de potencia absoluta en dBm.

1.4 EL NIVEL DE RUIDO.

Las mediciones del ruido se realizan en circuitos de comunicación sin tráfico o en circuitos que son acompañados por una señal de prueba. La señal de prueba se sumerge utilizando un filtro angosto.

Normalmente se expresa en dBm. Su medida puede ser realizada de diferentes modos, ver figura 4:

- Ponderado, mediante un filtro sismétrico en conformidad con la recomendación P.53 del CCITT.
- No ponderado, mediante un filtro plano de tal forma que el ruido es solamente medido en el canal telefónico.

FILTRO SOFOMETRICO
PONDERADO

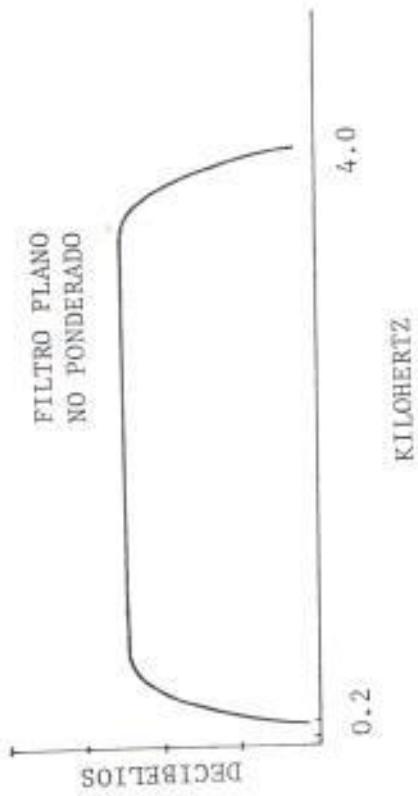
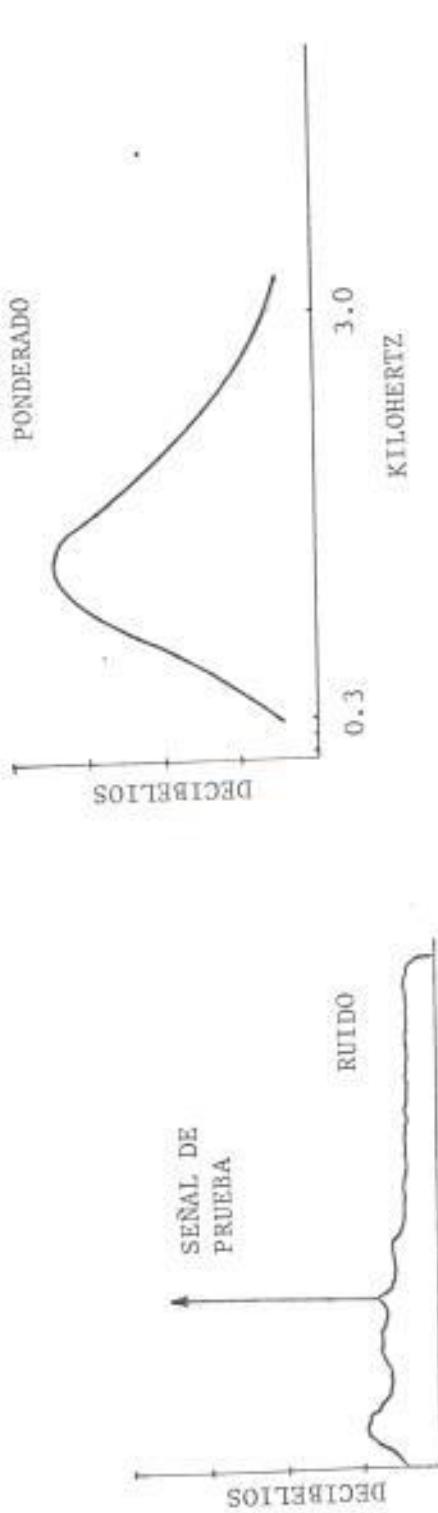


FIGURA 4. MEDICIONES DE RUIDO

1.5 LA RELACION SEÑAL-RUIDO.

La relación señal-ruido expresa en dB la cantidad por la cual el nivel de una señal excede a su correspondiente ruido.

Para determinar la relación señal-ruido S/N, el nivel de ruido medido en la banda de 1,74 kHz es referido al nivel de cero relativo. Si la medición es hecha en un punto que tiene un nivel relativo diferente de cero, la siguiente ecuación es aplicada:

$$\text{S/N} = (\text{nivel de la señal}) - (\text{nivel de ruido}) \text{ dBm} / \text{dB}$$

Si no se considera el ruido algebraico, el nivel de ruido en dBmOp equivale a la relación señal-ruido.

La figura 5 presenta una señal a 1000 Hz que tiene una relación S/N de 10 dB. El nivel de ruido es de 5 dBm y el de la señal, 15 dBm, de esta manera:

$$\text{S/N} = 15 - 5 = 10$$

Note, que las pruebas de S/N aquí consideradas son ponderadas, esto es; utilizamos filtros sofométricos.

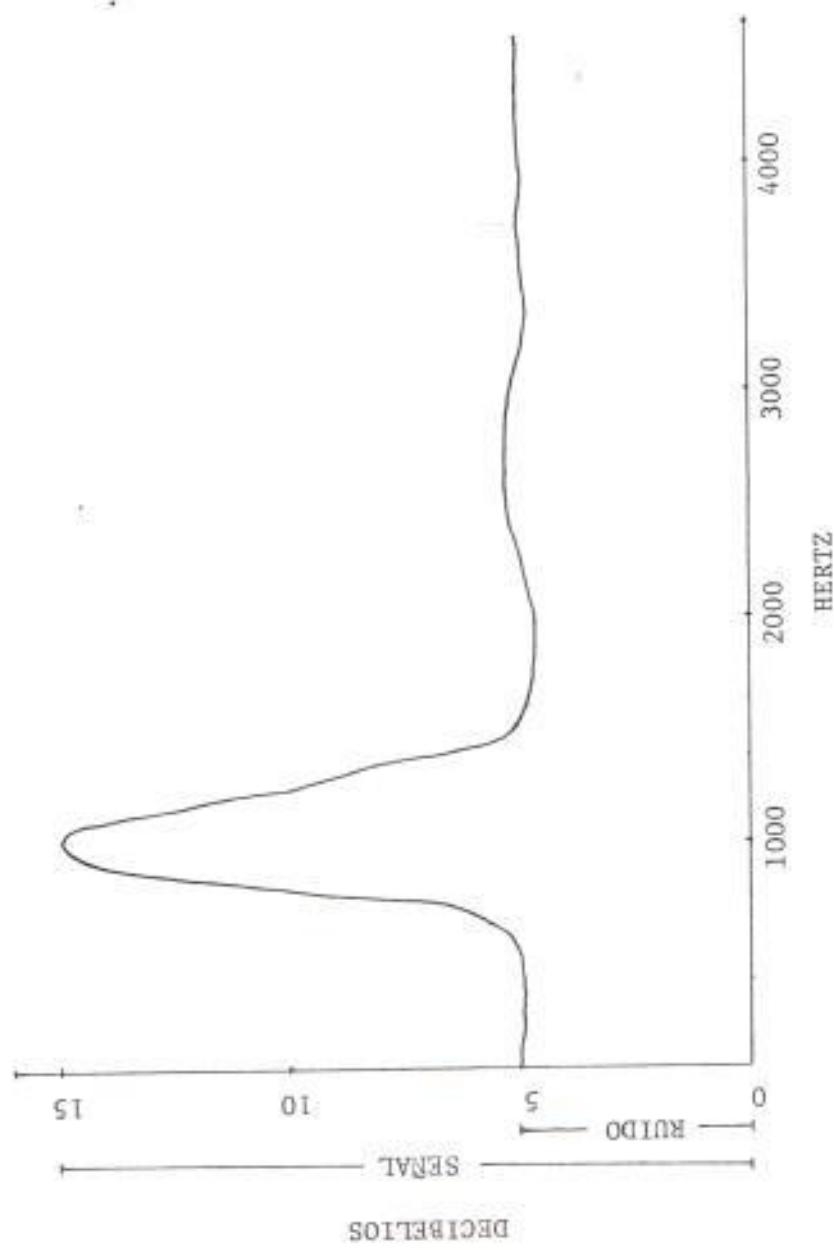


FIGURA 5. EXPOSICION DE S/N IGUAL A 10 DECIBELIOS

1.6 LA MODULACION.

Con el objetivo de utilizar una onda de radiofrecuencia como portadora de la señal de información, se han desarrollado diversas técnicas de modulación. La modificación de la señal de radiofrecuencia mediante señales de audio, se conoce como modulación de onda continua.

Consideremos la siguiente señal portadora:

$$y = A_c \cos (\omega_c t + \phi)$$

Dos parámetros pueden alterarse: La amplitud de la portadora A_c ó el argumento de la función coseno ($\omega_c t + \phi$). De acuerdo al parámetro de alteración escogido se tiene modulación en amplitud ó modulación angular.

1.6.1 MODULACION ANGULAR.

Toda modulación angular deriva de partir de una portadora sinusoidal:

$$y = A_c \cos (\omega_c t + \phi)$$

puede ser expresada en la forma:

$$y = A_c \cos (\omega_c t + \Delta \phi \cos p t)$$

donde la desviación de fase $\Delta \phi \cos p t$ es determinada por el tipo de modulación angular utilizado a saber:

- a) Modulación angular en fase
- b) Modulación angular en frecuencia

1.6.2 MODULACION ANGULAR EN FRECUENCIA.

Sea la onda portadora:

$$y = \theta_0 \cos \omega_0 t$$

y $a \cos pt$ la señal modulante, si la frecuencia angular ω_0 de la onda portadora se hace variar dentro de $\pm \Delta\omega$ conforme la amplitud de la señal, la frecuencia angular instantánea ω se expresa por:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos pt$$

en donde $\Delta\omega$ indica el límite de la variación de la frecuencia angular instantánea y se denomina desviación de frecuencia angular máxima. La onda modulada en frecuencia se expresa por la ecuación:

$$y = \theta_0 \cos \int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega \cos pt) dt = \theta_0 \cos (\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{p} \sin pt)$$

La relación entre la desviación de frecuencia angular máxima y la frecuencia moduladora ($\Delta\omega/p$) se denomina factor de modulación de frecuencia.

Si:

$$\Delta\omega/p = m f$$

se tiene:

$$y = \theta_0 \cos (\omega_0 t + mf \sin pt)$$

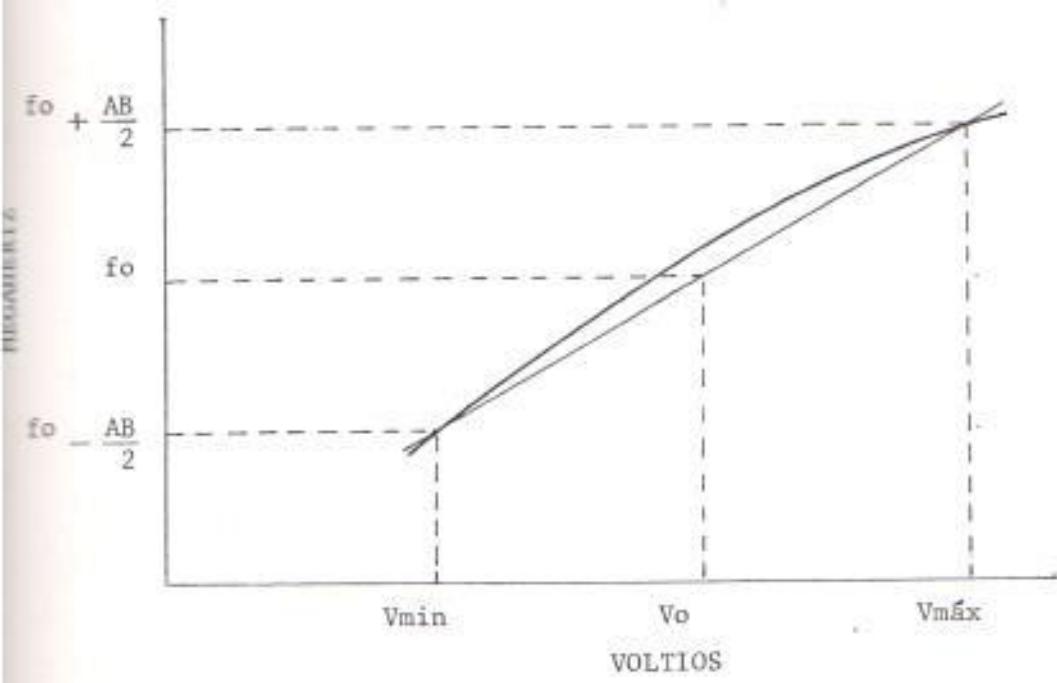


FIGURA 6. CURVA CARACTERISTICA DE UN V. C. O.

1.6.3 EL OSCILADOR MODULADOR.

Una de las técnicas modernas de modulación es el empleo de la modulación directa mediante un oscilador controlado por tensión VCO.

Un VCO es esencialmente un modulador en frecuencia; la desviación en frecuencia de la salida, $d\theta/dt$, es proporcional a la señal de entrada.

$$\frac{d\theta}{dt} = K_V e(t)$$

lo que produce

$$\theta(t) = K_V \int_0^t e(\alpha) d\alpha$$

El parámetro K_V es conocido como constante del VCO.

La figura 6 bosqueja la característica tensión contra frecuencia de un modulador.

La frecuencia de salida está comprendida en el segmento $f_{o\pm}(AB/2)$, donde f_o es el valor de la frecuencia de operación. AB es el margen de sintonía fina conseguido por variación de la tensión de control $V_{o\pm}(AV/2)$.

La sensibilidad de sintonía varía dependiendo de f_o .

1.6.4 OSCILADOR ENGANCHADO EN FASE.

La técnica del oscilador enganchado en fase PLL, permite que un oscilador controlado por tensión VCO se vuelva estable en frecuencia, utilizando una señal de alta estabilidad generada por un oscilador a cristal.

El sistema de control se representa por el diagrama de bloques de la figura 7.

El comparador de fase actúa siempre que se cumple que la frecuencia referencial es igual a la frecuencia de operación. Por tanto, la variación del nivel de tensión en su salida es proporcional a la diferencia de fases.

El bloque ganancia eleva la tensión de salida del comparador.

El filtro del lazo, filtra la salida del bloque anterior. La señal obtenida es la tensión de control del VCO que evolucionará en el sentido necesario para cancelar los errores de fase.

Las características dinámicas del bucle permiten la modulación de frecuencia del VCO por la señal de baja frecuencia.

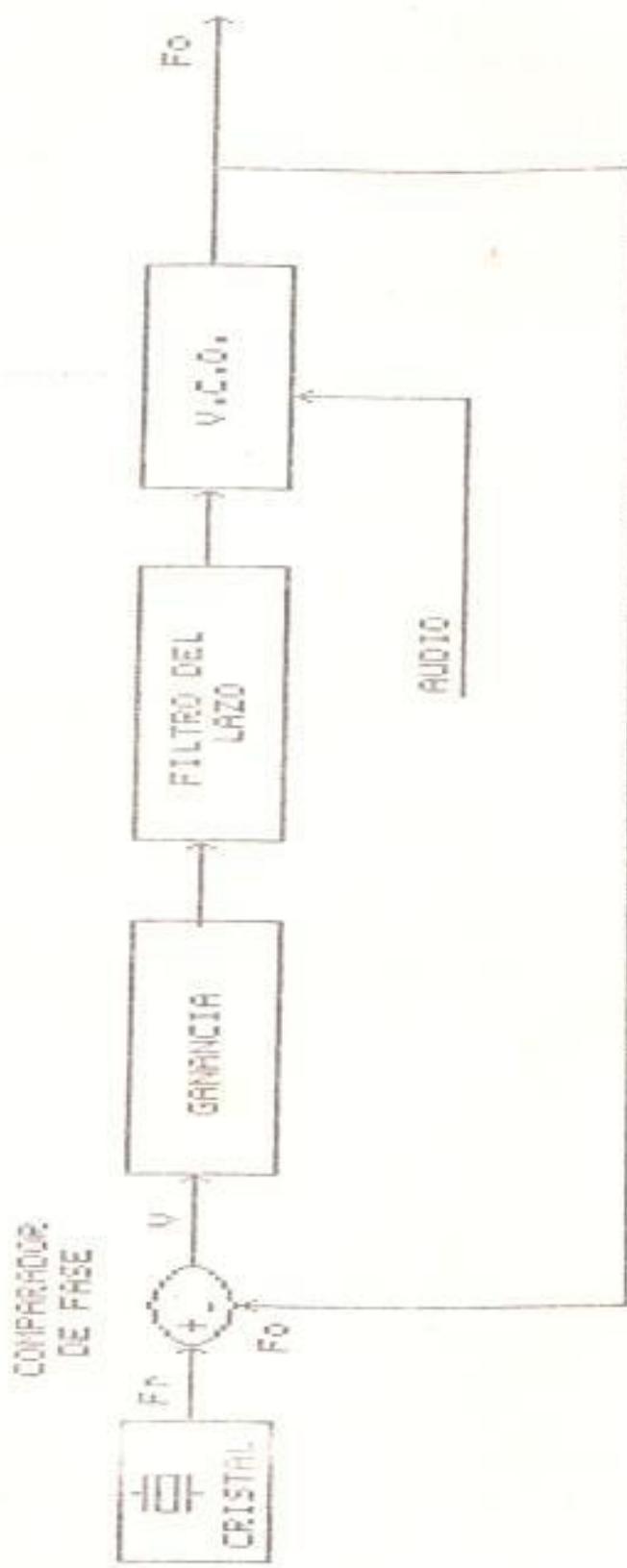


FIGURA 7. BUCLES DE CONTROL DE FASE

2.7 LA DEMODULACION.

El proceso de la demodulación consistirá en recuperar de la onda portadora de radiofrecuencia modulada la señal de información.

La demodulación de una señal FM requiere circuitos que produzcan una salida proporcional a la desviación de frecuencia de la entrada. Si la entrada de un discriminador ideal es una señal modulada

$$x_r(t) = A_c \cos(\omega_c t + \phi(t))$$

la salida del discriminador ideal será:

$$y_d(t) = \frac{1}{2\pi} Fd \frac{d\phi}{dt}$$

dado que en FM, $\phi(t)$ está dado por:

$$\phi(t) = 2\pi Fd \int_0^t m(x) dx$$

la salida será:

$$y_d(t) = Kd Fd m(t)$$

La constante Kd es la constante del demodulador.

1.8 TERMINAL A 4 HILOS.

Terminal a cuatro hilos es la nomenclatura utilizada para describir a los dos hilos de transmisión y a los 2 hilos de recepción que constituyen la sección de audio de un canal telefónico de un equipo multiplex.

Los niveles de transmisión en un terminal a 4 hilos varían de -13 a -17 dBm.

Los niveles de recepción varían de +4 a +10 dBm.

1.9 HILOS E Y M.

Los hilos E y M en un sistema de señalización multiplex son los hilos de salida y entrada respectivamente. El hilo E da un abierto ó tierra. El hilo M acepta abiertos ó tierra.

Los hilos E y M más dos hilos de transmisión y más dos hilos de recepción constituyen un canal telefónico de un equipo multiplex.

1.10 SERIALIZACION FUERA DE BANDA.

La terminología se refiere a la frecuencia que no está contenida en la banda de frecuencia vocal. Generalmente es utilizada para enviar información referente a discado, cómputo, timbrado, código de enlace, etc. La señalización utilizada en el Ecuador es la Europea esto es: 3.825 Hz.

1.11 DISTORSION.

Una indicación rápida del contenido de armónicas de una fuente alterna es dado por el factor de distorsión, el cual es expresado como un porcentaje. Para factores de distorsión menores al 10% se tiene que el error involucrado en la medición es:

$$\sqrt{\frac{S_1}{S_1 + S_2}} \approx 100\%$$

donde;

S₁: suma de cuadrado de las amplitudes de las armónicas.

S₂: suma de cuadrado de la amplitud de la fundamental.

1.12 PERDIDAS DE RETORNO.

Las pérdidas de retorno RL es la pérdida de transmisión medida a través del circuito trifásico en una terminación a 2 hilos, balanceando la red a una frecuencia dada, menos la suma de las pérdidas a partir del paso de 2 hilos a cuatro hilos. Si Z_n es la impedancia de la red y Z_t es la impedancia en la terminación a 2 hilos:

$$RL = 20 \log \frac{Z_n + Z_t}{Z_n - Z_t}$$

1.13 BANDAS DE FRECUENCIA.

De acuerdo a la recomendación 340 del CCIR trascibimos la nomenclatura utilizada en la Tabla II.

Nº	RANGO	DIVISION METRICA	DIVISION EN FRECUENCIA
04	3-	30 KHz	<i>Hertz</i>
05	30-	300 KHz	<i>Kilo</i>
06	300-	3,000 KHz	<i>Megalo</i>
07	3,000-	30,000 KHz	<i>Deca</i>
08	30-	300 MHz	<i>metricon</i>
09	300-	3,000 MHz	<i>deci</i>
10	3,000-	30,000 MHz	<i>centi</i>
11	30,000-	300,000 MHz	<i>mili</i>
12	300,000-3'000,000 MHz	<i>deci</i>	—

TABLA II.

1.14 DETERMINACION DEL ANCHO DE BANDA.

El ancho de banda B necesario en un sistema de transmisión FM puede ser encontrado mediante el empleo de la siguiente ecuación:

$$B = 2\pi(M + D)K$$

donde:

M = desviación de frecuencia nominal.

D = desviación máxima de frecuencia.

K = factor de fidelidad de transmisión.

B = ancho de banda FM.

El factor de fidelidad en telefonía comercial es de 1., para transmisiones de alta fidelidad, valores elevados de K son necesarios.

1.15 DESIGNACION DE EMISIONES.

La simbología para designar emisiones considera el tipo de modulación, el tipo de transmisión y características complementarias.

La simbología utilizada en la designación de emisiones se presenta en la tabla III.

TIPOS DE MODULACION

MODULACION EN AMPLITUD
MODULACION ANGULAR
MODULACION POR PHASES

A
F
P

TIPOS DE TRANSMISION

AUSENTE DE CUALQUIER MODULACION
TELEGRAFICA SIN FRECUENCIAS DE AUDIO
TELEGRAFICA CON FRECUENCIAS DE AUDIO
TELEFONICAS
FACSIMIL
TELEVISION

0
1
2
3
4
5

CARACTERISTICAS SUPLEMENTARIAS

DOBLE BANDA LATERAL
BANDA LATERAL UNICA
DOS BANDAS LATERALES INDEPENDIENTES

a
b

TABLA III.

Por ejemplo: Un tipo de transmisión telefónica modulada en FM con un ancho de banda de 16 KHz, se designará:

16 F 3

CAPITULO II

DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA

2.1 OBJETIVOS.

El proyecto tiene por objeto "IMPLEMENTACION DE LAS SECCIONES DE BAJA FRECUENCIA Y DE CONTROL POR MICROPROCESADOR DE UN SISTEMA DE RADIODIFUSOR", y está estructurado de tal forma de cumplir con los siguientes literales:

- a) Definir conceptos y terminología empleada en el análisis de sistemas de comunicación tipo radiomodocanal.
- b) Desarrollar la teoría del radiodifusor, antenas y transceptores de radio.
- c) Diseñar y construir circuitos sensores de control, programación del microcomputador, implementación de la sección de baja frecuencia y sistema de alimentación.
- d) Analizar especificaciones técnicas, pruebas de supervisión y mantenimiento.

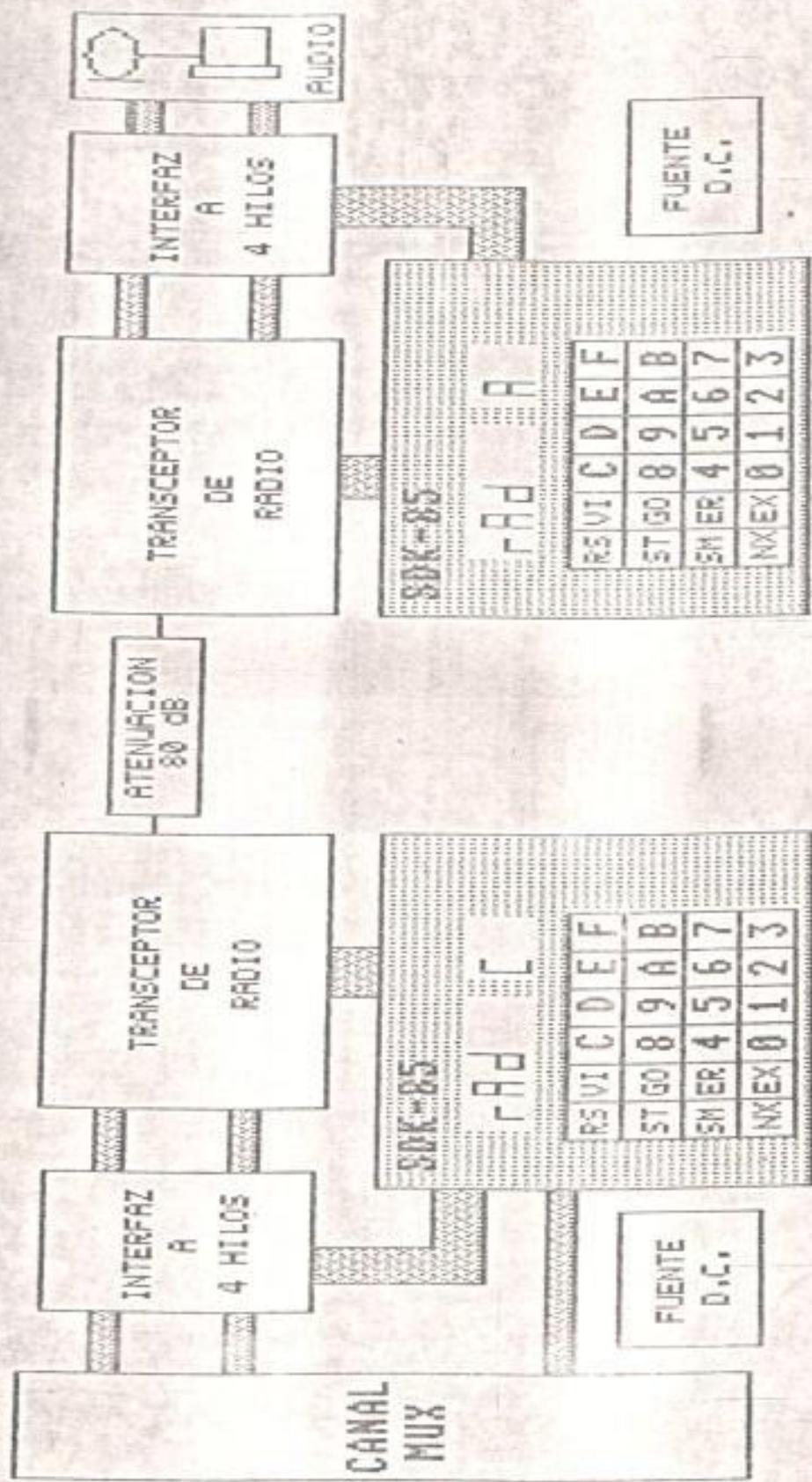


FIGURA 8. EXPOSICIÓN GENERAL DEL PRÓTICO

El transceptor de radio es una unidad compuesta por varios módulos los mismos que se analizan en detalle en el presente capítulo.

Hoy en día, los fabricantes de radiomóvilulares los han provistos de secretafonía por inversión de bandas, redes de énfasis, cómputo de llamadas y tarifas, alimentación por energía eléctrica y solar, supervisión del enlace de radio mediante activación de alarmas y telealarmas, control por circuitos digitales y microprocesadores, entre otras innovaciones.

2.3 TEORÍA DEL ENLACE.

El cálculo de las condiciones de viabilidad permitirá determinar la altura mínima necesaria a que deberán colocarse las antenas radiantes. Los parámetros a investigar son:

- Frecuencia de operación
- Coeficiente de corrección del radio terrestre
- Cálculo operativo
- Pérdidas por difracción y reflejado
- Antenas.

2.3.1 FRECUENCIA DE OPERACION

Las ondas electromagnéticas, al propagarse entre dos antenas, configuran una elipsoide cuya sección transversal aumenta a medida que nos alejamos de las antenas. Esta configuración es conocida como "La elipsoide de Fresnel" y es definida como el lugar geométrico de todos los puntos para los cuales la suma de las distancias a las dos antenas es menor por media longitud de onda a la distancia directa entre las dos antenas. Si consideramos únicamente el primer elipsoide de Fresnel, en donde se concentra el doble de la energía total resulta que:

$$r = \sqrt{\frac{d_1 * d_2 * \lambda}{d}} \quad ; \quad \lambda = c/f$$

r: radio del elipsoide de Fresnel.

d₁: distancia del punto seleccionado a una estación.

d₂: distancia a la otra estación.

λ: longitud de onda.

c: velocidad de la luz.

f: frecuencia de propagación.

Si se disminuye la frecuencia de operación, la longitud de onda aumenta y, en consecuencia, el radio de Fresnel también aumenta. La frecuencia de operación será seleccionada procurando que obstáculos presentes en el trayecto no intercepten la primera Zona de Fresnel.

2.3.2 FACTOR DE CORRECCION K.

El factor de corrección del radio terrestre K es utilizado para mantener constante la relación entre la curvatura de la tierra y la curvatura del haz radioeléctrico lo que permitirá facilitar la representación gráfica sobre los perfiles topográficos de los trayectos radioeléctricos, ya que basta con trazar rectas sobre la gráfica en que la tierra ha sido representada por un círculo de radio $K \cdot R_0$, matemáticamente:

$$\frac{1}{K \cdot R_0} = \frac{1}{R_0} + \frac{dn}{dh}$$

En donde, $K \cdot R_0$ es el denominado radio ficticio de la tierra, dn/dh es el gradiente vertical del índice de refracción. La variabilidad de este gradiente determinará la variabilidad de la curvatura. Para una atmósfera normal este gradiente decrece linealmente con la altura a razón de -39×10^{-6} por kilómetro, y si consideramos el radio terrestre R_0 igual a 6.370 Km, se tiene:

$$K = \frac{1}{1 + R_0 \frac{dn}{dh}} = \frac{4}{3}$$

Dada las condiciones cambiantes de la atmósfera, el valor de K es variable y aunque se puede obtener valores estadísticos de K , para cada región en particular, en la práctica se considera un margen mínimo necesario de seguridad para que se cumplan las condiciones de propagación dadas por la experiencia.

Para la atmósfera fundamental de referencia, que responde a una estructura media entre las diversas situaciones meteorológicas que se pueden encontrar, se considera que el valor medio de K , para el 50 % del tiempo, es de $4/3$ y, en estas condiciones, deberá liberarse el 100% del radio de la primera zona de Fresnel.

El informe 33B del volumen V del CCIR establece:

"Para atmósferas subrefactivas, y en un clima templado continental, el valor mínimo correcto de K que será excedido aproximadamente durante el 99,99 % del tiempo, es función de la longitud (L) del trayecto. Para este valor mínimo deberá librarse, al menos, el 60 % del radio de la primera zona de Fresnel".

El valor del coeficiente de corrección del radio terrestre en función de la longitud del trayecto se reproduce en la figura 7.

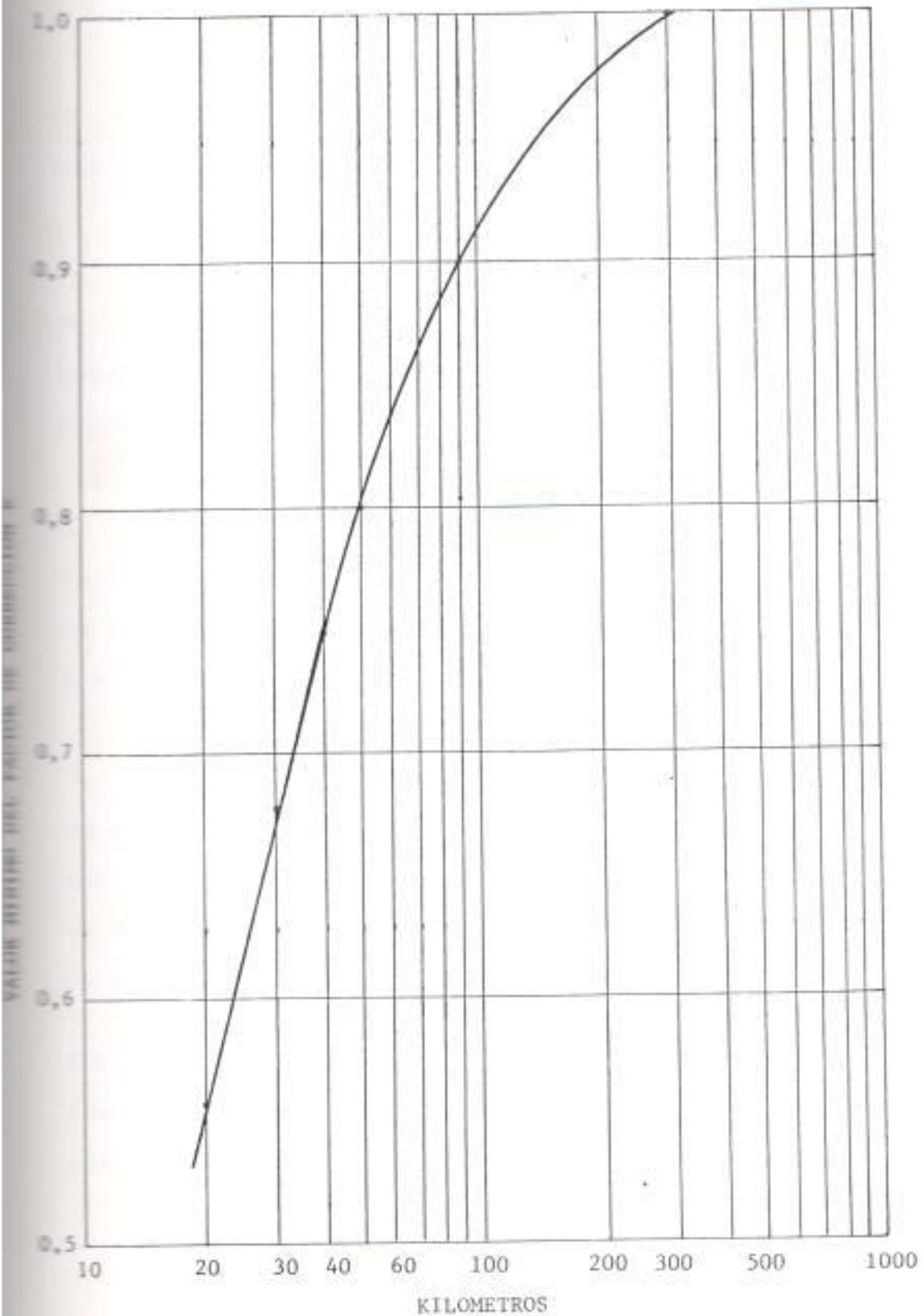


FIGURA 9. CURVA FACTOR DE CORRECCION CONTRA LONGITUD

2.3.3 PROCEDIMIENTO OPERATIVO.

El procedimiento operativo del cálculo de las condiciones de visibilidad, consistirá en:

1. Determinar el radio del primer elipsode de Fresnel en aquel punto de la recta que une las antenas de las estaciones y que se encuentra en el plano normal a la cúspide del obstáculo.
2. Determinar el despejamiento, que es la distancia de la cúspide del obstáculo a la recta que une las antenas de las estaciones. El despejamiento se considera negativo si esta recta corta el obstáculo.
3. Encontrar las alturas óptimas de las antenas teniendo en cuenta que el despejamiento sobre el obstáculo en estudio sea tal que para $K=4/3$ quede libre, como mínimo el 100 % del radio del primer elipsode de Fresnel y para K mínimo quede libre el 60 %.

Con la finalidad de no elevar las antenas más de lo necesario, se calcula un margen de seguridad para cada obstáculo, el cual viene definido a través de:

$$MSI = C - \alpha R_f$$

dónde:

C : despejamiento.

χ : porcentaje del radio de la primera zona de Fresnel.

R_F : radio de la primera zona de Fresnel.

La figura 10, esquematiza lo expresado. Se observará que para margen de seguridad positivo o cero se tiene la situación de espacio libre, y para margen de seguridad negativo se producirá atenuación por difracción o sombra.

2.3.4 PÉRDIDAS POR DIFRACCIÓN Y REFLEXIÓN.

Cuando la elipsoide de Fresnel es interceptada por un obstáculo se tiene un margen de seguridad negativo, produciéndose por tanto el fenómeno de difracción. Difracción en obstáculos así como reflexión en superficies planas puede ser estimada con la ayuda de las zonas de Fresnel dibujada en el perfil de la trayectoria. En la práctica, obstrucciones son principalmente causadas por terreno accidentado, particularmente montañas, y por construcciones. En todos los casos, atenuación de la señal por difracción sólo ocurre si más del 0,5 al 0,7 de la primera zona de Fresnel es obstruida. Los obstáculos que aparecen en un trayecto tienen formas muy distintas y es de interés obtener modelos determinísticos para el cálculo de la pérdida por difracción. Entre los modelos disponibles anotamos: obstáculo aislado en tipo de cochillo, obstáculo aislado

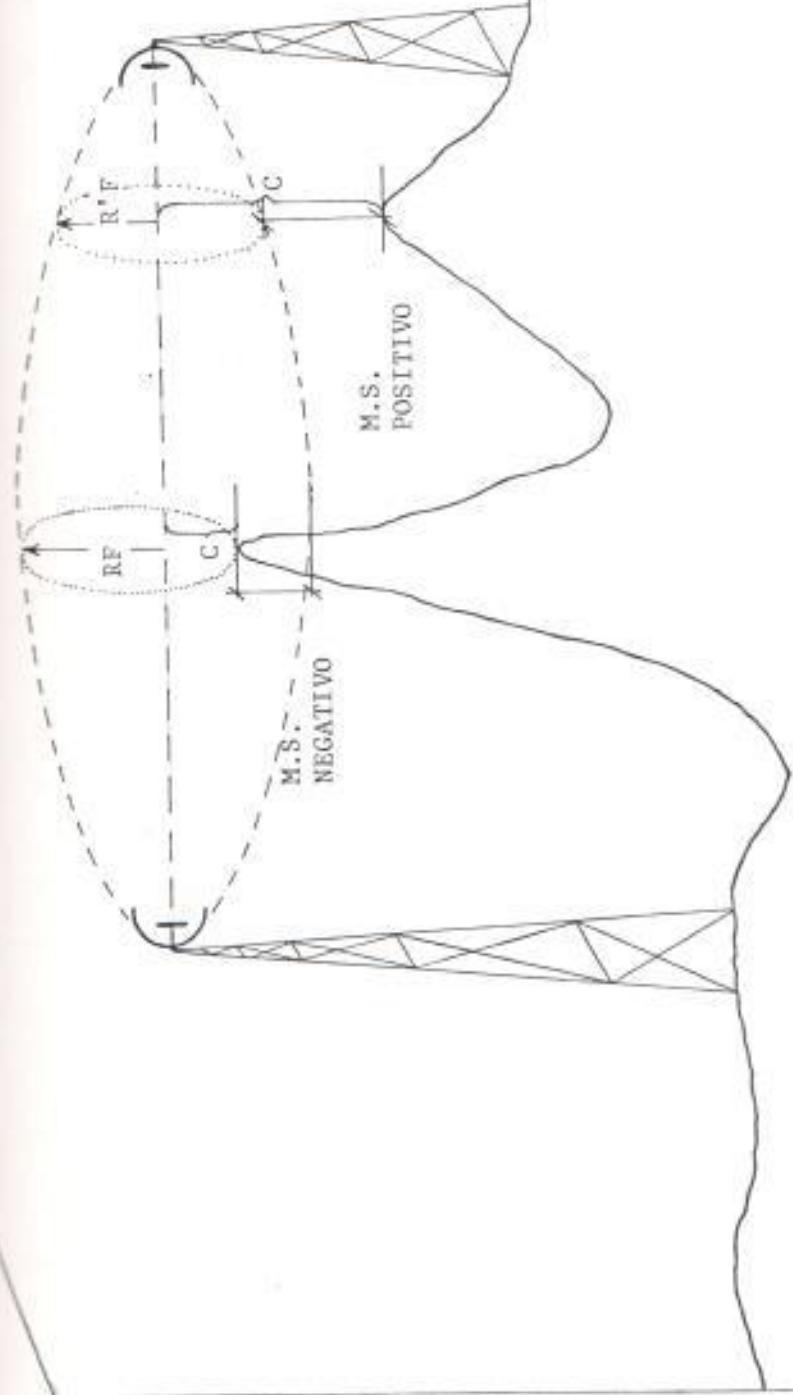


FIGURA 10. EXPOSICION DEL MARGEN DE SEGURIDAD

do en forma redondeada, obstáculo en forma de esfera, difracción sobre varios obstáculos.

En la práctica, para frecuencias de microondas se eligen trayectos de modo que la propagación tenga lugar en el espacio libre. Para estas condiciones la atenuación fundamental o pérdida en el espacio libre viene determinada por:

$$\Delta \alpha = 20 \log 4 \pi L (\lambda - R) / \lambda$$

La atenuación fundamental $\Delta \alpha$ viene expresada en dB. Estamos interesados en estudiar sistemas de radiocomunicaciones que operan a frecuencias distintas a las de microondas, entre otras, a frecuencias muy bajas como MF y a frecuencias ultra elevadas UHF. Si estos sistemas son instalados en lugares parcial o totalmente obstruidos, entonces a la atenuación fundamental por espacio libre habrá que adicionarle la correspondiente atenuación por sombra o difracción.

En el Proyecto de revisión del Informe 338 del CCIR Doc 5/1041 S, se establece que: La profundidad de despejamiento dependerá del tipo de terreno y de la vegetación. La pérdida por difracción, para un determinado despejamiento, variará desde un valor mínimo en el caso de un solo obstáculo en arista aguda hasta un valor máximo en el caso de una tierra estéril lisa.

2.3.4 ANTENAS.

Las antenas son las componentes básicas de cualquier sistema de comunicación que dependa del espacio libre como medio de propagación. Entre las propiedades eléctricas que las caracteriza anotamos: patrón de radiación, polarización, ganancia, impedancia, ancho de banda.

2.3.4.1 PATRON DE RADIACION.

El patrón de radiación determina la distribución espacial de la energía radiante. El patrón requerido en los sistemas monocanales es uno altamente direccional con un sector angular tan angosto como sea posible. Dado que el objetivo es concentrar la radiación en una dirección determinada, una importancia especial es puesta en la forma del lóbulo principal, la posición, magnitud de los lóbulos laterales, y la atenuación de radiación posterior a la antena.

Los dos planos principales de radiación son el plano E y el plano H. El plano E es paralelo al vector de campo eléctrico y pasa a través de la antena en la dirección de máxima irradiación. El plano H es perpendicular al plano E y también pasa a través de la antena en la dirección de máxima irradiación.

La figura 11 presenta la descripción técnica de la antena YAGI UHF.

El ancho del haz en un plano principal del patrón de radiación es definido por el ancho angular del patrón medido a 3 dB por debajo de la máxima irradiación, comúnmente es referido como ancho del haz de media potencia o de 3 dB.

2.3.4.2 POLARIZACION.

La polarización de una antena es generalmente definida en términos de la orientación del vector campo eléctrico en la dirección de máxima irradiación. La polarización es horizontal si el vector campo eléctrico se localiza en el plano paralelo a la superficie de la tierra. La polarización es vertical cuando el vector campo eléctrico está localizado en el plano perpendicular a la superficie terrestre.

En radiaciones de frecuencia ultra elevadas UHF el comportamiento de la tierra como superficie reflectora, es considerablemente diferente para la polarización horizontal que para la polarización vertical. Para la primera la tierra puede ser considerada como un conductor perfecto. El efecto de una tierra perfectamente reflectora es tal, que la intensidad de campo original en el espacio libre puede ser multiplicada por un factor maxi-

ANTENA YAGI UHF
Ganancia 12 dBi
Banda de 400 - 470 MHz.

CARACTERISTICAS

Antena tipo Yagi de 12 dBi de ganancia con un ancho de banda de 35 MHz.

Presentan tres modelos de forma que cubra la banda UHF de 400 a 470 MHz con la REF. 75-511, REF. 75-512 y REF. 75-513 con sub-bandas solapadas permitiendo una selección con las mejores especificaciones en la sub-banda de trabajo.

Construcción robusta y ligera a la vez, permite una fácil instalación tanto para polarización vertical como horizontal.

SPECIFICACIONES ELECTRICAS

REFERENCIA	75-511	75-512	75-513
Frecuencias (MHz)	400-435	415-450	435-470
Ancho de banda:		35 MHz	
Ganancia:		12 dBi	
Impedancia:		50 ohmios	

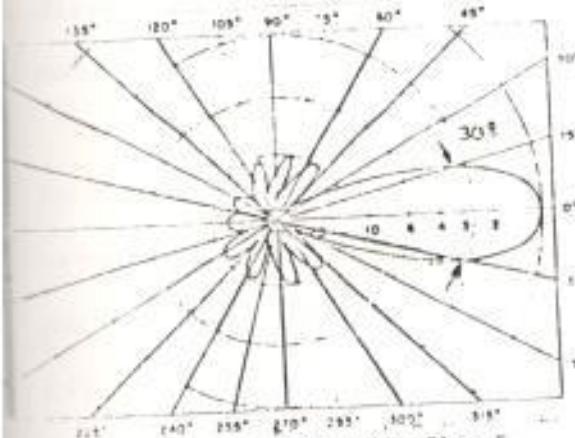
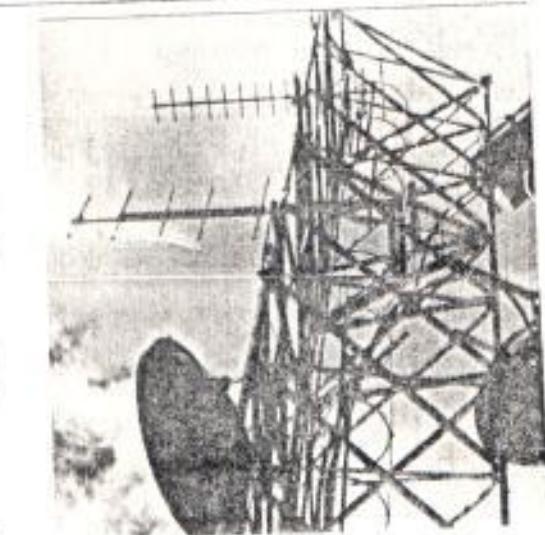


Diagrama de Radiación: Plano E



ESPECIFICACIONES MECANICAS

Material: Aluminio aleado
 Elemento de sujeción: Acero Inoxidable
 Base tubo de 30

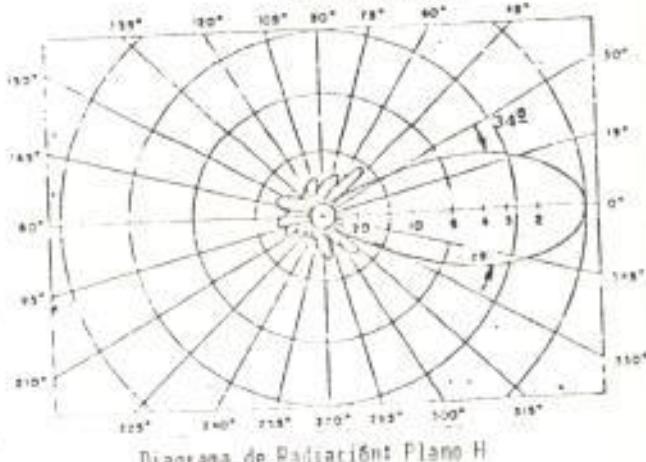


Diagrama de Radiación: Plano H

CLASIFICACION

Ref. 7X - 5 XX

Sub-banda de Frecuencias:

- 11 de 400 a 435 MHz
- 12 de 415 a 450 MHz
- 13 de 435 a 470 MHz

Banda de frecuencias: UHF de 400 a 470 MHz.

Número de elementos directores:

Tipo de antena: Yagi.

FIGURA 11. HOJA TECNICA DE ANTENA YAGI

mo de dos, para refuerzo total; y tenga la totalidad de valores intermedios hasta cero, para cancelación total.

Estas reflexiones afectan únicamente el patrón de radiación en el plano vertical, es decir, en direcciones hacia arriba con respecto a la superficie terrestre y no en el plano horizontal que son las direcciones geográficas usuales.

2.3.4.3 GANANCIA.

La ganancia es usualmente definida como la relación de intensidad máxima de radiación en una dirección dada a la intensidad máxima de radiación producida en la misma dirección a partir de una antena referencial con igual potencia de entrada.

En los sistemas unidireccionales, esto es, con máxima irradiación sólo en un sentido, la relación frente a la parte posterior constituye la relación entre la potencia irradiada en el sentido correspondiente al máximo y la irradiada en el sentido opuesto. Significa igualmente una medida de la reducción de la señal recibida cuando se modifica la dirección del haz para máxima respuesta en el sentido contrario. Ya que la ganancia describe una concentración de la energía radiante; altos valores de ganancia son asociados con angostos anchos de haz.

El área efectiva de una antena está directamente relacionada a su ganancia. El área efectiva es de interés cuando se desea calcular la energía receptada por una antena ó para calcular las pérdidas de transmisión entre dos antenas en el espacio libre.

La ganancia de potencia se expresa en decibelios.

2.3.4.4 IMPEDANCIA.

La impedancia de la antena en cualquier punto es la relación entre tensión y corriente en ese punto. Reviste importancia con la forma de aplicar la energía a la antena, puesto que constituye la carga que a la línea le ofrece la antena. La impedancia de entrada puede ser resistiva o compleja, lo que dependerá de si es resonante o no.

Un desacoplamiento producirá ondas reflejadas en la línea de alimentación a la antena.

2.3.4.5 ANCHO DE BANDA.

El ancho de banda de una antena se refiere, generalmente a la gama de frecuencias sobre la que la ganancia e impedancia son sustancialmente constantes. La relación del límite superior al límite inferior del rango de frecuencias de operación es referido como ancho de banda relativo de una antena.

3.4 EL TRANSCEPTOR DE RADIO.

La unidad trasmisora-receptora de un equipo monocanal se la denomina comúnmente *TRANSCPTOR*. La siguiente descripción se refiere al transceptor de radio de UHF marca TELETTRA, que será utilizado en el desarrollo del presente proyecto. Este transceptor fue seleccionado debido a las ventajas que ofrece para la observación y análisis del sistema, así como por la facilidad de manipulación técnica e incorporación de tecnología moderna.

3.4.1 CARACTERISTICAS TECNICAS.

Entre las características técnicas principales de los transceptores "telettra", anotamos:

<i>Banda de frecuencias disponibles</i>	400 a 470 MHz
<i>Separación Tx/Rx</i>	15 MHz
<i>Ancho de banda RF</i>	1,6 MHz
<i>Número de canales</i>	16
<i>Número de grupos de canales</i>	8
<i>Canalización</i>	25 KHz
<i>Estabilidad de frecuencias</i>	± 1 PPM
<i>Tipo de emisión</i>	16 F 3
<i>Desviación frecuencia nominal</i>	± 3 KHz
<i>Impedancia RF</i>	50 ohm
<i>Impedancia BF</i>	600 ohm
<i>Distorsión</i>	≤ 3 %
<i>Nivel BF Tx/Rx</i>	-5 dBm

Potencia en antena TX	27 W
Radiación espúreas TX	≤ 0,25 W
Relación S/H (isofonétrica)	≥ 58 dB
Sensibilidad 20 dB S/H	≤ -113 dBm
1ra. Frecuencia Intermedia	21,4 kHz
2da. Frecuencia Intermedia	455 kHz

2.4.2 DESCRIPCION DE UNIDADES.

Las siguientes unidades componen el transceptor de radio TRASCEPTOR 7 W (+38,5 dBm) UHF telettra española s.a., sus características técnicas y su descripción funcional serán estudiadas en este apartado.

- SINTETIZADOR TX-RX.
- VCO TX-RX.
- AMPLIFICADOR 5 WATIOS.
- AMPLIFICADOR 10 WATIOS.
- AMPLIFICADOR RF MEZCLADOR.
- FRECUENCIA INTERMEDIA Y BF.
- REGULACION Y DISTRIBUCION.
- FILTRO DUPLEXOR.

En la figura 12, se presenta la simbología utilizada por los diagramas de bloques de los módulos.

En la figura 31 se presenta la ubicación de las distintas unidades en el módulo transceptor.

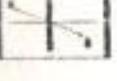
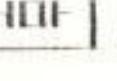
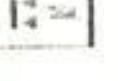
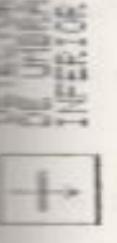
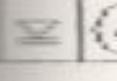
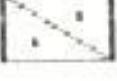
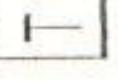
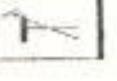
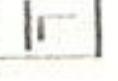
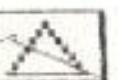
	FILTRO PASS. BAJA		FILTRO PASS. ALTA		FILTRO PASS. BANDA		AMPLIFICADOR		AMPLIFICADOR VARIABLE		AISLADOR		DIVISOR DE FRECUENCIA		FILTRO
	LIMITADOR		DISCRIMINADOR		MEZCLADOR		CONVERTIDOR		INTERERRUPTOR ELECTRÓNICO		AMPLIFICADOR DE RUIDO BAJO		DETECTOR DE RUIDO BAJO		DETECTOR DE RUIDO ALTO
	VCO		VCO		VF		DIVISOR DE FRECUENCIA		INTERERRUPTOR BIPOLAR		CONECTOR COAXIAL		CONECTOR COAXIAL		ACOPLADORE DIRECCIONAL
	Oscilador		COMPARADOR DE FASE		INTERRUPTOR		ATENUADOR AJUSTABLE		CUERZO		MEZCLADOR		SENSEUR		ACOPLADORE DIRECCIONAL

FIGURA 15. SÍMBOLOS.

2.4.2.1 SINTETIZADOR TX-RX.

El transceptor mediante esta unidad está en capacidad de generar un total de 128 canales, 16 de los cuales son direccionados desde el exterior.

La unidad incluye las funciones independientes como: bucles de control de fase Tx y Rx, preselección, y tratamiento de la señal a baja frecuencia más señalización fuera de banda.

Los bucles de control de fase Tx y Rx, generan la tensión de control de los VCO Tx y VCO Rx que resulta de la comparación entre la señal generada por los VCO y la señal de referencia generada por un oscilador de cuarzo. El bucle permite obtener a la salida de cada VCO una señal de UHF con alta estabilidad y bajo ruido o modulación residual.

El preselector es una memoria EEPROM cuya misión es almacenar los valores de M y S requerido por los divisores programables. Es direccionado a partir de los hilos A0 a A10 organizados de la siguiente manera:

Los Hilos A0 a A2 son manejados por los divisores programables en el cambio de canal o en el encendido de grupo.

Los hilos A3 a A6 se prolongan al exterior de la unidad transceptor para permitir la selección manual de frecuencia, estos hilos seleccionan los valores de M,S, y K requeridos, siendo enteros y positivos.

Los hilos A7 a A9, selecciona el grupo de entre los 8 disponibles mediante microinterruptores alojados en el módulo. El hilo A10 determina si el radio es abonado o central.

Para proceder a la programación de los divisores se parte del cambio de estado de los hilos A3 a A6, se envía desde el exterior la señal FRX y más tarde la señal FTX, esto produce la habilitación del preselector. Los divisores direccionan la memoria a través de los hilos A0 a A2 extrayendo de ésta los 8 bytes de 4 bits cada uno. La nueva frecuencia establecida deberá someterse al proceso del bucle de enganche de fase.

Las unidades VCO Tx y VCO Rx entregan a esta unidad la señal de monitoria FVCO con un nivel no inferior a -17 dB/50 ohmios, La señal FVCO entra a un predivisor de 2 módulos. En el predivisor de dos módulos se divide la frecuencia de la señal de monitoria FVCO para B0 si el hilo de control del predivisor está a nivel alto, dividiéndose para B1 en caso contrario. La salida de uno de los divisores programables descritos anteriormente es la señal de control del predivisor.

En la figura 13, se presenta el diagrama de bloques de la unidad, se observa que las entradas de ambos divisores programables están conectadas en paralelo recibiendo la señal digital a un régimen FVCO/B1.

Cuando el divisor S completa la cuenta de 5 pulsos, el régimen de entrada pasa a ser FVCO/B0 debido al cambio de nivel de la señal de control de la división CDIV.

Este régimen se mantiene durante los H-3 ciclos siguientes que le restan al contador H hasta completar su cuenta. A partir de este instante, los contadores se autoreinician repitiendo el ciclo descrito.

El comparador de fase es analógico y funciona cuando el error de frecuencia es grande (aumento del error en su salida es proporcional a la diferencia de fase de la señal del bloque anterior respecto a la del oscilador de cuarzo dividida por el valor entero K).

El comparador de frecuencia es digital y actúa cuando el error de frecuencia no es cero (cambio de canal o encendido del circuito). Su salida procesada en el siguiente bloque, aumentará o disminuirá la frecuencia del VCO hasta situarla dentro del margen de captura. Luego, se transfiere el control al comparador de fase para completar el proceso de enganche.

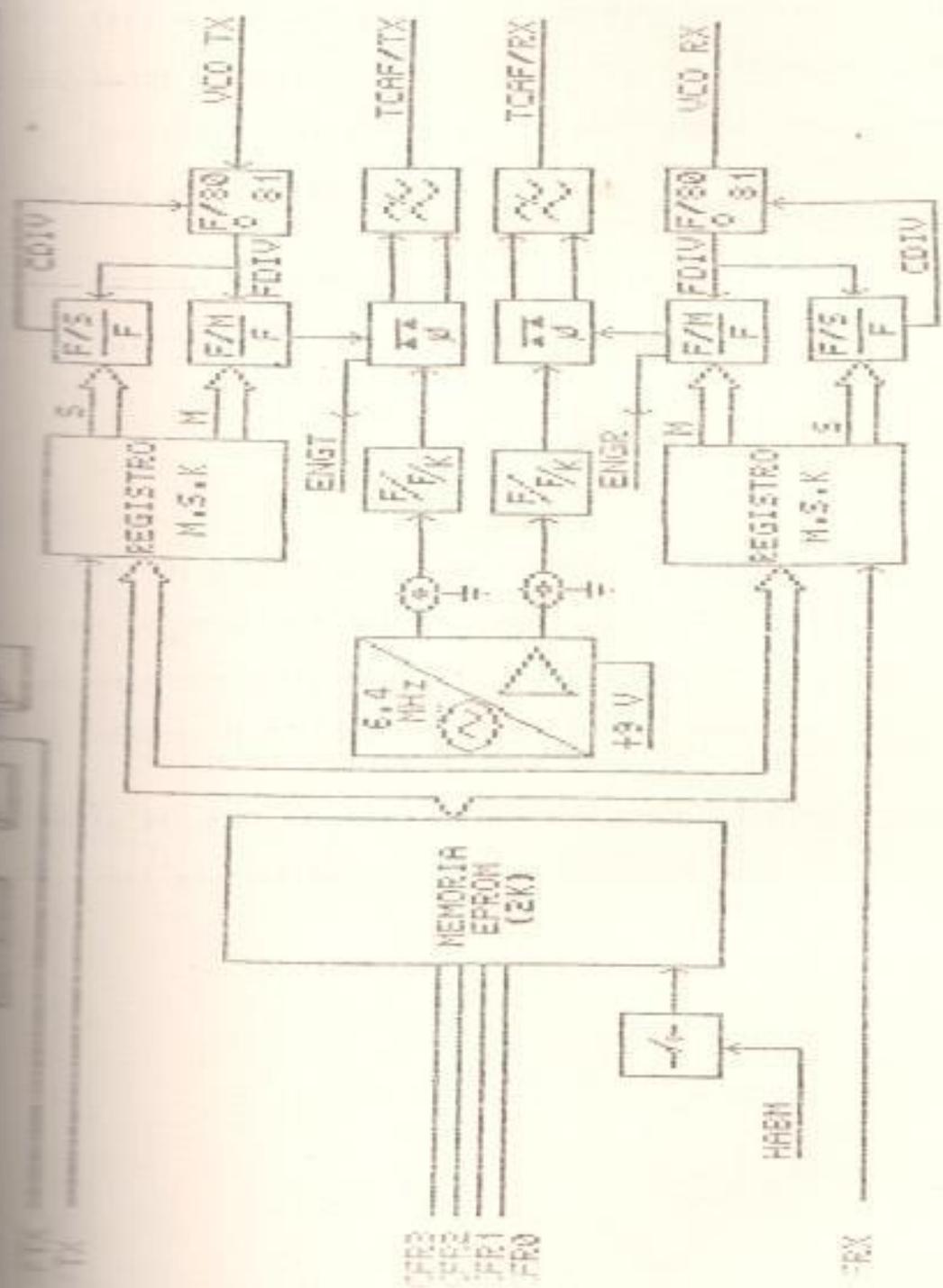


FIGURA 13. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SINTETIZADOR TX-RX.

2.4.2.2 VCO TX-RX.

La unidad ha sido diseñada para generar la señal de radiofrecuencia UHF, la misma que puede ajustarse en forma mecánica o eléctricamente. La señal es controlada mediante un bucle de enganche de fase.

Los diagramas de bloques de las unidades se presentan en las figuras 15 y 16. Los diagramas circuitales en las figuras 17 y 18.

La sección osciladora está compuesta por un JFET en configuración COLPITTS base común. La frecuencia de oscillación queda definida por la linea de transmisión $\approx \lambda/2$, la capacidad de transmisión y la impedancia de carga. El amplificador está acoplado a la linea resonante y proporciona una ganancia típica de 18 dB.

La salida de la unidad se conecta al AMPLIFICADOR DE SALIDA (VCO TX) o al módulo RF Y MEZCLADOR (VCO RX). Esta salida se bifurca y una de las partes es la señal VCO que será tratada en el módulo SINTETIZADOR TX-RX.

Entre las características técnicas destacamos:

Banda de funcionamiento Tx	400 a 470 MHz
Banda de funcionamiento Rx	410 a 455 MHz
Sintonía fina	$f_0 \pm 1,6$ MHz
Nivel de salida	7 \pm 1 dBm
Sensibilidad	1,4 a 2,6 MHz/voltio

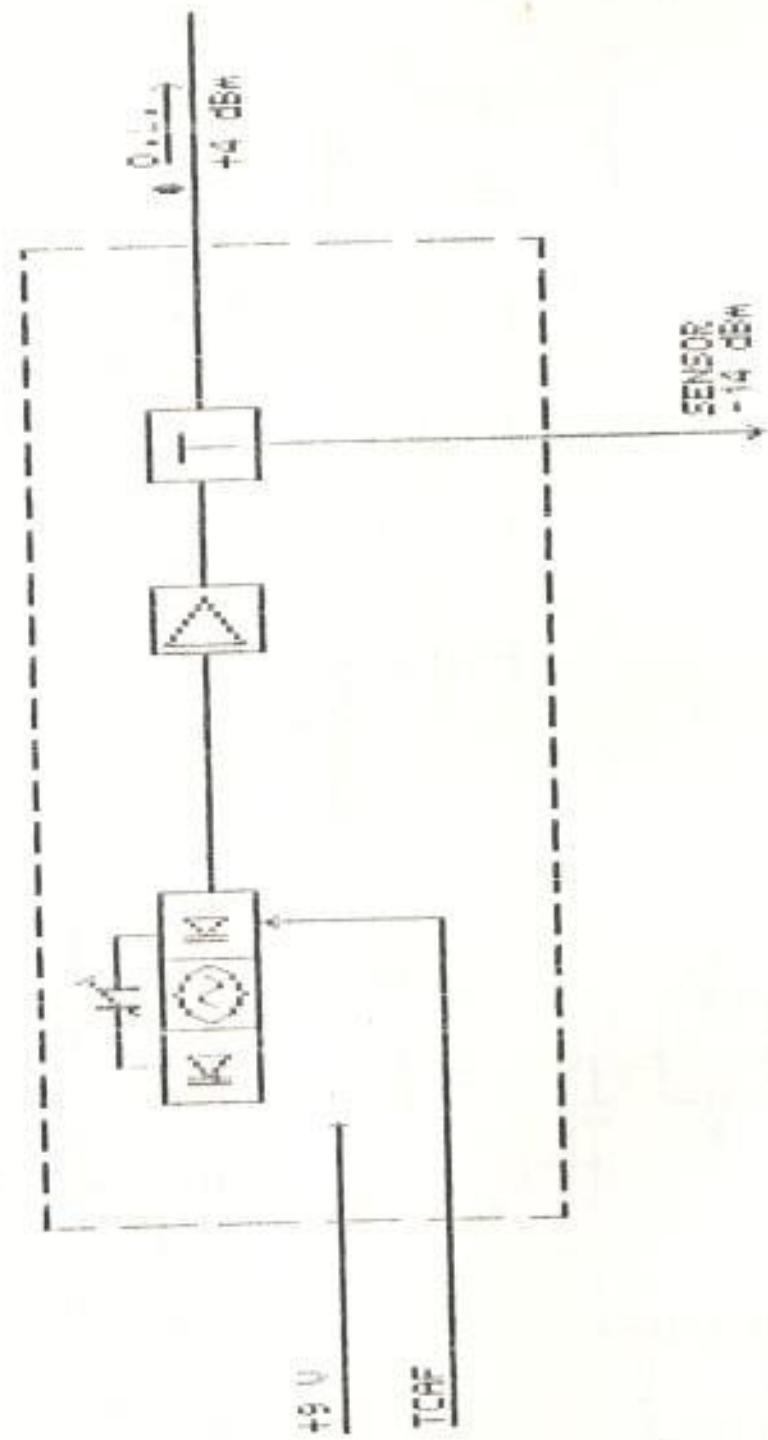


FIGURA 16. DIBUJO DE BLOQUES DEL VCO RX.

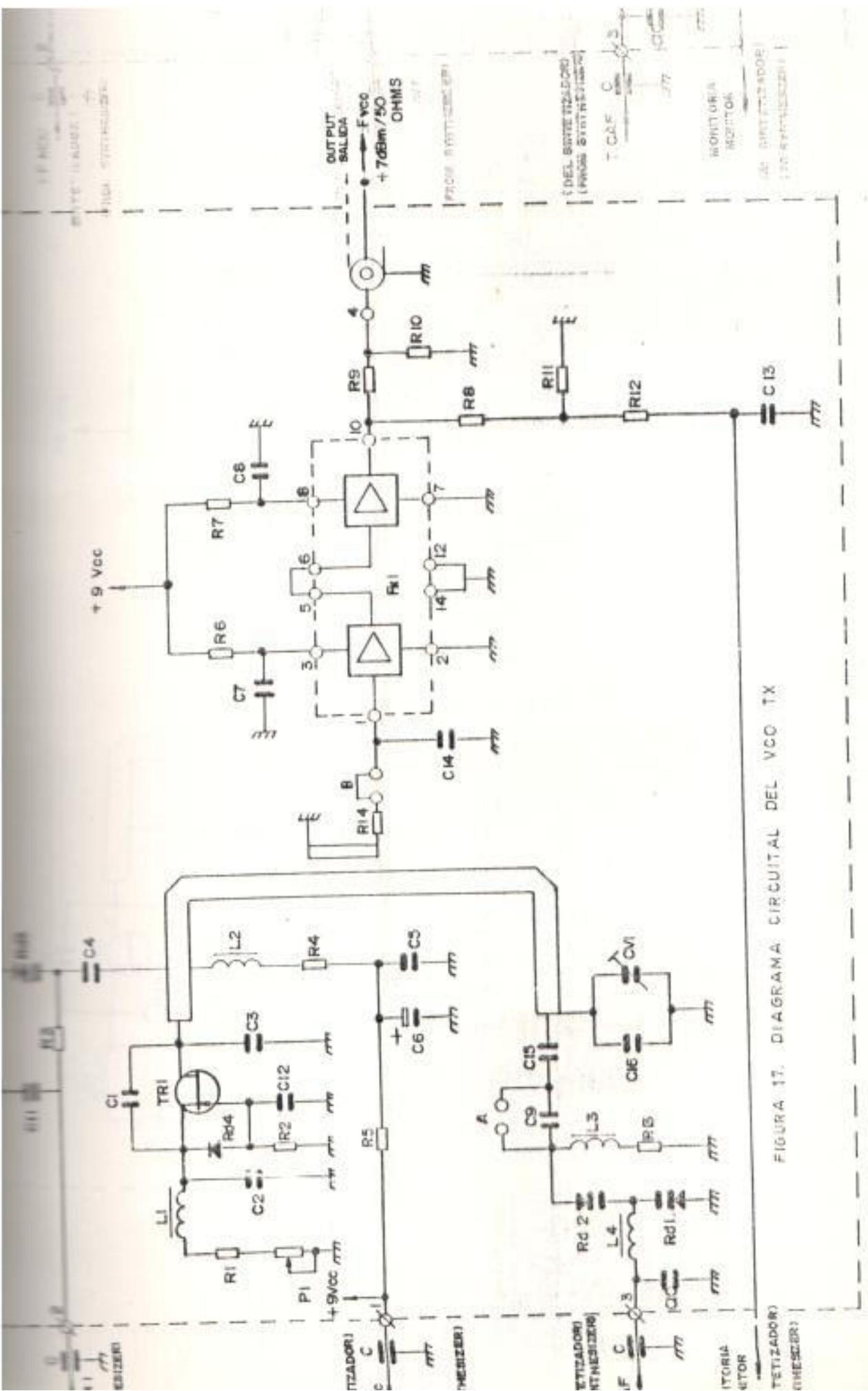


FIGURA 17. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL VCO TX

TENSADOR
DE REFERENCIA

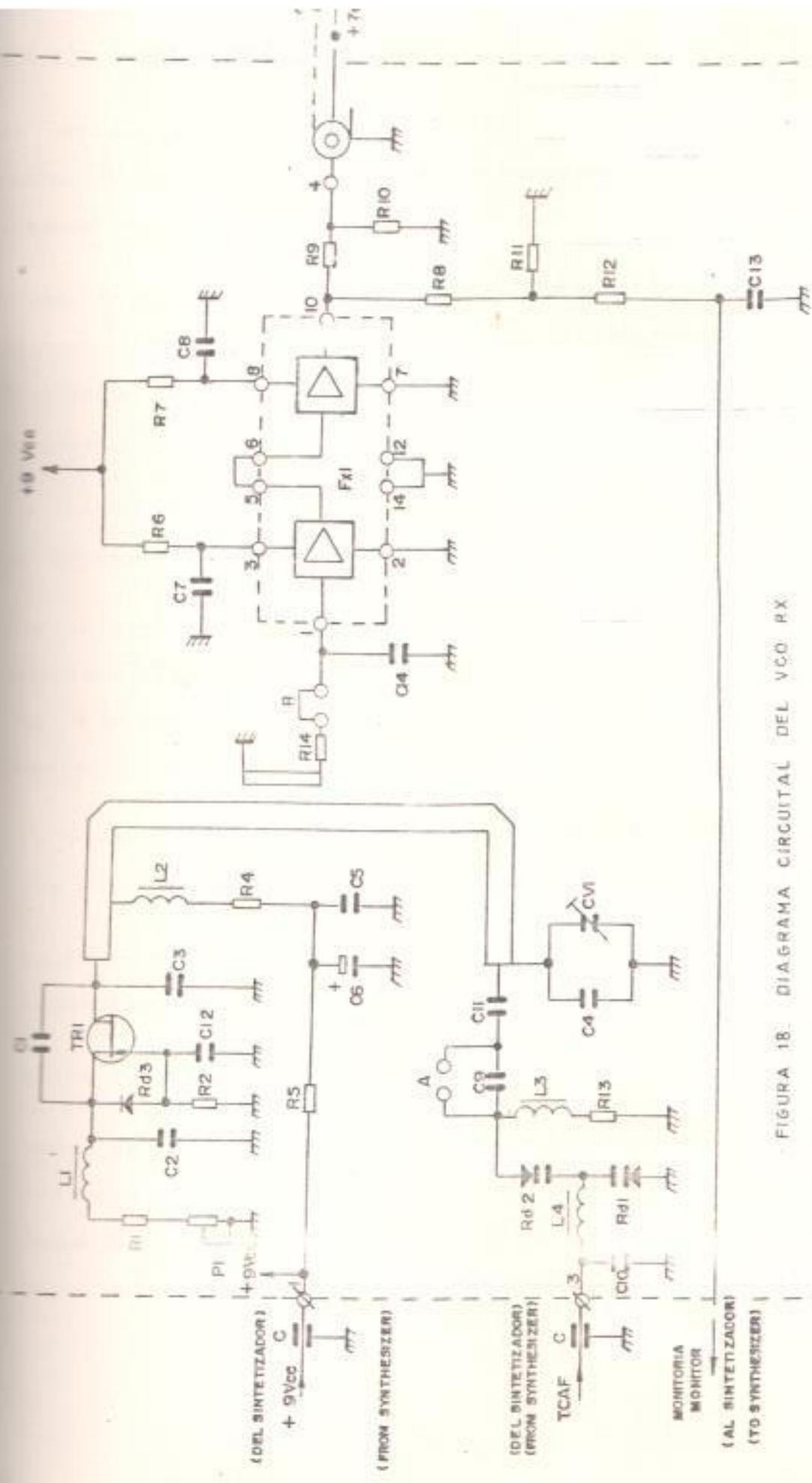


FIGURA 18. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL VCO RX

2.4.2.3 AMPLIFICADOR 1 VATIO.

El módulo ha sido diseñado como etapa excitadora a la unidad de potencia. Su salida es regulable y funciona a banda ancha.

Posee tres etapas de amplificación, precedidas de un atenuador de 6 dB, el cual garantiza aislamiento y reflexión al oscilador, aún en caso de apagado del amplificador.

En la figura 19 se presenta el diagrama de bloques, y en la figura 20, el diagrama circuital.

La primera etapa de amplificación es un circuito híbrido, funcionando en clase A y prevé una ganancia de 8 dB con el fin de compensar el atenuador de 6 dB resistivo de la entrada.

La segunda etapa está polarizada en clase B, y su ganancia es elevada 17 dB.

La tercera etapa es en clase C y su salida es regulable mediante potenciómetro.

Entre las características técnicas más interesantes:

Banda de frecuencias	400 a 470 MHz
Potencia de entrada	7 dBm
Potencia de salida	400 mW a 1 Vatio.
Impedancia	50 ohmios

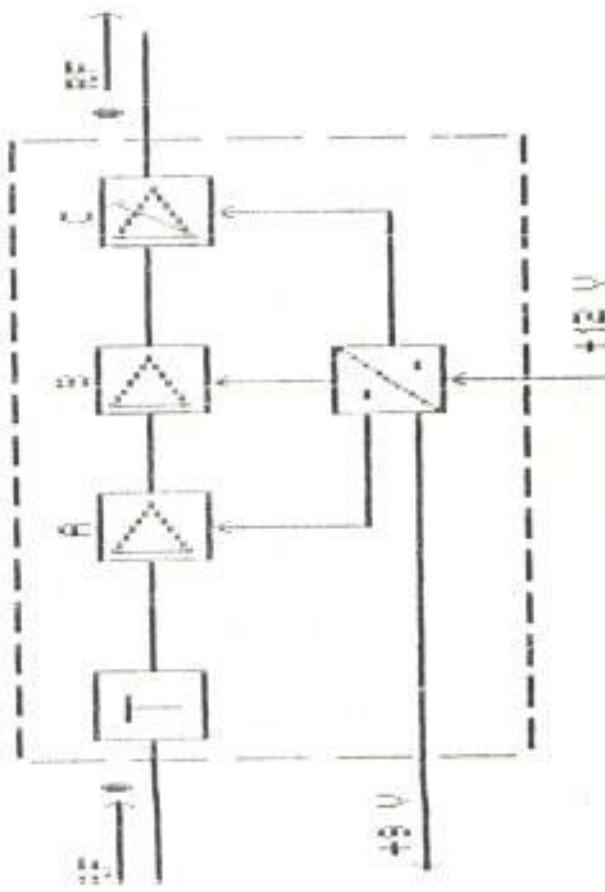
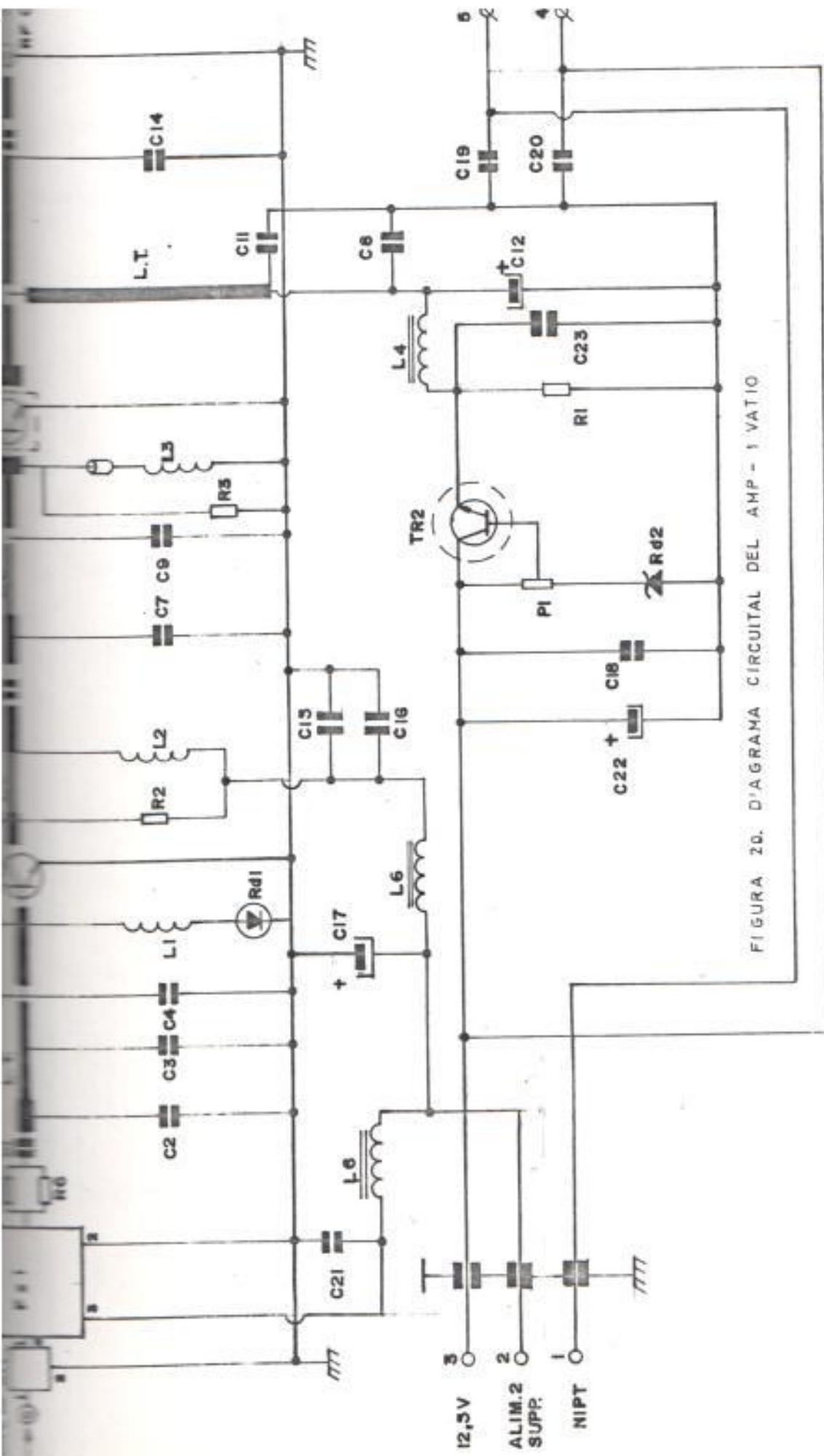


FIGURE 42. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RMT-1 MÁSTIC



2.4.2.4 AMPLIFICADOR 10 VATIOS.

La salida de la unidad amplificador 1 Vatio es la señal excitadora de la unidad de potencia AMPLIFICADOR 10 VATIOS. La señal excitadora pasa por un atenuador, el cual mejora el margen de estabilidad al realizar un mejor acople entre los dos módulos, luego es amplificada por dos transistores conectados en emisor común y clase C para conseguir alto rendimiento.

La figura 21 presenta el diagrama de bloques y la figura 22 el diagrama circuital.

La baja impedancia de los transistores se normaliza a 50 ohmios mediante redes transformadoras de impedancia. Las redes permiten el funcionamiento en banda ancha.

El módulo provee al exterior la salida NIPT que es un indicativo de la presencia de señal RF en el módulo.

Entre las características técnicas anotamos:

Banda de frecuencias	400 a 470 MHz
Potencia de salida	10 Vatios.
Ganancia	32 dB
Impedancia	50 ohmios

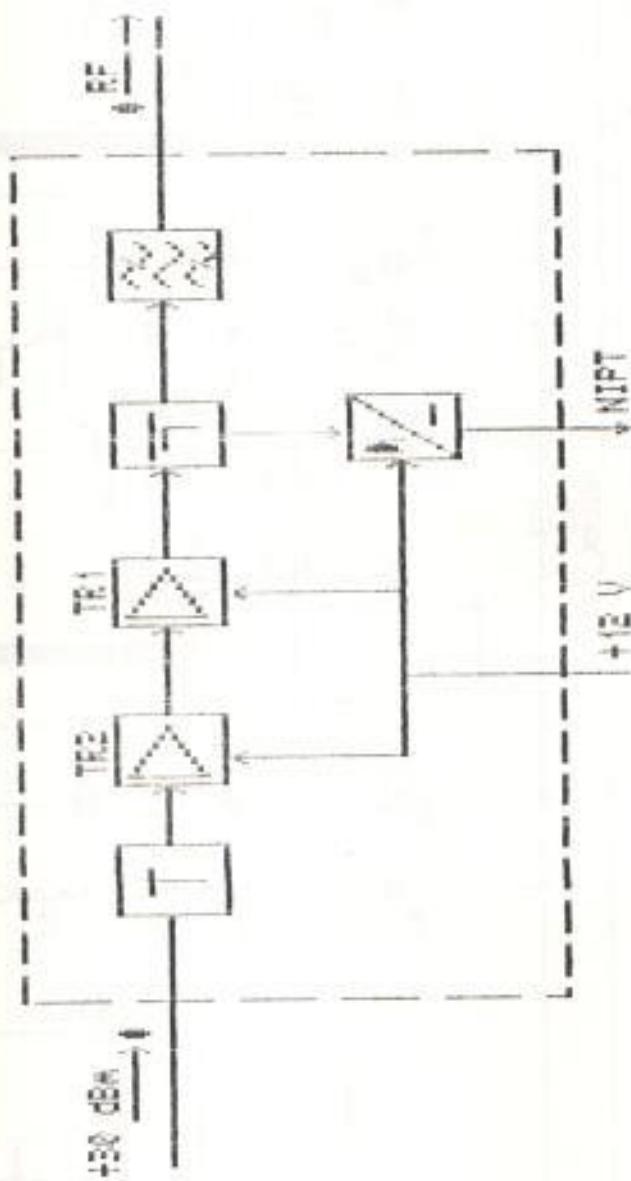


FIGURA 21. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL AMP-10 VATIOS

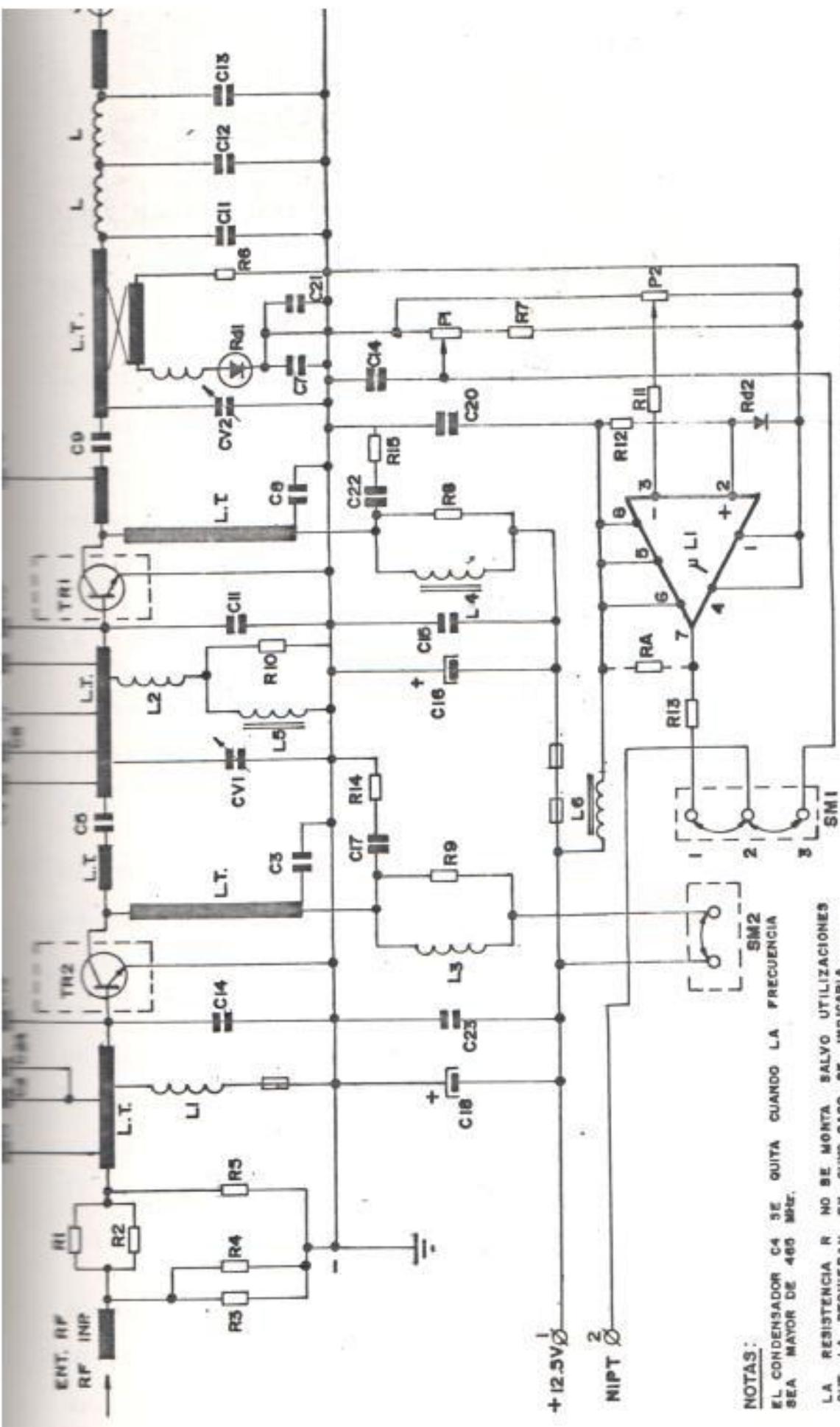


FIGURA 22 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL AMP 10 WATIOS

NOTAS:

EL CONDENSADOR C4 SE QUITA CUANDO LA FRECUENCIA SEA MAYOR DE 4000 METER.

LA RESISTENCIA R NO SE MONTA SALVO UTILIZACIONES QUE LA REQUIERAN, EN CUYO CASO SE INDICARIA

L.T. LINEA DE TRANSMISION

2.4.2.5 AMPLIFICADOR RF MEZCLADOR.

La señal de radiofrecuencia, se amplifica, se filtra para eliminar la frecuencia imagen y se mezcla con la frecuencia generada en el módulo VCO RX. El resultado de la mezcla es la primera frecuencia intermedia 21.4 MHz, la misma que es filtrada y amplificada, para ser entregada al módulo FRECUENCIA INTERMEDIA Y BF.

En la figura 23 se presenta el diagrama de bloques y en la figura 24, el diagrama circuital.

Se distingue en la unidad: el amplificador de RF, el filtro de frecuencia imagen, el mezclador, el filtro de F.I. y el amplificador de F.I.

El amplificador RF es de bajo ruido y nos proporciona una ganancia de 10 dB, suficiente para compensar las pérdidas de conversión y filtrado. El mezclador es balanciado, de alto nivel y de tipo pasivo, desarrollado en una micrótica. El amplificador de F.I. está formado por un circuito híbrido y su función es adaptar la salida de FI al módulo FRECUENCIA INTERMEDIA Y BF.

Entre las características técnicas anotamos:

Amplia de frecuencias	400 a 470 MHz
Nivel de entrada del O.I.	4 dBm
Frecuencia de salida	21.4 MHz
Ganancia	30 dB

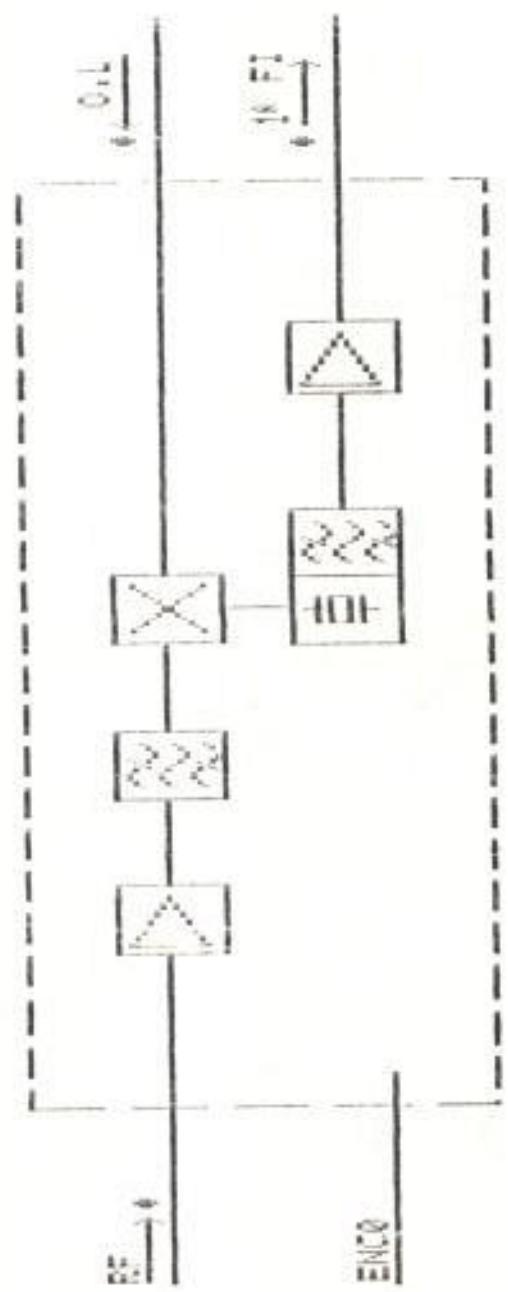


FIGURE 22. AMPLIFICADOR DE MEZCLADOR

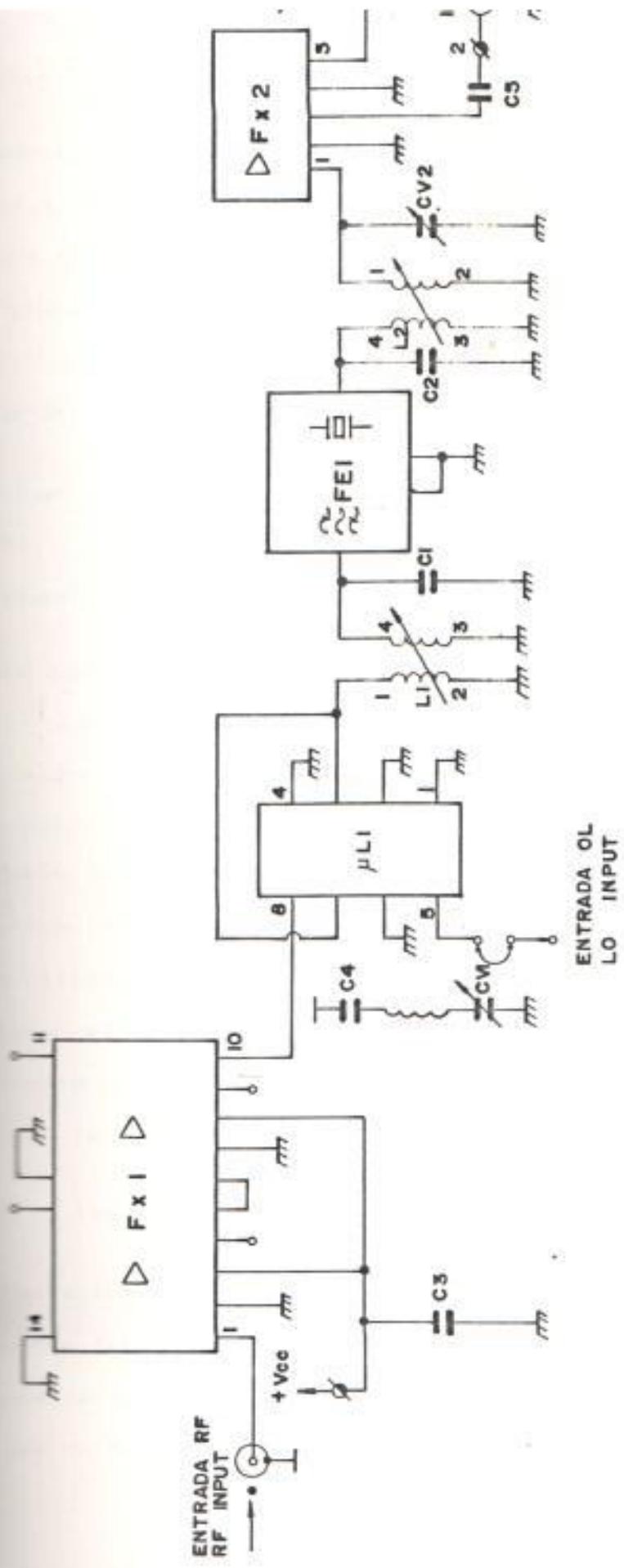


FIGURA 24. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL RF MEZCLADOR

2.4.2.6 FRECUENCIA INTERMEDIA Y BF.

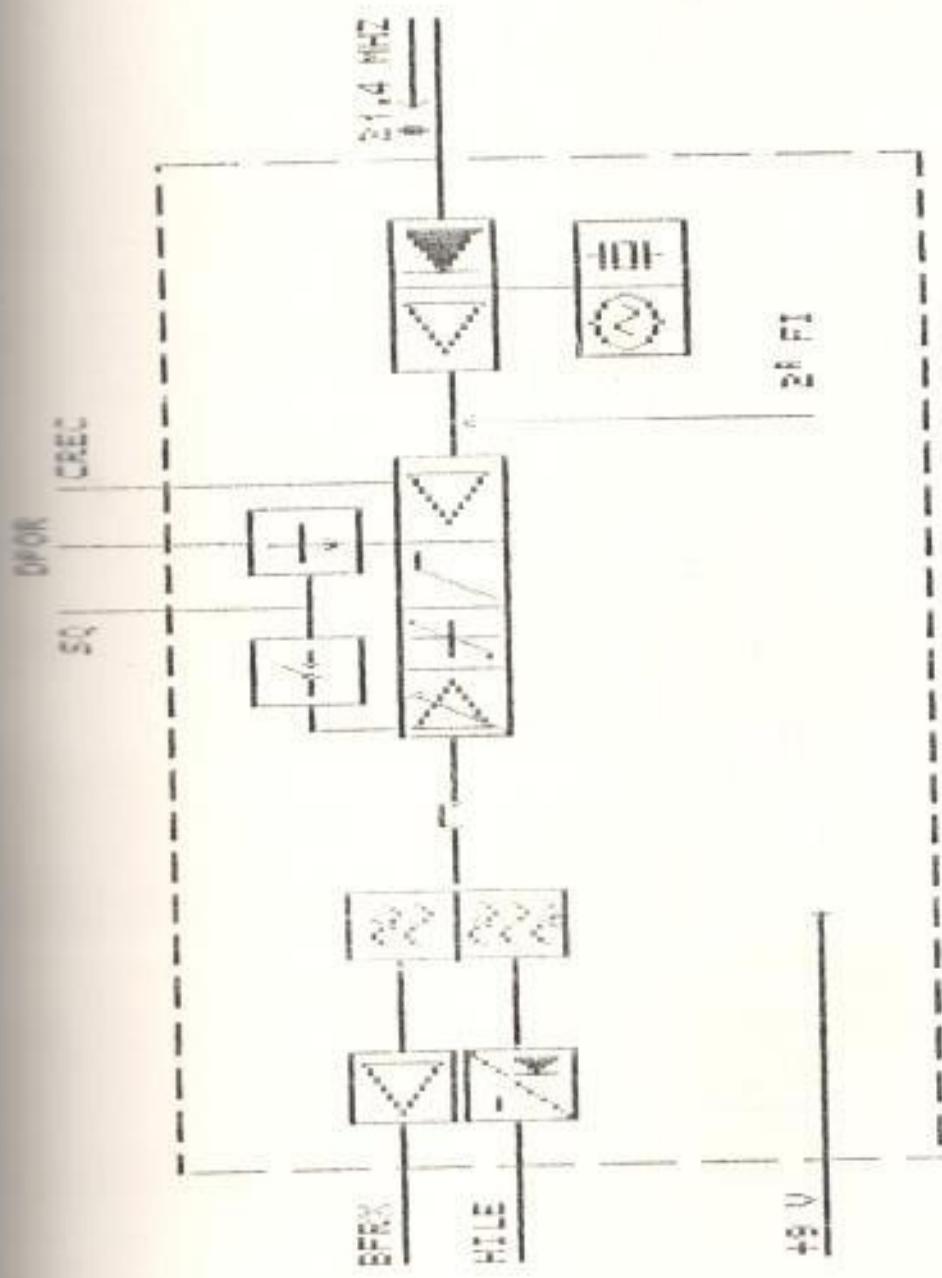
El módulo a partir de la primera frecuencia intermedia de 21.4 MHz, dada por el AMPLIFICADOR RF Y MEZCLADOR, genera internamente la segunda frecuencia intermedia de 455 KHz para la obtención de la señal vocal, la misma se amplifica y limita. La frecuencia de modulación es de 3.825 Hz.

El nivel de salida de la banda vocal o de audio es de -5dBm. La figura 25 muestra el diagrama de bloques y la figura 26, el diagrama circuital.

Entre los circuitos anteriores al mezclador, el demodulador, audio, señalización y circuitos auxiliares. El mezclador detecta y amplifica en un mismo integrado. El demodulador es otro integrado que amplifica y demodula señales de frecuencia modulada, posee 8 etapas de amplificación siendo la última limitadora. El audio es amplificado por dos amplificadores operacionales para obtener el nivel de -5dBm. La señalización es obtenida mediante un filtro pasa banda y elementos discretos que forman un detector lógico de 3.825 Hz.

Entre las características técnicas anotamos:

Primerá frecuencia intermedia	21.4 MHz
Segunda frecuencia intermedia	455 KHz
Banda de audio	0.3 a 3.3 KHz
Nivel de salida de audio	-5 dBm



POLYMER LETTERS EDITION

2.4.2.8 FILTRO DIFUSOR.

Este dispositivo es controlado por el filtro de transmisión, el filtro de recepción y la tarjeta de $\lambda/4$.

El filtro de transmisión es del tipo "ancho de banda" para obtener una respuesta a la frecuencia de transmisión y alta atenuación a la frecuencia de respuesta.

La señal de transmisión entra por el conector J1, pasa por el filtro de transmisión, sale hacia la tarjeta de $\lambda/4$, vuelve de nuevo por el filtro y la tarjeta de $\lambda/4$ vuelve a la salida hacia la antena.

El filtro de respuesta del topo pasa banda. La señal de respuesta entra por antena, pasa por la tarjeta de $\lambda/4$, entra al filtro de recepción a través de un pasavía de impedancia. La señal filtrada en el conector J2.

El diagrama de bloques se presenta en la figura 29 y el diagrama detallado en la figura 30.

Las características principales son:

Banda de Frecuencia	400 a 470 MHz
Separación de Frecuencias	15 MHz > 16 MHz
Ancho de Banda	1,9 MHz
Polarización Admitida	≤ 15 Volts.
Pérdidas de inserción máximas	≤ 1,0 dB
Pérdidas de inserción máximas	≤ 3,0 dB

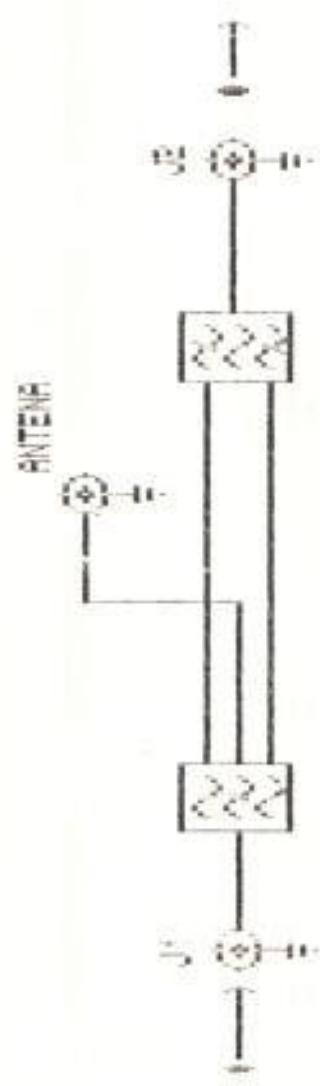
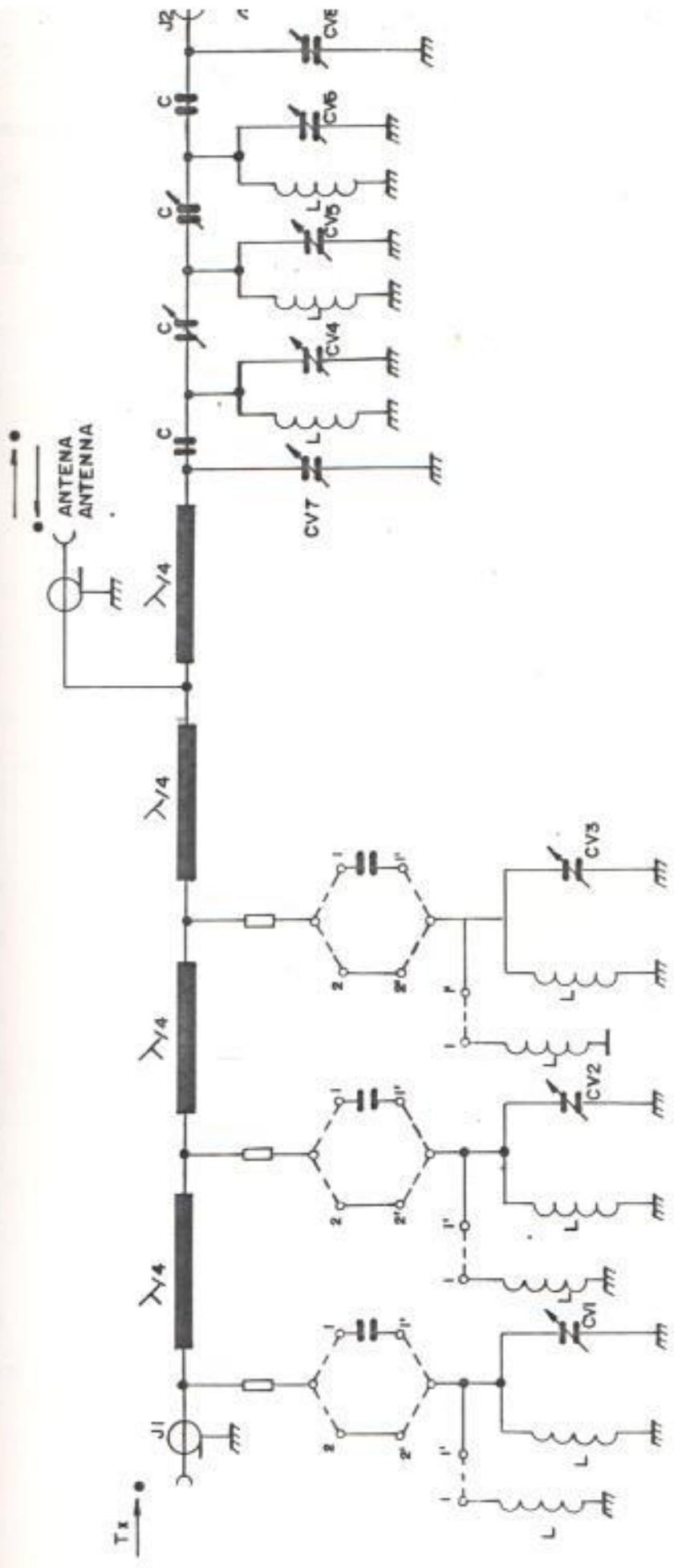


FIGURA 29. DISEÑO DE BLOQUES DEL DUPLEXOR.



NOTA: NOTE:

EN FUNCION DE LAS FRECUENCIAS T_x , R_x REALIZAR LAS CONEXIONES
DEPENDING ON TX/RX FREQUENCIES, MAKE THE FOLLOWING CONNECTIONS.

$T_x < F_{Rx}$: 1 - 1'
$T_x > F_{Rx}$: 2 - 2'

FIGURA 30 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL DUPLEXOR

2.4.3 SEÑALES DE CONTROL REQUERIDAS.

Son señales de control requeridas por el módulo transceptor para su funcionamiento las siguientes (fig. 32):

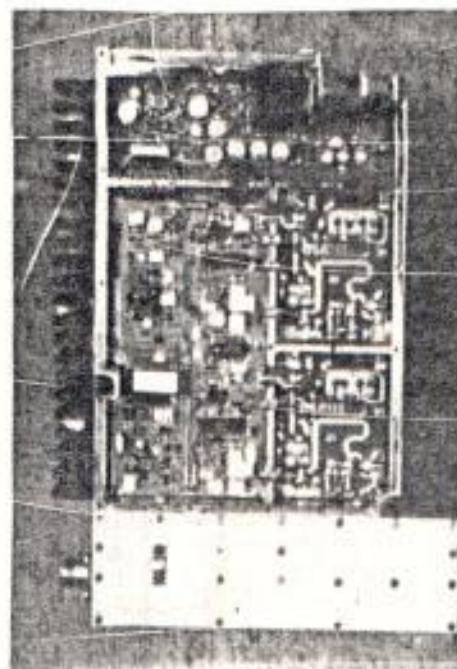
Señales de salida:

ENGT	Enganchado sintetizador transmisión.
ENGR	Enganchado sintetizador recepción.
DPOR	Detección de portadora recepción.
HE	Detección hilo E del equipo.
BFRX	Señal de baja frecuencia a recibirse.
CAREC	Nivel de campo recibido.
NIPT	Nivel de potencia transmitida.

Señales de entrada:

CFR0		
CFR1		
CFR2	>	Selección de frecuencia del sintetizador.
CFR3		
END0		
END1		Encender receptor.
END2		Encender transmisor.
MH		Encender potencia del transmisor.
FTX		Envío de hilo M.
FTR		Activa sintetizador transmisor.
BFTX		Activa sintetizador recepción.
STLEN		Señal de baja frecuencia a transmitirse.
		Entrada de inhibición del silenciador.

AMPLIFICADOR TX-RX



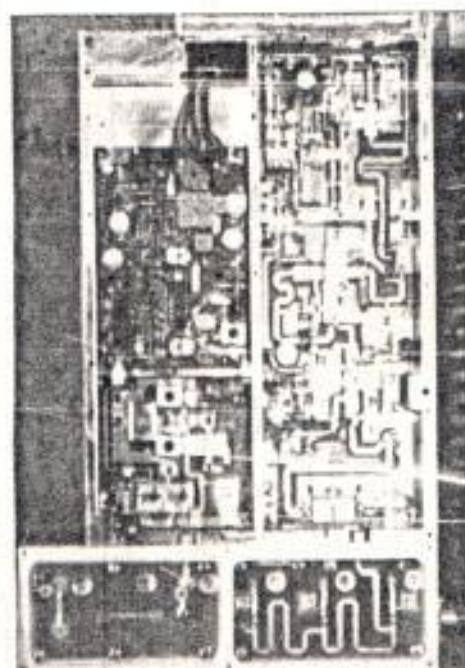
REGULACION Y
DISTRIBUCION

V.C.O. TX.

V.C.O. RX.

CONVERGENCIA
INTERMEDIA Y
FRECUENCIA

AMPLIFICADOR DE
FRECUENCIA Y
ADSOR



AMPLIFICADOR 1 VATIO

AMPLIFICADOR 10 VATIOS

FILTRO DUPLEXOR

FIGURA 31. ARREGLO DE MODULOS EN EL TRANSECTOR



FIGURE 32: ZEMALEE DE CONTROL REQUIREMENTS

CAPITULO III

IMPLEMENTACION

3.1 MODELAJE DE LA FUENTE DE PODER.

La Fuente de Poder a diseñarse estará compuesta de dos sistemas de alimentación independientes con tensiones de salida reguladas de 12 y 5 voltios.

Los +12 voltios energizarán las unidades INTERFAZ A SILEOS Y TRANSCOCEPTOR DE RADAR. Con +5 voltios se energizará el MICROCONTROLADOR 80C-65.

3.1.1 ESPECIFICACIONES.

REQUERIMIENTOS PARA EL SDE-65.

tensión de entrada r.m.s.	120 voltios.
tensión de salida d.c.	5,0 voltios.
corriente d.c. requerida	1,5 amperios.
factor de rizado	10 %
funcionamiento	continuo.

REQUERIMIENTOS PARA EL RESTO DEL SISTEMA.

tensión de entrada r.m.s.	120 voltios.
tensión de salida d.c.	12 voltios.
corriente d.c. requerida	2 amperios.
factor de rizado	10 %

3.1.2 ANALISIS DEL CIRCUITO.

MODELAJE DE LA FUENTE DE PODER PARA EL SDK-R5

Consideremos:

a: área del núcleo

μ_r : densidad del núcleo (el valor de 1.17 es óptimo)

N_t: número de vueltas por voltio

B_t: densidad del campo magnético (850) Gauss

V₁: voltaje en el primario

V₂: voltaje en el secundario

V_{CC}: voltaje requerido por reeductor

potencia requerida:

$$P_0 = M_{\phi} \cdot I_0 = 5 \cdot 3.5$$

$$P_0 = 17.5 \text{ vatios}$$

$$P_{AC} = 1.25 \cdot P_0 = 1.25 \cdot 17.5$$

$$P_{AC} = 11.25 \text{ voltios-ampios}$$

cálculo del área del núcleo requerido:

$$a = L \sqrt{P_{AC}} = 1.12 \cdot \sqrt{11.25}$$

$$a = 3.75 \text{ cm}^2$$

voltaje V_{CC} para actuación del reeductor

$$V_{CC} = V_0 + 3 = 5 + 3$$

$$V_{CC} = 8 \text{ voltios}$$

voltaje r.m.s en el secundario

$$V_m = V_{cc} (1 + \sqrt{3} \cdot r)$$

$$V_m = 8 (1 + 0,1\sqrt{3}) = 8,48 \text{ V}$$

$$V_S = V_m + 2(1) = 11,28 \text{ V}$$

$$V_S \text{ rms} = V_S / \sqrt{2} = 11,28 / \sqrt{2} = 8,05 \text{ V}$$

$$V_S \text{ rms} = BV$$

Corriente en el primario.

$$I_1 = P/V_1$$

$$I_1 = 11,25 / 120 = 0,09 \text{ A} \quad (0,09 \times 100) = 1$$

Corriente en el secundario.

$$I_2 = P/V_2$$

$$I_2 = 11,25 / BV = 1,44 \text{ A} \quad (1,44 \times 100) = 144 \text{ mA}$$

Número de vueltas del primario.

$$N_1 = \frac{\frac{B}{V_1 \times 10}}{4,44 \times f \times B \times n} \times 100 = \frac{120 \times 10}{4,44 \times 60 \times 3500 \times 3,75} ,$$

$$N_1 = 1413 \text{ vueltas}$$

Número de vueltas del secundario

$$N_2 = \frac{V_2}{V_1} \times N_1 = \frac{B}{120} \times (1413)$$

$$N_2 = 94 \text{ vueltas.}$$

MODELAJE DE LA FUENTE PARA EL RESTO DEL SISTEMA.
potencia requerida.

$$P_o = V_o \times I_o = 12 \times 2$$

$$P_o = 24 \text{ vatios}$$

$$P_{ac} = 1.5 P_o = 1.5 \times 24$$

$$P_{ac} = 36 \text{ voltios-ampelios}$$

cálculo del área del núcleo requerido.

$$a = l \sqrt{P_{ac}} = 1.12 \times 36$$

$$a = 6.72 \text{ cm}^2$$

voltaje Vcc para actuación del regulador

$$V_{cc} = V_o + 3 = 12 + 3$$

$$V_{cc} = 15 \text{ voltios}$$

voltaje r.m.s en el secundario

$$V_m = V_{cc}(1 + \sqrt{3} \cdot r)$$

$$V_m = 15(1 + 0.1\sqrt{3}) = 17.6 \text{ V}$$

$$V_s = V_m + 2(1) = 19.6 \text{ V}$$

$$V_s \text{ rms} = V_s / \sqrt{2} = 19.6 / \sqrt{2} = 13.86 \text{ V}$$

$$V_s \text{ rms} = 13.86 \text{ V.}$$

Corriente en el primario.

$$I_1 = P/V_1$$

$$I_1 = 36/120 = 300 \text{ mA} \rightarrow \text{AMG-26}$$

Corriente en el secundario.

$$I_2 = P/V_2$$

$$I_2 = 36/14 = 2.6 \text{ A} \longrightarrow 600-17$$

Número de vueltas del primario.

$$N_1 = \frac{\Omega}{V_1 * 10} = \frac{\Omega}{4.44 * f * B * \pi} = \frac{\Omega}{4.44 * 60 * 8500 * 6.72}$$

$$N_1 = 789 \text{ vueltas}$$

Número de vueltas del secundario.

$$N_2 = \frac{V_2}{V_1} * N_1 = \frac{13.86}{120} * (789)$$

$$N_2 = 91 \text{ vueltas.}$$

TIPO DE FILTRO CAPACITIVO.

$$C = \frac{10}{4 * \sqrt{3} * f * r * V_m} = \frac{2.0}{4 * \sqrt{3} * 60 * 0.1 * 14\sqrt{2}}$$
$$C = 2430 \text{ }\mu\text{F}, \quad 25 \text{ V}$$

$$V_{CC} = \frac{V_m + V_{min}}{2}$$

$$V_{min} = 2 \text{ V}_{CC} - V_m = 2(15) - 14\sqrt{2}$$

$$V_{min} = 10.2 \text{ V}$$

$$V_r \text{ pp} = V_m - V_{min} = 14\sqrt{2} - 10.2$$

$$V_r \text{ pp} = 9.6 \text{ V}$$

considerando que é o valor da corrente no rectificador.

Portanto:

$$I_p \cdot T_1 = I_{CC} \cdot T_2$$

$$\frac{T_1}{V_r \cdot pp} = \frac{T/4}{V_m}$$

$$T_1 = \frac{V_r \cdot pp \cdot (T/4)}{V_m} = \frac{9.6 \cdot (1/60 * 4)}{14\sqrt{2}}$$

$$T_1 = 2.02 \text{ mseg}$$

$$T_2 = \frac{T}{2} - T_1 = \frac{1}{2 * (60)} - 0.002$$

$$T_2 = 6.3 \text{ mseg}$$

$$I_p = I_{CC} * \frac{T_2}{T_1} = 2.0 * \frac{6.3}{2.02}$$

$$I_p = 6.24 \text{ A}$$

RESISTENCIA DE PROTECCION DE LOS INDICADORES

$$R1 = \frac{V_{out} - V_{led}}{I_{r1}} = \frac{5 - 1,8}{32 \text{ mA}}$$

$$R1 = 334 \Omega$$

$$Pr1 = R1 * (Ir1)^2 = 334 * (32)^2$$

$$Pr1 = 342 \text{ mW}$$

$$R2 = \frac{V_{out} - V_{led}}{I_{r2}} = \frac{5 - 1,8}{32 \text{ mA}}$$

$$R2 = 100 \Omega$$

$$Pr2 = R2 * (Ir2)^2 = 100 * (32)^2$$

$$Pr2 = 102,4 \text{ mW}$$

3.1.3 TABLA DE DATOS.

PARA EL SDK-85

SECCION TRANSFORMADOR

	V (V)	I (A)	número de vueltas	Calibre del conductor
primario	120	93,75	1413	AWG # 31
secundario	8	1,4	94	AWG # 20

SECCION RECTIFICADOR, FILTRO Y REGULADOR

V _{CC} in (V)	V _{CC} out (V)	I _{CC} (A)	r (Ω)	I _P (A)	D (uf)
9	5	1,5	10	3,62	12977/25V

SECCION INDICADOR DE POTENCIA

$$R_2 = 100 \text{ Ohmios} \approx 102,4 \text{ mW}$$

TOTAL 17V

PARA RESTO DEL SISTEMA

SECCION TRANSFORMADOR

	V (V)	I (A)	número de vueltas	calibre del conductor
primario	120	0,260	789	DIN - 26
secundario	14	2,6	91	DIN - 17

SECCION RECTIFICADOR, FILTRO Y REGULADOR

Vcc in (V)	Vcc out (V)	Icc (A)	r (%)	Ip (A)	C (uf)
15	12	2,0	10	6,24	(2430/25W)

SECCION INDICADOR DE POTENCIA

$$R_1 = 334 \text{ Ohmios (} 342 \text{ mH)}$$

TABLA V

3.1.4 SELECCION DE ELEMENTOS:

para el SPA-95

selección de los indicadores encendidos para los transformadores

$$a_1 = 3,75 \text{ cm}$$

$$a_2 = 3,05 \text{ cm}$$

circuito rectificador y filtro

Ref	ECG	Ito de (A)	PRV (V)	I	Ipo (mA)	Vak mV	FILTRO
OMRON15307	4,5	1000	50	140	3000/25	M	

Regulador fijo de voltaje

Ref	ECG	Ito de Vto maxima (A)	Vto (V)	I	Pd (mA)	Vto (V)	Env
OMRON9K1	309K	1,5	35	740	20	45	HTO-3

Resistencia del indicador

$$R2 = 100 \text{ ohmios} (= 250 \text{ mil})$$

tabla VI

PARA EL RESTO DEL SISTEMA

Área de los núcleos escogidos para los transformadores

$$a_1 = 7,20 \text{ cm}^2$$

$$a_2 = 6,85 \text{ cm}^2$$

Puente rectificador y filtro

Disp.	ECG	Ito dc (A)	PRV (V)	Ip (A)	Vat. max	FILTRO uf
7BR361	53101	4.0	600	250	1.0	3300/25V

Regulador fijo de voltaje

Disp.	ECG	Ito dc (A)	Vin mait (V)	Vth min	Ed (W)	Vo (V)	Env.
7B12KC1	1914	1.5	35	14	15	12	1 TO -3

Resistencia del indicador

$$R_1 = 330 \text{ Ohmios} (+ 500 \text{ m}\Omega)$$

TABLA VII

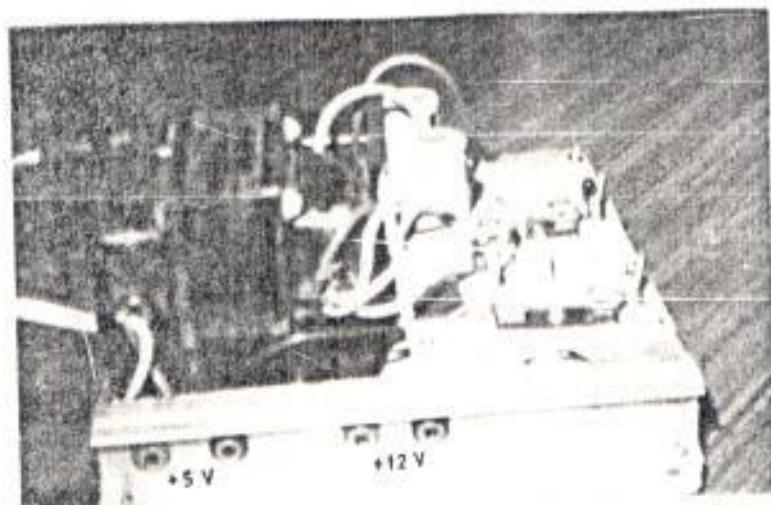


FIGURA 33. ARREGLO DE ELEMENTOS EN LA FUENTE

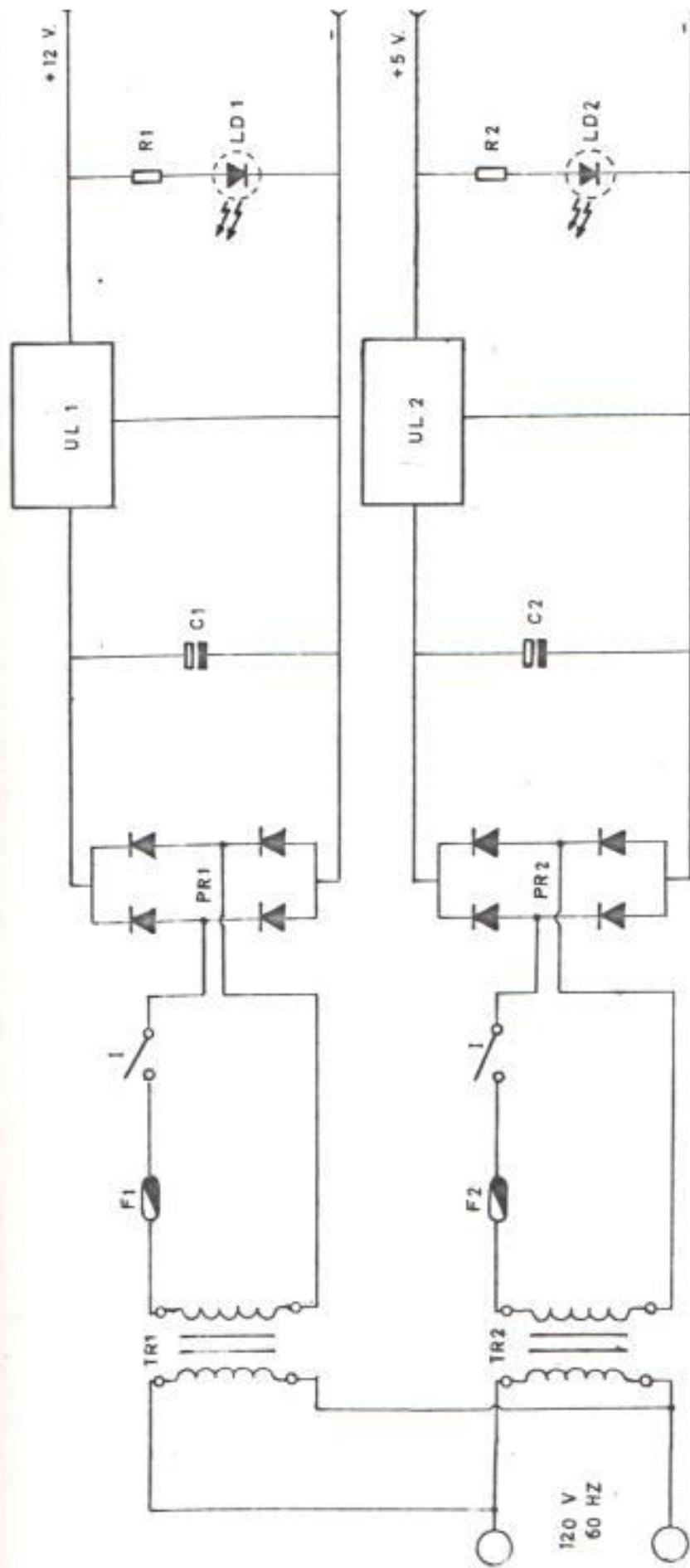


FIGURA 35. DIAGRAMA CIRCUITAL DE LA FUENTE

3.2 MODELAJE DE LA UNIDAD INTERFAZ A 4 HILOS.

La unidad de Baja Frecuencia INTERFAZ A 4 HILOS es la encargada de procesar el sonido de audio que será recibida y trasmisida por la unidad transceptor.

El diagrama de bloques de la unidad se presenta en la figura 36.

su función principal es la de tratar la señal entre un canal del equipo multiplex con el transceptor.

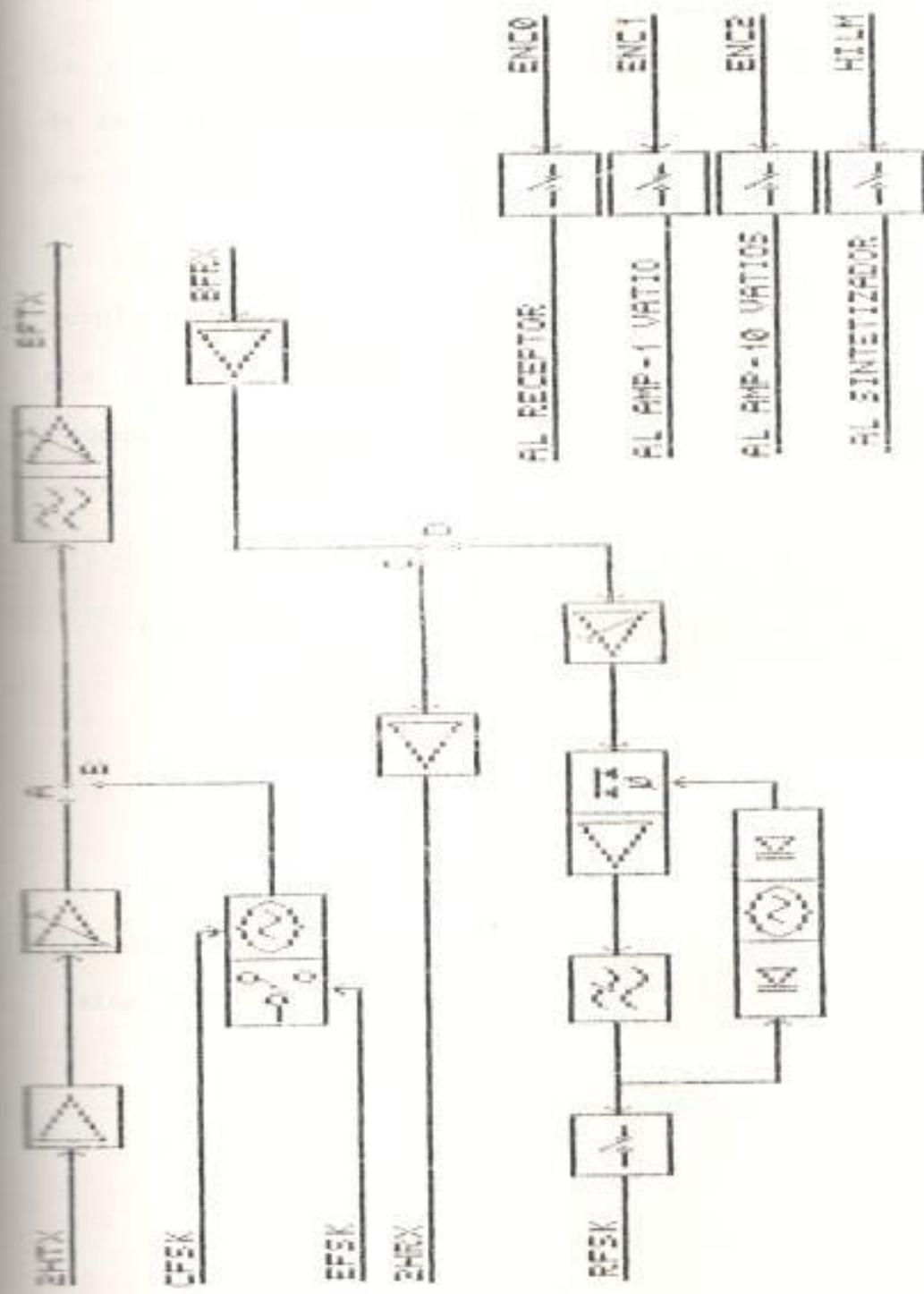
En esta unidad se baliza también el circuito de envío y recepción de datos.

Para la transmisión de datos utilizamos el código FSK, siendo las frecuencias de los canales media y espaciado 1070 y 1240 Hz, respectivamente.

En la figura 37 se presenta el arreglo de los elementos en la unidad implementada, en la figura 38 se muestra el diagrama de pista desarrollado.

3.2.1 ESPECIFICACIONES.

Nivel de transmisión	+14,5 dBm
Nivel de recepción	+4,5 dBm
Impedancia	600 Ohmios
Nivel de acople a radio terri-	-55 dBm
Alimentación	112 Vdc



卷之三

3.2.2 ACOPLAMIENTO AL TRASCEPTOR DE RADIO.

La unidad está compuesta por dos cadenas amplificadoras. La transmisora que adapta la señal de audio exterior al transceptor y la receptora, que amplifica la señal proveniente del transceptor.

La cadena transmisora de la unidad consta de 3 etapas de amplificación, y es desarrollada en forma completa por la micrológica ULT.

La señal de audio entra a un amplificador estable acoplado en alterna (ULT: pines 2,3, y 1). La frecuencia de corte, que es el punto al cual la amplitud de la respuesta es 3 dB menor a la ganancia de frecuencia media viene dada por:

$$f_{corte} = \frac{1}{2 * R_2 * C_1} = \frac{1}{2 * 1500000,000001}$$

$$f_{corte} = 10,6 \text{ Hz}$$

La resistencia R4 tiene la finalidad de aumentar la impedancia de entrada y disminuir la de salida, su valor se calcula mediante la expresión:

$$R_4 = \frac{R_3 * R_2}{R_3 + R_2} = \frac{100 * 15}{100 + 15}$$

$$R_4 = 13,04 \text{ k}\Omega$$

El segundo amplificador (diáspines 5,6, y 7), es un circuito inversor con ganancia ajustable y su finalidad es de comprimir la cadena transmisora para entregar a la radio los -5 dBm requeridos.

El tercer amplificador (diáspines 7,10, y 8), es un filtro activo de pasa banda. La frecuencia de corte inferior de la banda viene dada por:

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi * R7*C2} = \frac{1}{2\pi * 4700 * 0,000000047}$$

$$f_{\text{corte}} = 720,5 \text{ Hz}$$

La frecuencia de corte superior es por tanto:

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi * R6*C2} = \frac{1}{2\pi * 100 * 0,00000047}$$

$$f_{\text{corte}} = 3386 \text{ Hz}$$

Dado que:

$$C3*R7 = C2*R6$$

La ganancia a frecuencia de banda es:

$$G = 20 \cdot \log \frac{R7}{R6} = 20 \cdot \log 12$$

El puente A permite el tránsito de la señal de voz, el puente B la de datos. El puente C en la cadena receptora, recibe la señal de voz. El puente D permite el tránsito de los tonos de datos.

La cadena receptora de señal de voz está formada por dos etapas de amplificación. La configuración es doble inversora; siendo desarrollada por la micrológica uL2. El potenciómetro P2 permite el ajuste de la señal para entregar el nivel necesario a la sección receptora de datos.

Para la transmisión de datos utilizamos el código FSK. Un circuito excitador de audio, implementado por el temporizador 555, enviará los dos tonos correspondientes a las frecuencias de marca y espacio, representando en audio el "1" lógico y "0" lógico de la señal digital a transmitir desde el microcomputador.

La frecuencia de libre oscilación del transmisor de datos se expresa por:

$$f_0 = \frac{1,44}{(R14 + 2 \cdot R15) \cdot C} = \frac{1,44}{(4700 + 20000) \cdot 0,047}$$

$$f_0 = 1240 \text{ Hz}$$

Los tonos de 1240 y 1070 Hertz se obtienen al colocar a nivel bajo o alto respectivamente el hilo EFSK. El hilo CFSK colocado a nivel bajo desactiva el circuito transmisor de datos.

El receptor FSK utiliza la técnica de los osciladores enganchados en fase, mediante VCO, para determinar a partir del desplazamiento de una puentadora, el dato binario que ha sido recibido.

El receptor de datos ha sido implementado basado en el funcionamiento del 565, el cual forma un LAZO DE ENGANCHE DE FASE, como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 36.

La frecuencia de libre oscilación del receptor, que aparece cuando ambas entradas son aterrizadas, es determinada a partir de la ecuación:

$$f_0 = \frac{1.2}{4 + P4 * CB}$$

Esta frecuencia ha sido ajustada a 50 KHz. Siendo corregida por el potenciómetro P4, para que en la salida del pin 7 del demodulador del 565, aparezca un pequeño nivel d.c., cuando la frecuencia de 1070 Hz es aplicada en la entrada del pin 2.

El capacitor C9, forma con la resistencia interna del dispositivo, típicamente 3.6 K, un simple filtro de lazo de primer orden. Este capacitor se ha escogido pequeño para eliminar el sobrenivel del pulso de salida. La red de filtros escalonada es utilizada para quitar la componente portadora de la salida. Finalmente, para convertir el nivel d.c. entregado por el 565 y la red de filtros a niveles lógicos, utilizamos un circuito comparador.

La commutación de los hilos E y H presentes en el multiplex es detectada y enviada por el microcomputador, mediante los cambios de estado de los hilos HERF, HERT, HMRF, y HERF. En la figura 5 se presenta el diagrama circuital de la unidad.

La tarjeta presenta 3 indicadores luminosos que al encenderse significan:

INDICADOR ROJO: presencia de alimentación +12 V.

INDICADOR AMARILLO: activación del hilo HMRF.

INDICADOR VERDE: activación del hilo HERF.

La unidad ha sido diseñada para por si misma ser capaz de encender al transceptor de radio y permitir realizar mediciones en ausencia del microcomputador para ello se ha provisto a la unidad de un circuito regulador que proporciona la tensión de 10 Voltios a partir de una misma fuente de +12 Voltios.

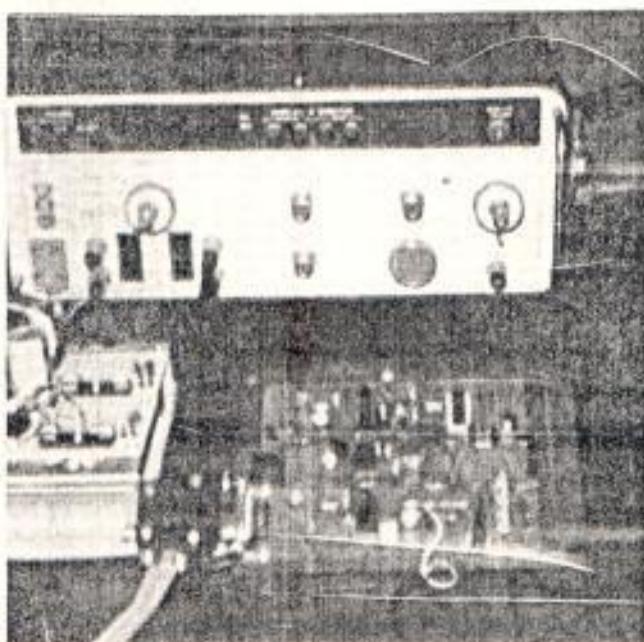
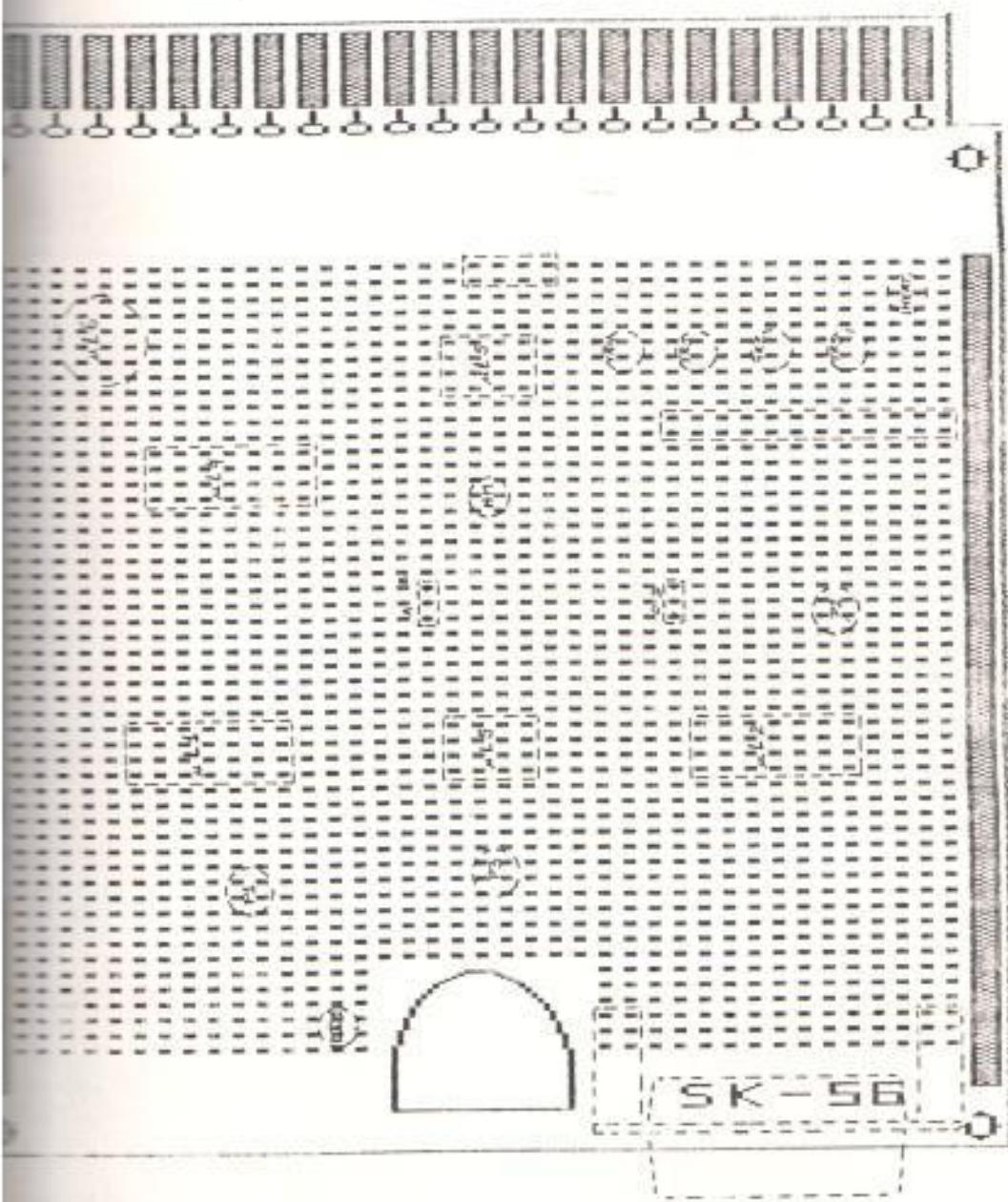


FIGURA 37. ARREGLO DE ELEMENTOS EN EL INTERFAZ.

FIGURA 28. DIAGRAMA DE PISTA DEL INTERFAZ



LISTA DE COMPONENTES

UNIDAD: INTERFAZ A 4 HILOS

DESCRIPCION	REFERENCIA
C. 1 UF 10 VNCC	C 01
C. 0,47 UF 10 VNCC	C 02
C. 0,047 UF 10 VNCC	C 03
C. 10 UF 10 VNCC	C 04
C. 1 UF 10 VNCC	C 05
C. 10 UF 10 VNCC	C 06
C. 0,1 UF 10 VNCC	C 07
C. 0,047 UF 10 VNCC	C 08
C. 0,047 UF 10 VNCC	C 09
C. 0,022 UF 10 VNCC	C 10
C. 0,022 UF 10 VNCC	C 11
C. 0,022 UF 10 VNCC	C 12
C. 0,022 UF 10 VNCC	C 13
P. 20 KOHM 0,5 W	P 01
P. 20 KOHM 0,5 W	P 02
P. 20 KOHM 0,5 W	P 03
P. 25 KOHM 0,5 W	P 04
R. 680 OHM 0,5 W	R 01
R. 15 KOHM 0,25 W	R 02
R. 100 KOHM 0,25 W	R 03
R. 10 KOHM 0,25 W	R 04
R. 10 KOHM 0,25 W	R 05
R. 100 OHM 0,25 W	R 06
R. 4,7 KOHM 0,25 W	R 07
R. 620 OHM 0,5 W	R 08
R. 1 KOHM 0,25 W	R 09
R. 10 KOHM 0,25 W	R 10
R. 2,7 KOHM 0,25 W	R 11
R. 10 KOHM 0,25 W	R 12
R. 620 OHM 0,5 W	R 13
R. 620 OHM 0,5 W	R 14
R. 10 KOHM 0,25 W	R 15
R. 10 KOHM 0,25 W	R 16
R. 10 KOHM 0,25 W	R 17
R. 10 KOHM 0,25 W	R 18
R. 4,7 KOHM 0,25 W	R 19
R. 100 KOHM 0,25 W	R 20
R. 10 KOHM 0,25 W	R 21
R. 100 OHM 0,5 W	R 22
R. 1 KOHM 0,25 W	R 23
R. 1 KOHM 0,25 W	R 24
R. 1 KOHM 0,25 W	R 25

R. 110 OHM	0,25 W	R	26
R. 62 OHM	0,25 W	R	27
R. 100 OHM	0,25 W	R	28
CI. MC3503 L	4-OPAM	UL	01
CI. MC 3503L	4-OPAM	UL	02
CI. UA 741CP	OPAM	UL	03
CI. NE 565N	DEMODULADOR FSK	UL	04
CI. NE 555P	MODULADOR FSK	UL	05
CI. 78M05HM	REGULADOR +5 V.	UL	06
TR. 2N720A	TRANSISTOR DE CONMUTACION	TR	01
TR. 2N720A	TRANSISTOR DE CONMUTACION	TR	02
TR. 2N720A	TRANSISTOR DE CONMUTACION	TR	03
TR. 2N720A	TRANSISTOR DE CONMUTACION	TR	04

CONECTOR HEMBRA DA 155 531

CONECTOR AMP-4 MACHO

R. 110 OHM 0,25 W
 R. 62 OHM 0,25 W
 R. 100 OHM 0,25 W

3.3 LA UNIDAD DE CONTROL.

3.3.1 GENERALIDADES.

El microcomputador a utilizarse es el Kit SDK-85 de la INTEL, el mismo que fue seleccionado por su disponibilidad en los Laboratorios de la ESPOL, su tamaño reducido, capacidad de memoria adecuada, facilidad de adaptación de circuitos adicionales de control y su costo. El apéndice A resume las características del sistema microcomputador anteriormente citado.

La unidad de control del equipo monocanal será la encargada de dar las órdenes necesarias para la actuación de los circuitos sensores en la unidad de Baja Frecuencia ó interfaz a 4 hilos y encendido del módulo transceptor de radio. El programa consta de varias subrutinas que facilitan la tarea de control; tales son: ENLA y DISP para supervisar el enlace de radio y ofrecer leyendas en el visualizador alfanumérico. Otras subrutinas son MARC y DATO que se encargan de la marcación decádica y la transferencia de datos en código FSK respectivamente.

Entre las funciones más importante que ejecuta anotamos las siguientes:

- a) Exploración de las variables de entrada.
- b) Establecimiento y supervisión del enlace radio.
- c) Generación de alarmas locales del equipo.

3.3.2 DEFINICION DE PUERTOS.

Los puertos de entrada y salida que serán utilizados para realizar la interface con el módulo transceptor, y la unidad Baja frecuencia se detallan a continuación:

PUERTO DE ENTRADA 21H

BIT	SIGNAL	DESCRIPCION
1	RADC	Indicador de abonado(1) o central(0).
2	EMDF	Detector de bito E del interfaz central.
3	REISK	Recepción del código digital ESK.
4	TORX	Indicador de Transmisor (1) o receptor (0)
5		Bit menos significativo a transmitir
6		Bit a transmitir
7		Bit más significativo a transmitir
8	HILE	Detección bito e del transceptor.

PUERTO DE SALIDA 21H

BIT	SIGNAL	DESCRIPCION
0	EFSK	Envio de tonos ESK.

BIT	SIGNAL	DESCRIPTION
1	ENCO	Encender receptor.
2	ENC1	Encender transmisor.
3	ENC2	Encender potencia del transmisor.
4	IIFSK	Activar circuito de datos.
5	TIMB	Activar timbre.
6	MICR	Micrófono canal vocal.
7	HME	Envío de bit H al radiofijo.
8	HMR	Envío de bit H al transceptor.

3.3.5 COMANDOS DE SUPERVISION.

Los comandos de supervisión se refieren a las funciones que realizarán las diferentes teclas del SDK-B5.

tecla	función
D	Predisposición para transferencia de datos.
F	Predisposición para enlace por canal vocal.
NEXT	Envío de grupo de datos.
EXEC	Salida de cualquier modo de operación.
RESET	Salida al programa HONITOR.
• AL 9	Teclado equivalente al disco de navegación.

3.3.6 SUBRUTINAS.

SUBRUTINA FORMATOS

La subrutina presenta 2 parámetros al llamado: los en el frontal de los visualizadores. En el caso de registrador H-L se colocarán la dirección frontal del primer carácter.

2080	DISP	MVI A, 00	3E	00	
2082		MVI B, 00	CE	00	
2084		CALL OUTPT	CD	02	VISUALIZAR FIE
2087		MVI A, 04	3E	04	CAMPO DIRECCION
2087		ADD L	05		
2088		MVI A, 01	3E	01	VISUALIZAR EN
208C		CALL OUTPT	CD	02	CAMPO DATOS
208F		RET	C9		

SUBRUTINA ENLACE

La subrutina envía la señalización de 3025 Hertz y espera por la contestación supervisando además el proceso de conversación.

2090	ENLA	MVI A, 07	3E	07	ABRIR CANAL Y
2092		OUT 22	65	22	OUTPMAEL H-ERT
2094		IN 2A	DB	2A	
2096		ANI BO	E6	80	DETECTOR H-ERT
2098		CPI BO	EE	80	
209A		JNZ ENLA	CF	90	20
209D		RET	C9		

SUBRUTINA MARCACION

esta subrutina realiza el proceso de elaboración de los pulsos de marcación decadales.

2800	MARC	CALL RDKED	CD	E7	02	
2803		CPI EXEC	FE	10		TECLA EXEC
2805		JZ XSAL	CA	50	28	
2808		CPI 00	FE	00		
280A		JZ RESR	CA	15	28	
280D		CPI 0A	FE	0A		
280F		JNC MARC	D2	00	28	
2812		JMP SALV	C3	17	28	
2815	RESR	MVI A, 0A	3E	00		
2817	SALV	STA 2BFF	32	FE	28	
281A		CALL UPDT	CD	6E	03	VISUALIZAR
281D		LDA 2BFF	30	FE	28	NUMERO
2820		MOV C,A	4F			
2821		MVI B, 01	06	01		
2823	SEGN	MVI A, 27	3E	27		ACTIVAR ALRF,
2825		OUT 22	D3	22		ENCO,1,2 Y H-MRT
2827		CALL ATRS	CD	4C	28	RETARDO
282A		MVI A, A7	3E	67		DESACTIVAR
282C		OUT 22	D3	22		H-HRT
282E		MOV A,B	70			
282F		CMP C	B9			NUMERO=REG. B
2830		JZ TEMP	CD	50	28	
2833		INR B	04			INCREMENTAR B
2834		CALL ATRS	CD	4C	28	RETARDO
2837		JNP SEGN	C3	23	28	
283A	TEMP	CPI 0A	FE	0A		
283C		JZ MARC	CA	00	28	
283F	INCR	INR B	04			
2840		CALL ATRS	CD	4C	28	
2843		MOV A,B	70			
2844		CPI 0A	FE	0A		
2846		JZ MARC	CA	00	28	
2849		JMP INCR	C3	3F	28	
284C	ATRS	LHLD FFFF	2A	FF	FF	COLOCAR RETARDO
284F		XCHG	EB			
2850		CALL DELAY	CD	F1	05	
2853		LHLD FFFF	2A	FF	FF	COLOCAR RETARDO
2856		XCHG	EB			
2857		CALL DELAY	CD	F1	05	
285A	XSAL	RET	C9			

ENTRADA DATOS

esta subrutina realiza la transmisión en FSK del código
radiodigital predisposto en el registro del microcontrolador.

• SDK-RS radio transmitter.

2800	DATO LXI D,2000	01	06	20	
2803	CALL D1SF	CD	05	20	
2806	CALL ENLA	CD	70	20	
2809	JN 2A	DB	20		ELIMINAR UTE-5
280B	ANI 0B	EE	07		ELIMINAR 20
280D	CPI 0B	FF	08		RS-232 TRANSMITTER
280E	JME D2R%	CE	11	20	
2822	DATX CALL RDKDD	ED	E7	00	WINDOWS
2825	MOV C,A	4F			
2826	CPI EXEC	EE	10		
2828	JZ XSDA	DA	60	20	
282B	JNC DATX	D2	72	20	
282E	MVI B, 00	96	00		
2831	LADZ CMP B	1C			
2831	JZ TOFF	05	00	20	
2834	MVI A, 00	9E	00		ELIMINAR TOFF
2836	OUT 21	01	11		
2838	MOV A,C	17			
2839	INR B	41			
2840	JMP LADZ	15	00	20	
2850	TOFF CALL UPDDT	CD	6E	03	
2850	MVI A, 00	9E	00		PUTTER TIME
2852	OUT 21	01	21		
2854	JMP DATX	15	22	20	
2857	D2R% MVI A, 00	7E	00		RS232 RECEPTOR
2859	CALL UPDDT	CD	6E	03	INSTALAR DD-00
2860	CERO MVI B, F3	06	E3		AJUSTE RETARDOO
2861	IN 20	09	20		
2860	ANI 04	EE	04		
2862	CPI 04	EE	04		
2864	JNZ CERO	CE	20	20	
2867	BREG INR B	cd			
2868	IN 20	09	20		
286A	ANI 04	EE	04		
286C	CPI 04	EE	04		
286E	JZ BREG	03	07	20	
2871	MOV A,B	23			
2882	CALL UPDDT	CD	6E	03	INSTALAR DATU
2885	EI	FF			
2886	JMP CERO	CE	00	20	
2887	XSDA RET	CE			

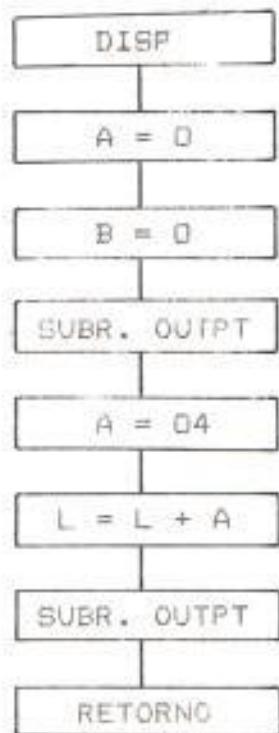


FIGURA 40. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBRUTINA FORMATO

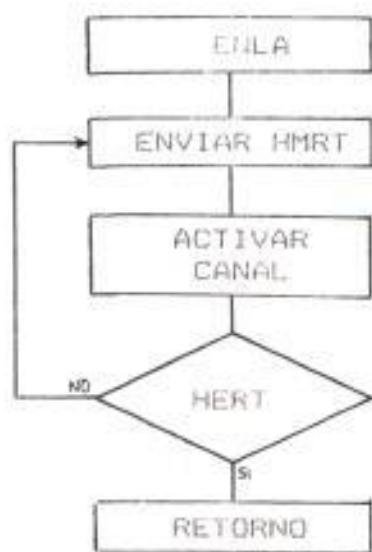


FIGURA 41. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBRUTINA ENLACE

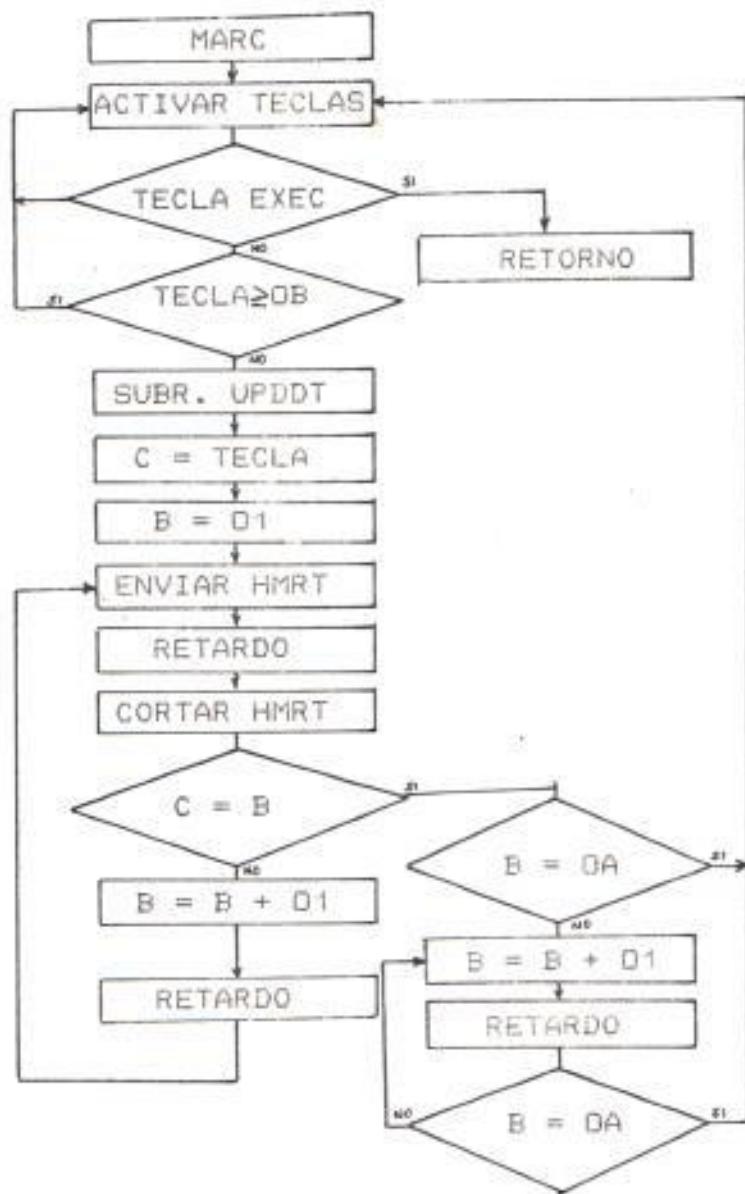


FIGURA 42. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBRUTINA MARCAR

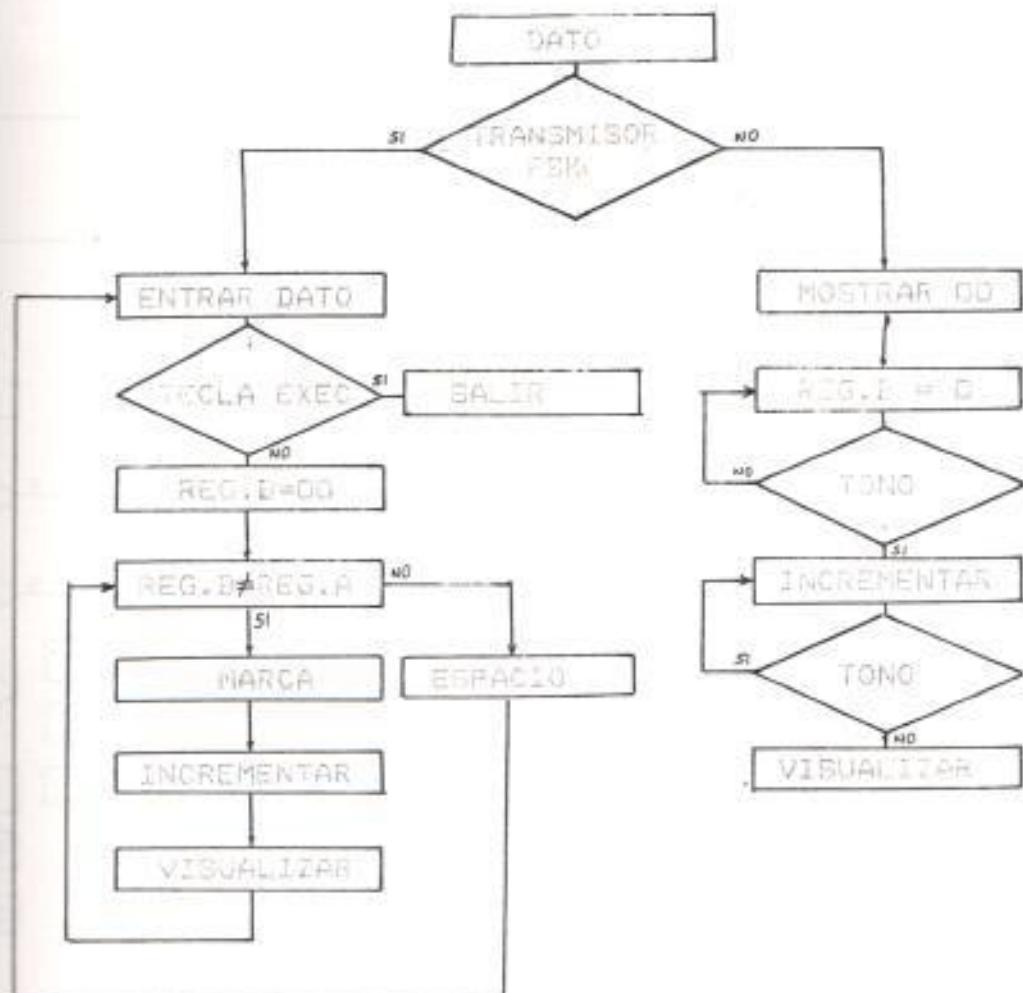


FIGURA 49. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBRUTINA DATA

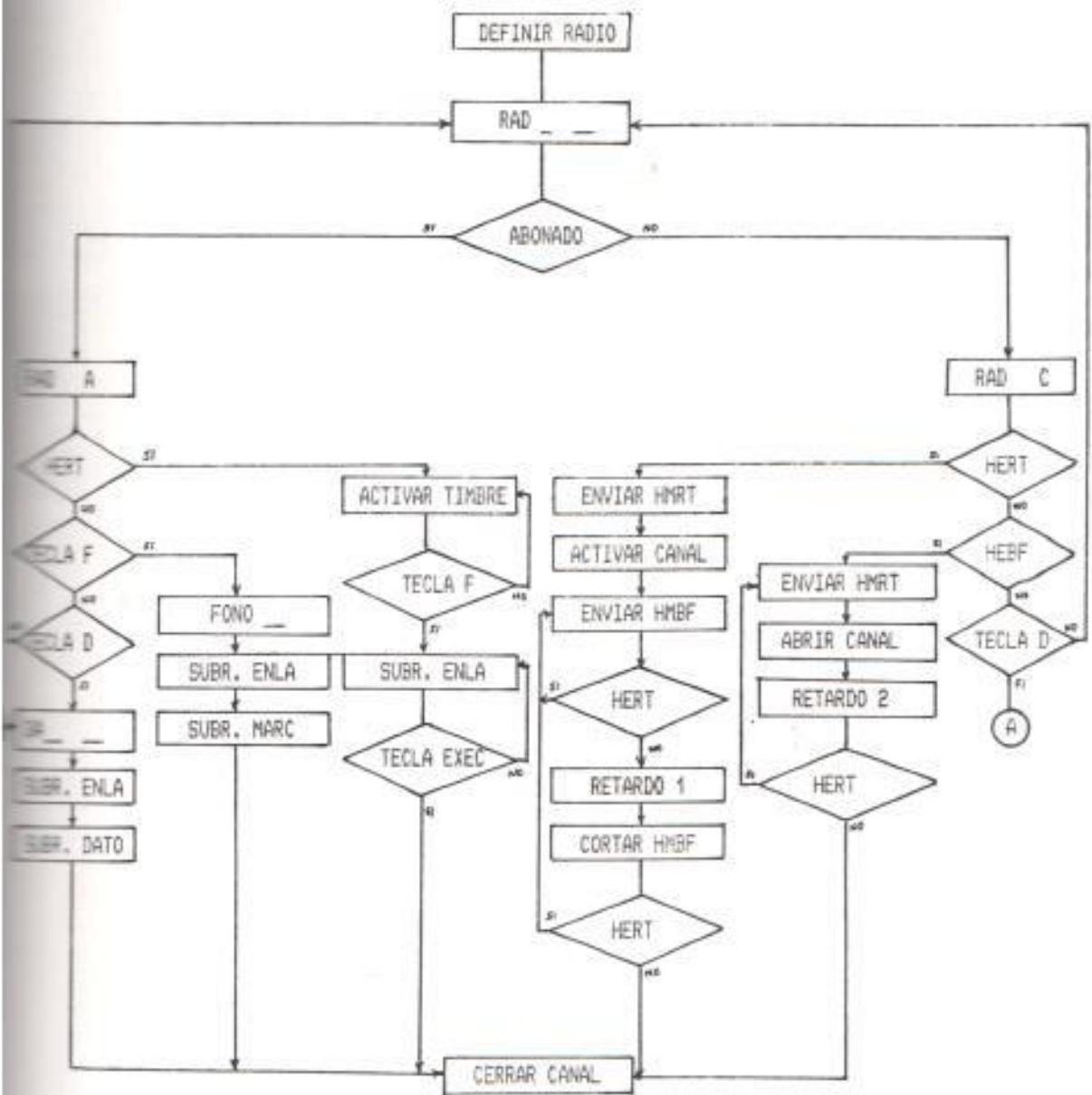


FIGURA 44. DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL

SUB. B. PROGRAMA DE INSTRUCCIONES.

LOCALIDADES DE MEMORIA RESERVADAS POR EL PROGRAMA
RADIO ADORADO

LOC.	DATO	DESCRIPCION
207E	14	FORMAR LETRA R
207F	0A	FORMAR LETRA A
2080	0D	FORMAR LETRA D
2081	15	BLANCO
2082	15	BLANCO
2083	0A	FORMAR LETRA A
2084	0F	FORMAR LETRA F
2085	00	FORMAR LETRA O
2086	12	FORMAR LETRA E
2087	00	FORMAR LETRA O
2088	15	BLANCO
2089	15	BLANCO
208A	0D	FORMAR LETRA D
208B	04	FORMAR LETRA A
20AC	15	BLANCO
20AD	15	BLANCO
20AE	15	BLANCO
20AF	15	BLANCO
2BFF		GUARDAR CIERRA HARO

2000	INIC	LXI SP,28FA	31	F9	29	DEFINIR PUNTERO PUERTOS 29 Y 2A
2003	MVI A, 0C	3F 0C				ENTRADAS
2005	DUT 28	03 28				PUERTOS 21 Y 22
2007	MVI A, 03	3F 03				SALIDA
2009	DUT 20	03 20				INTERRUPCIONES
200B	MVI A, 0A	3F 0A				7,5 Y 6,5
200D	SIM	70				FORMATOS
200E	LXI H, 209E	21 9E	20			+ Ad. 0
2011	CALL DISP	C0 00	20			ENCENDER RECEPTOR
2014	MVI A, 01	3F 01				DETECTOR H-ERT
2016	DUT 22	03 22				DETECTOR TECLA F
2019	ABON IN 2A	0B	20			DETECTOR TECLA D
201A	ANI B0	E6 B0				JNZ ENTR
201C	CPI B0	FE B0				JMP FIN
201E	JZ TIMB	C0 54	20			JMP ABON
2021	ET	F8				CALL CLEAR
2022	JMP ABON	C0 4E	20			CALL RDKBD
2025	ENTR CALL CLEAR	C0 E7	03			CPI OF
2028	CALL RDKBD	C0 E7	02			JZ FONO
202B	CPI OF	FE 0F				CPI OB
202D	JZ FONO	C0 50	20			JNZ ENTR
2030	CPI OB	FE 00				CALL DATO
2032	JNZ ENTR	C0 25	20			JMP FIN
2035	CALL DATO	C0 80	20			LXI H, 2084
2038	JMP FIN	C0 60	20			CALL DISP
2041	MVI A, B2	3F B2				MVI A, B2
2043	STA 1900	32 00	19			STA 1900
2046	MVI A, BA	3F B0				MVI A, BA
2048	STA 1800	32 00	18			STA 1800
204B	CALL ENLA	C0 90	20			CALL ENLA
204E	CALL MARC	C0 00	20			CALL MARC
2051	JMP FIN	C0 60	20			JNZ TIMB
2054	HVI A, 11	3F 11				MVI A, 11
2056	DUT 22	D3 22				ETCO Y TEHO
2058	CALL RDKBD	C0 E7	02			CALL RDKBD
205B	CPI OF	FE 0F				CPI OF
2060	JNZ TIMB	C0 54	20			JNZ TIMB
2062	CALL ENLA	C0 70	20			CALL ENLA
2063	EXTB CALL RDKBD	C0 E7	02			CALL EXEC
2066	CPI EXEC	FE 10				JNZ EXTB
2068	JNZ EXTB	C0 63	20			MVI A, 01
206B	FIN MVI A, 01	3F 01				DUT 22
206D	DUT 22	D3 22				JMP INIC
206F	JMP INIC	C0 00	20			JMP ENTR
207E						

LOCALIDADES DE MEMORIA RESERVADAS POR EL PROGRAMA
RADIO-CENTRAL

LOC.	DATO	DESCRIPCION
209E	14	FORMAR LETRA R
209F	0A	FORMAR LETRA O
20A0	0D	FORMAR LETRA D
20A1	15	BLANCO
20A2	15	BLANCO
20A3	0C	FORMAR LETRA C
20A4	0F	FORMAR LETRA F
20A5	00	FORMAR LETRA O
20A6	12	FORMAR LETRA P
20A7	00	FORMAR LETRA O
20A8	15	BLANCO
20A9	15	BLANCO
20AA	0D	FORMAR LETRA D
20AB	0A	FORMAR LETRA A
20AC	15	BLANCO
20AD	15	BLANCO
20AE	15	BLANCO
20AF	15	BLANCO

PROGRAMA PRINCIPAL DEL PROGRAMADOR

INIC	LXI SP,28FA	31	FF	28	DEFINIR PUNTERO
	MVI A, 0C	3E	0C		PUERTOS 29 Y 20
	OUT 28	D3	28		ENTRADAS
	MVI A, 03	3E	03		PUERTOS 21 Y 22
	OUT 20	D3	20		SALIDAS
	MVI A, 04	3E	04		INTERRUPCIONES
	SMI	50			7.5 Y 6.5
	LXI H, 209E	54	C1	90	CHPHATD
	CALL DISE	CD	90	20	rad_ _C
	MVI A, 01	3E	01		
	OUT 22	D3	22		ENCENDER RECEPTOR
CENT	IN 2A	DD	2A		
	ANI BO	E6	00		DETECTOR H-BRT
	CPI BO	FE	00		
	JZ HMRT	CD	9F	20	
	IN 2A	DD	2A		
	ANI 02	E4	02		DETECTOR H-BRF
	CPI 02	FE	02		
	JZ LLAM	CD	6E	20	
	E1	FF			
	JMP CENT	CD	10	20	
ENTR	CALL TLEON	CD	02	01	
	CALL RDKB0	CD	F7	92	
	CPI 0D	FE	0D		TECEA_0
	JNZ ENTR	C2	2F	20	
	CALL DATO	CD	60	20	
	JMP FIN	C5	71	20	
HMBT	MVI A, 07	3E	07		ABRIR CANAL Y
	OUT 22	D3	22		ACTIVAR H-BRT
HMBF	MVI A, E7	3E	E7		ACTIVAR H-BRF
	OUT 22	D3	22		
	LXI D, 0000	11	00	00	
QUES	IN 2A	DD	2A		
	ANI BO	E6	00		DETECTOR H-BRT
	CPI BO	FE	00		
	JZ HMBF	CD	43	20	
	MVI A, A7	3E	A7		CORTAR H-BRF
	OUT 22	D3	22		
	INX D	12			
	MOV A,D	70			
	CPI FF	FE	FF		
	JNZ QUES	C2	40	20	
	MOV A,E	70			
	CPI FF	FE	FF		
	JNZ QUES	C2	40	20	
	JMP FIN	C5	71	20	
LLAM	MVI A, 07	3E	07		
	OUT 22	D3	22		
	CALL ENLA	CD	90	20	
	JMP HMRT	CD	3E	20	
FIN	MVI A, 01	3E	01		
	OUT 22	D3	22		
	JMP INIC	CD	00	00	
	JMP ENTR	CD	2E	20	

CORTAR H-BRF

CORTAR H-BRT

4

CAPITULO IV

MANTENIMIENTO

4.1 GENERALIDADES.

El presente capítulo ha sido estructurado de tal forma de dar a conocer el procedimiento de control, ajuste, y puesta en operación llevados en los laboratorios de Radiomonocanales y que determinan el estado operativo de un determinado equipo.

Las pruebas de supervisión se realizarán en dos modos: Localmente y Globalmente, esto es; analizando un equipo y los dos monocanales enlazados.

Las pruebas locales serán realizadas en forma similar sobre cada radiomonocanal. En esta tesis se presentan los resultados obtenidos sobre nuestro prototipo y se entrega los resultados típicos dados por el fabricante.

Para establecer el enlace entre los monocanales utilizaremos atenuadores que representarán las pérdidas que por espacio libre se presentan en un trayecto radio eléctrico.

4.2 EQUIPOS UTILIZADOS.

La siguiente descripción se refiere a los equipos disponibles en el Laboratorio de Electrónica Móvil del IIEET, y que fueron utilizados para el desarrollo de la presente tesis:

ANALIZADOR DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES

MARCA: MOTOROLA INC, U.S.A.
MODELO: R-2001 D.

OSCILOSCOPIO

MARCA: TEKTRONIX GUERSEY Ltd, C.I.
MODELO: 2465.

CONTADOR ELECTRONICO

MARCA: HEWLETT-PACKARD.
MODELO: 5340 A.

MEDIDOR DE NIVEL

MARCA: WANDEL & GUTTERMANN, INC.
MODELO: PMG-3.

VOLTMETRO DIGITAL

MARCA: FLUKE
MODELO: 77

ATENUADOR DE PASO

MARCA: NARDA.
MODELO: 704B-99.

CABLES COAXIALES A 50 OHMIOS

ADAPTADORES Y CONECTORES

4.3 TIPOS DE PRUEBAS.

Las siguientes son las pruebas típicas que se realizan sobre los equipos monocanales. Los resultados de las mismas sobre nuestro prototipo son presentados en las tablas VIII, IX, X. En la figura 45, se presenta la ubicación de los equipos de medición.

4.3.1 TRANSMISION.

LECTURA DE POTENCIA Y FRECUENCIA.

La medición fue directa y observada en la pantalla del ANALIZADOR DE SISTEMAS. Para realizar esta medición proceda de la siguiente manera:

1. Conecte la salida del transceptor a la entrada del ANALIZADOR y seleccione la función MONITOR.
2. Digite la frecuencia de operación del monocanal en el teclado del ANALIZADOR DE SISTEMAS. Si se desconoce la frecuencia, utilice el CONTADOR ELECTRONICO para determinarla directamente o búsqueda mediante la rotación de la perilla de exploración de radiofrecuencia (RF SCAN) en el frontal del ANALIZADOR.
3. Verifique que se cumplan:

POTENCIA (38,5 dBm)	7	Vatios
ERROR DE FRECUENCIA	±200	Hertz

Para ajuste a estos valores refiérase a la tabla XI.

VERIFICA DE LA DESVIACION DE FRECUENCIA

Para las pruebas de desviación de frecuencia se enviará un tono de 1000 Hertz, con un nivel de -14,5 dBm verificando que se produzca una desviación de ±3 Kilohertz. El procedimiento experimental es detallado a continuación:

1. Vuelva a la predisposición anterior.
2. Utilizando el MEDIDOR DE NIVEL envíe un tono de 1000 Hz con un nivel de -14,5 dBm por los hilos de transmisión BFTX.
3. Verifique que se cumplan:

POTENCIA (38,5 dBm)	7	VATIOS
ERROR DE FRECUENCIA	4200	HERTZ
DESVIACION DE FRECUENCIA	±3	KHz

La desviación de frecuencia es ajustada al valor establecido mediante potenciómetro P1, ubicado en el módulo SINTETIZADOR TX-RX.

MEDIDA DE LA DISTORSIÓN.

La relación SINAD se define como la medida que engloba como característica, ya sea a la relación S/R; como la propia distorsión, se mide en dB, y matemáticamente se expresa:

$$\text{SINAD} = \frac{\text{señal + distorsión + ruido}}{\text{distorsión + ruido}}$$

Esta prueba permite analizar la distorsión de audio de acuerdo a la recomendación del EIA RS-204-C.

El procedimiento utilizado en esta prueba se detalla a continuación:

1. Manteniéndo la predisposición anterior. Seleccione la opción DVM/DIST en el modo 3, en el ANALIZADOR.
2. Conecte la salida del demodulador a la entrada VERT/SINAD/DIST y lea directamente

DISTORSION 1 %

SINAD -39.5 dB

La distorsión de audio es ajustada mediante potenciómetros ubicados en la unidad MMFENZ A 4 FILLOS. La salida de la unidad citada debe ser -5 dBm a impedancia de 600 ohmios.

PRUEBA DE RESPUESTA DEL TRANSMISOR

Para esta prueba se fija el nivel de entrada de audio y la frecuencia de audio se varía entre 20 y 4000 hertzios midiéndose la desviación obtenida. El gráfico trazarse es una curva DESVIACIÓN contra FRECUENCIA. Los resultados obtenidos se presentan en la tabla VIII y el gráfico en la figura 46.

FRECUENCIA (HERTZ)	DESVIACIÓN (KILOHERTZIOS)
20	0.16
30	0.90
40	1.84
50	2.52
60	2.80
80	3.00
90	3.06
100	3.12
200	3.20
300	3.20
400	3.16
500	3.12
600	3.10
700	3.08
900	3.02
1000	3.00
1500	2.96
2000	2.82
2500	2.75
3000	2.68
3200	2.60
3400	2.50
3500	1.50
3800	0.00
4000	0.00

TABLA VIII

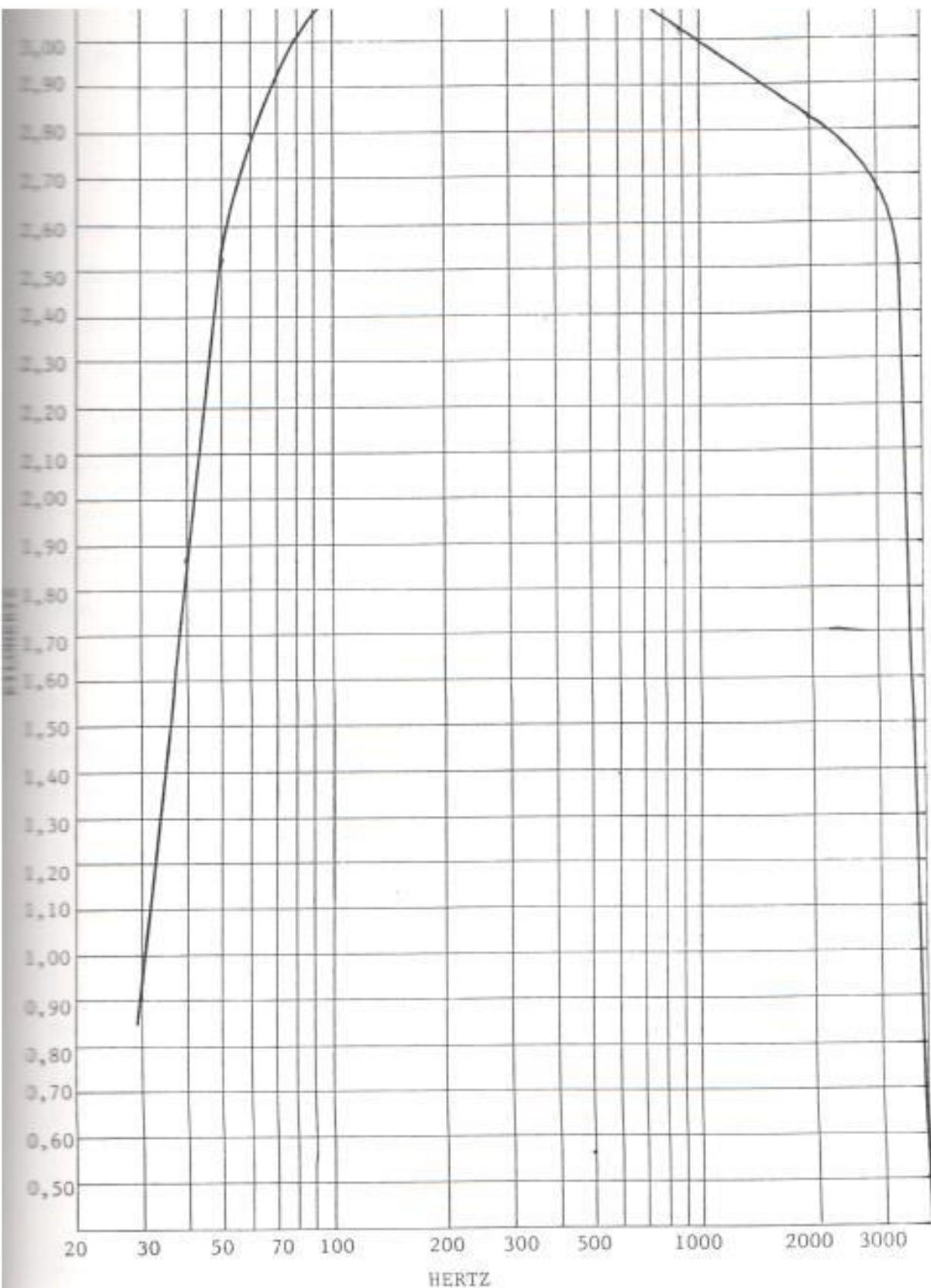


FIGURA 46. CURVA DE RESPUESTA DEL TRANSMISOR

PRUEBA DE SERIALIZACION

La prueba de serialización permitirá determinar el estado en nivel y frecuencia de la señal fuera de banda de 3825 Hertz. La cual informa la presencia de enlace telefónico.

1. Para esta prueba, desconecte la señal modulante transmitida por el hilo BFTX, y coloque el hilo de transmisión HILM a nivel bajo y proceda a leer la desviación de frecuencia producida en la pantalla del ANALIZADOR.
2. Conecte la salida del demodulador del ANALIZADOR a la entrada del MEDIDOR DE NIVEL para proceder a leer en el ANALIZADOR y en el MEDIDOR DE NIVEL:

POTENCIA (38,5 dBm)	7	VATIOS
ERROR DE FRECUENCIA	± 200	HERTZ
DESVIACION DE FRECUENCIA	± 1	KHz

En el medidor de nivel con impedancia a 600 ohmios debe recibir:

NIVEL	-24	dBm
FRECUENCIA	3825	Hz

Para ajustes ver tabla XI.

4.3.2 RECEPCION.

CURVA DE SILENCIAMIENTO

Estamos interesados en obtener la curva de silenciamiento. Esta curva es un gráfico NIVEL RF contra SINAD.

El procedimiento experimental es el siguiente:

1. Digite la frecuencia de recepción del monocanal en el teclado del ANALIZADOR DE SISTEMAS.
2. Conecte la entrada de radiofrecuencia del radiomonocanal a la salida del ANALIZADOR. Coloque el interruptor de funciones en la posición GENERADOR.
3. Revise que la señal de radiofrecuencia generada tenga un nivel de -60 dBm.
4. Encienda el modulador y seleccione el TONO A, el cual produce un tono de 1000 Hz. Ajuste el nivel del modulador del ANALIZADOR hasta que produzca una desviación de +3 kHz.
5. Atenué la señal de salida del Generador en pasos de 5 dB hasta llegar a los -100 dBm, y en pasos de 1 dB hasta los -120 dBm.
6. En la tabla IX, se presentan los resultados obtenidos y en la figura 47 el gráfico NIVEL RF contra SINAD.

NIVEL RF (dBm)	SINAD (dB)
-60	-34,2
-65	-34,0
-70	-33,9
-75	-33,6
-80	-33,4
-85	-33,2
-90	-32,7
-95	-31,6
-100	-29,9
-101	-29,1
-102	-28,6
-103	-27,7
-104	-27,0
-105	-26,0
-106	-25,3
-107	-24,5
-108	-23,5
-109	-22,5
-110	-21,5
-111	-20,5
-112	-20,0
-113	-----

TABLA IX.

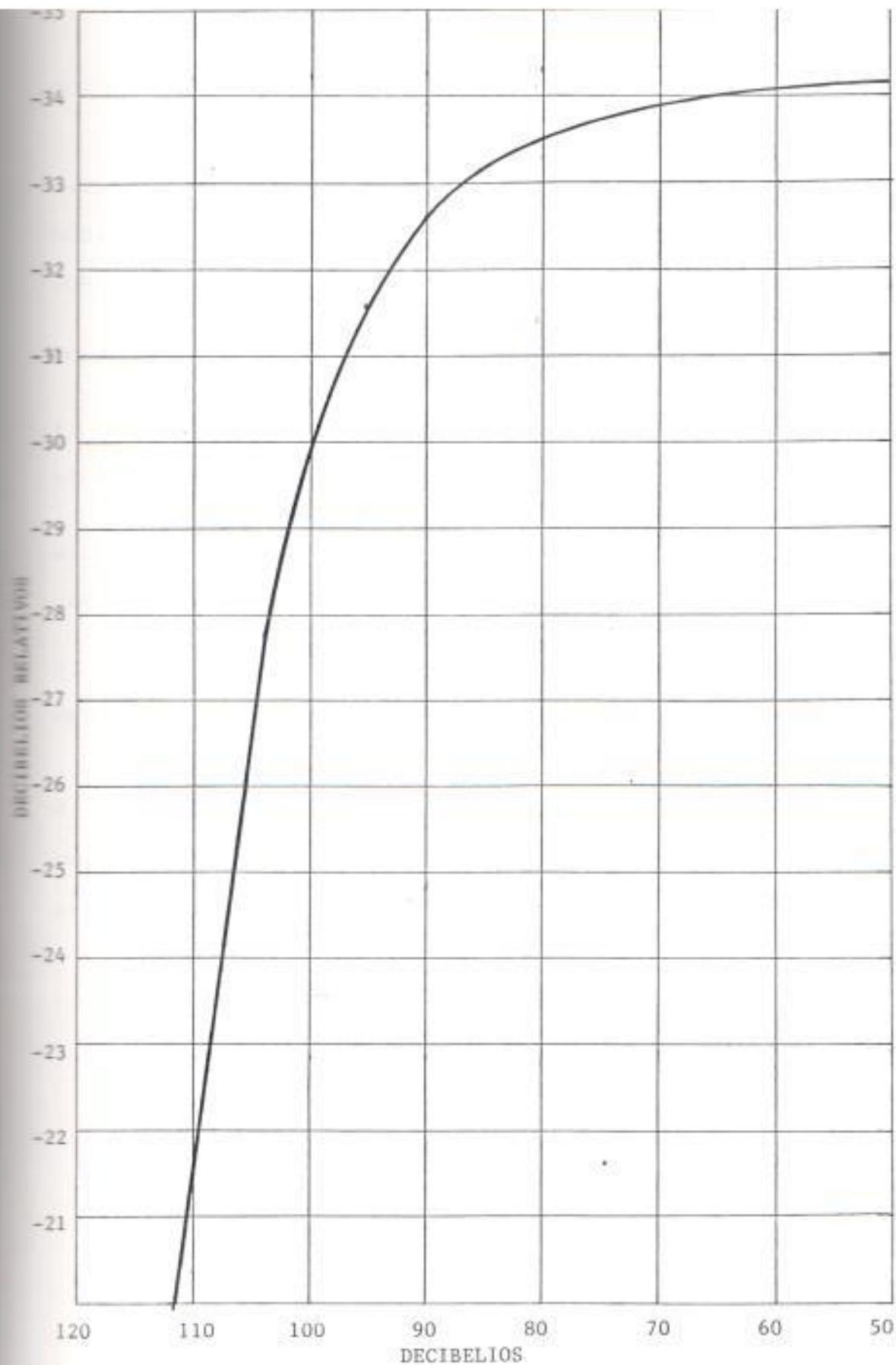


FIGURA 47. CURVA DE SILENCIAMIENTO

RESPUESTA DE AUDIO.

Vamos a obtener la característica DESVIACION contra AUDIO, manteniendo la frecuencia modulante del ANALIZADOR constante.

Predisponemos de la siguiente manera:

1. Dígité la frecuencia de recepción del monocanal en el teclado del ANALIZADOR DE SISTEMAS.
2. Genere la señal de radiofrecuencia con un nivel de -80 dBm. Module seleccionando el IONIO A.
3. Conecte la salida del Hilo BERX a la entrada del MEDIDOR DE NIVEL predisuelto a 600 ohmios.
4. Varie el nivel de la señal modulante y observe la desviación producida. Los resultados obtenidos se presentan en la tabla X, y la curva de audio en la figura 4B.

DESVIACION
(KILOHERTZIOS) AUDIO
 (dBm)

10.0	9.0
9.0	8.8
8.0	8.7
7.0	8.5
6.0	8.2
5.0	7.7
4.5	7.3
4.0	6.9
3.5	5.8
3.0	4.5
2.5	2.9
2.0	1.0
1.5	-1.5
1.0	-4.7
0.9	-5.8
0.8	-6.8
0.7	-7.7
0.6	-9.1
0.5	-10.7
0.4	-12.9
0.3	-15.0
0.2	-18.1

TABLA A

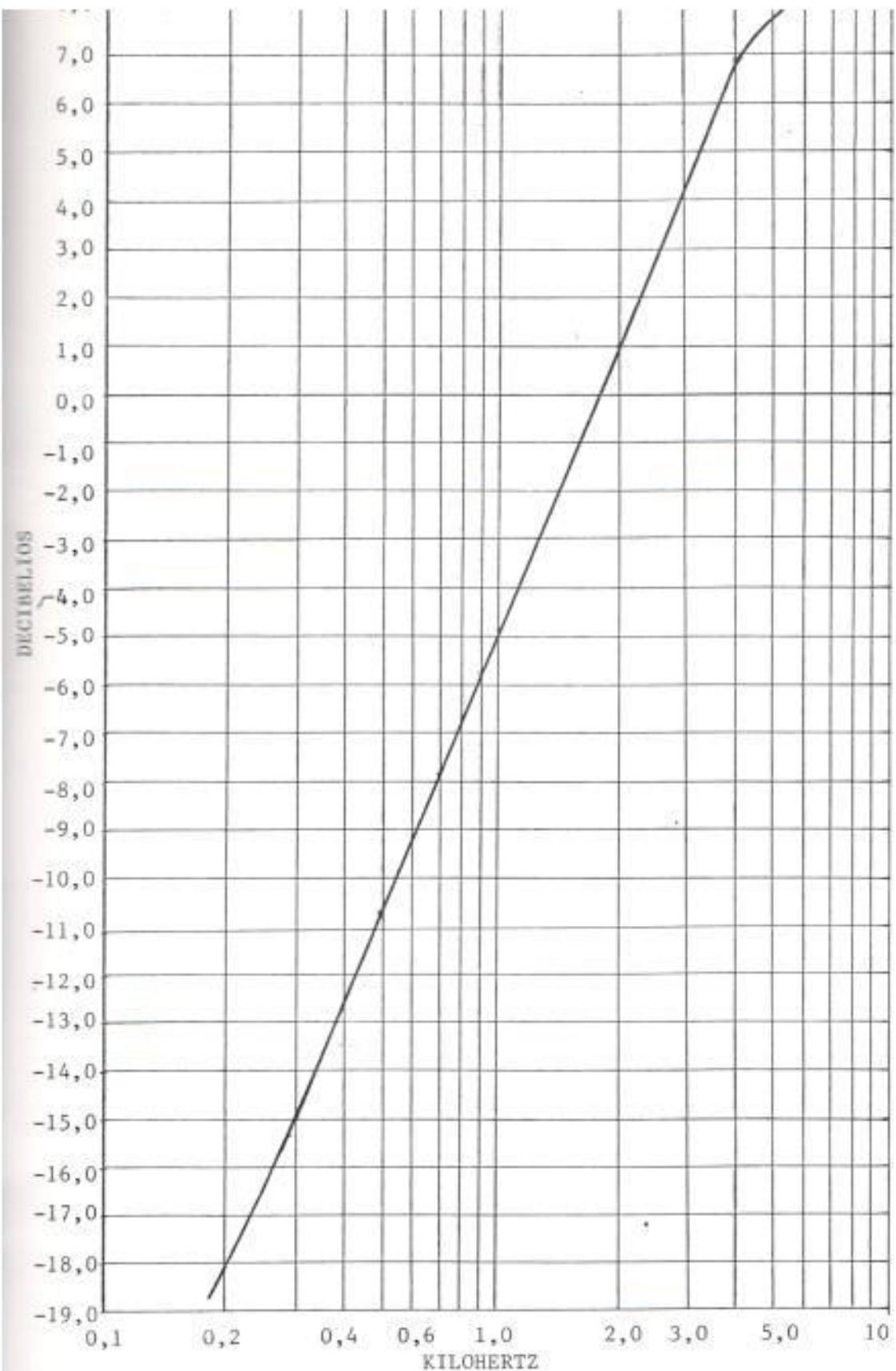


FIGURA 48. CURVA DE AUDIO

4.3.3 EN MODO ENLACE.

Para realizar las pruebas en el modo enlace es necesario ensayar a los dos monosistemas mediante cable coaxial atenuado 80 dBm, el mismo que representará las pérdidas que por vano se presenta en el trayecto radioeléctrico.

En la figura 49, se presenta el diagrama de interconexión de los monocanales para proceder al ajuste en el modo Global o enlace.

Las pruebas típicas a realizarse son:

PRUEBA DE RECEPCION DE AUDIO

Para esta prueba se envía por la sección transmisora de uno de los monocanales el tono de -14,5 dBm a 1000 Hz y se verifica en la sección receptora del otro monocanal el nivel de +4,5 dBm a 1000 Hz.

PRUEBA EN BUCLE DE AUDIO

En la sección de Baja frecuencia de uno de los monocanales se establece un bucle mediante el acoplamiento de un atenuador resistivo de 19 dBm en la salida receptora BFRX a la entrada transmisora BFTX.

Se envía un tono de -14,5 dBm a 1000 Hz por el otro monocanal y se chequea que en el mismo, en la sección BFRX se reciba un nivel de +4,5 dBm a 1000 Hz.

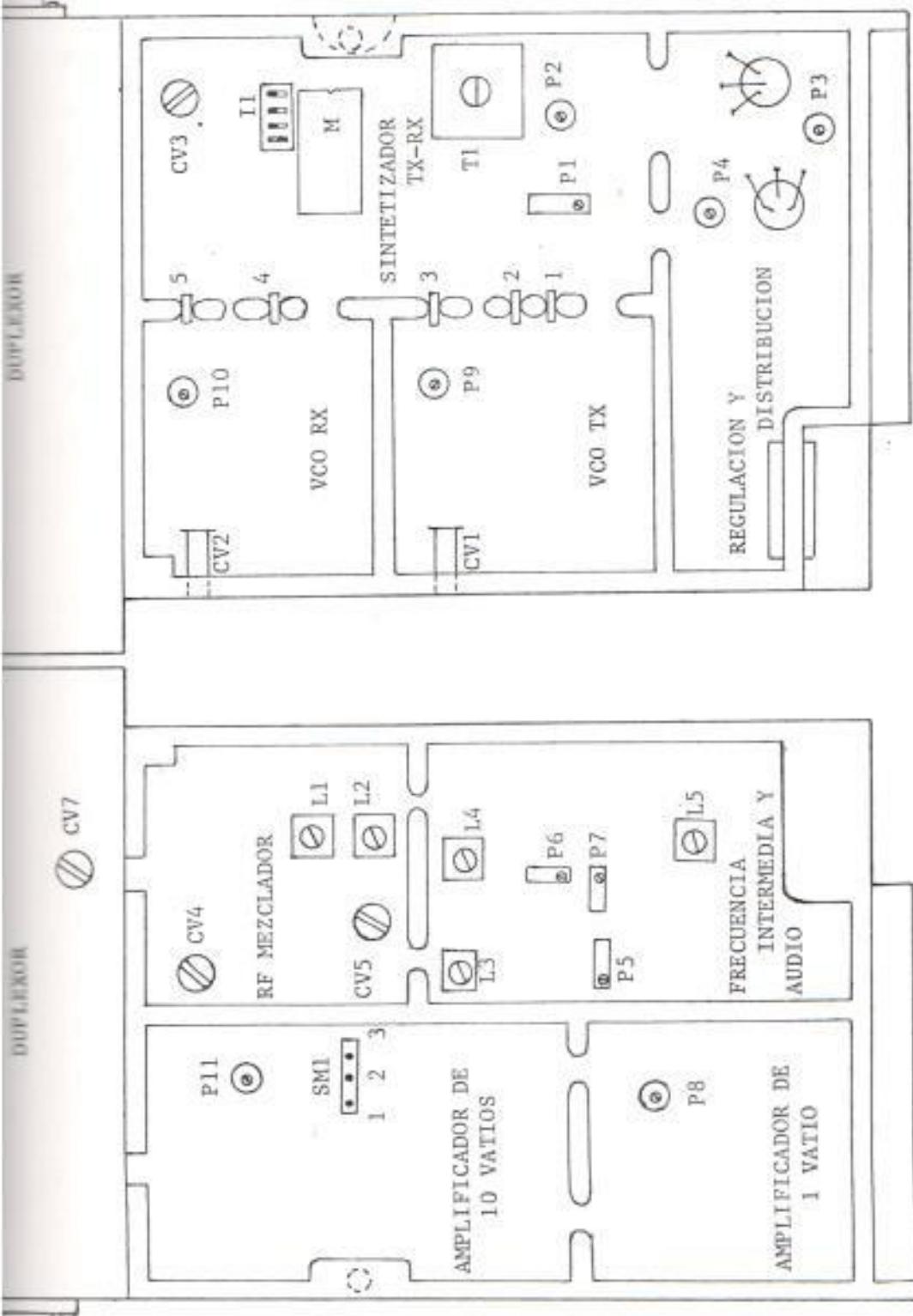


FIGURA 50. UBICACION DE AJUSTADORES EN EL TRANSCIEPTOR

CONTROL	UBICACION	FUNCION
P1	SINTETIZADOR TX-RX	AJUSTE DE LA MODULACION
P2	SINTETIZADOR TX-RX	AJUSTE DE SERALIZACION
P3	REGULACION Y DISTR.	AJUSTE A +9 VOLTIOS
P4	REGULACION Y DISTR.	AJUSTE A +5,2 VOLTIOS
P5	FI Y BAJA FRECUENC	AJUSTE DEL AUDIO RX
P6	FI Y BAJA FRECUENC	AJUSTE CAMPO RECIBIDO
P7	FI Y BAJA FRECUENC	AJUSTE SILENCIAMIENTO
P8	AMP-1 VATIO	AJUSTE POTENCIA A 1 W.
P9	VCO TX	AJUSTE A +7 dBm
P10	VCO RX	AJUSTE A +4 dBm
P11	AMP-10 VATIOS	AJUSTE DE LA SERAL NIPT
L1	RF MEZCLADOR	AJUSTA DISTORSION
L2	RF MEZCLADOR	AJUSTA SERAL-RUTDO
L3	FI Y BF	AJUSTA DISTORSION
L4	FI Y BF	GANANCIA SERALIZACION
L5	FI Y BF	GANANCIA DE AUDIO
CV1	VCO TX	AJUSTA ENBANCHE 4,33 V.
CV2	VCO RX	AJUSTA ENBANCHE 4,33 V.
CV3	SINTETIZADOR TX-RX	AJUSTA ERROR FRECUENCIA
CV4	RF MEZCLADOR	AJUSTA DISTORSION
CV5	RF MEZCLADOR	AJUSTA SERAL-RUTDO
T1	SINTETIZADOR TX-RX	AJUSTA A 3825 HERTZ
I1	SINTETIZADOR TX-RX	SELECCION DE FRECUENCIA
SM1	AMP-10 VATIOS	ACTIVA CONTROL DE NIPT

TABLA XI. DESCRIPCION DE AJUSTADORES.

PRESUPUESTO Y ANALISIS DE COSTOS.

CANT.	DESCRIPCION	VAL. UNIT.	TOTAL
2	PORATAFUSIBLE	220	440
2	PUENTE RECTIFICADOR (HICHO)	234	468
2	PUENTE RECTIFICADOR BR36	300	600
10	TRANSISTORES (2N720A)	100	1000
2	REGULADORES 5 V (LX309K)	1500	3000
4	REGULADORES 12V	3000	6000
4	PLUG BANANA	250	1000
2	CAPACITORES 0.47uf	100	200
8	CAPACITORES 0.047uf	100	800
4	CAPACITORES 1 uf	100	400
4	CAPACITORES 10 uf	100	400
8	CAPACITORES 0.022uf	100	300
2	CAPACITORES 3300 uf / 25 v	500	1000
2	CAPACITORES 3300 uf / 50 v	1000	2000
2	TEMPORIZADORES (555)	220	450
2	CIRCUITOS INTEGRADOS (5652)	600	1200
10	IFD 7	60	600
1/2 Lb	ALAMBRE N.-31	660	660
1/4 Lb	ALAMBRE N.-17	255	255
1/4 Lb	ALAMBRE N.-26	280	280
1/4 Lb	ALAMBRE N.-29	270	270
1 m x 2	CARTON PRENSADO	300	300
1 Mt	ALUMINIO	711	711
4	CARRETOS	100	400
1	CINTA ADHESIVA	180	180
1 Mt	PAPEL POLICROMADO	1200	1200
2	TARJETAS SK-56	800	1600
2	TARJETAS PERFORADAS	400	800
6	POTENCIOMETROS 20K	100	600
2	POTENCIOMETROS 75K	150	300
2	CONECTORES	900	1800
SUMAN			29.714

(VEINTINUEVE MIL SETECIENTOS CATORCE)

ANALISIS DE COSTO EN EL MERCADO DE LOS MONOCANALES

MARCA	PRECIO EN DOLARES
ERICSSON	20396
DIGICOM	19288
DECISION	13529
ALCATEL	10732
TELETTRA	8530
JRC	7974
PHILLIPS	7739
ABC TELEINFORMATICA	7209

MANUAL DEL USUARIO.

1. Para proceder a realizar las pruebas es necesario especificar:
 - a) El tipo de información la misma que puede ser voz o datos. Los puntos A y C en la tarjeta INTERFAZ A A HILDE, predisponen la transmisión recepción de voz. Los puntos B y D la de datos.
 - b) Si la información es voz se dispone de especificar el radio central y el radio abordado. Los programas de control para cada radio se especifican en el capítulo III.
 - c) Si la información es datos en transmisión especificarse el radio transmisor y el radio receptor. El punto C en la UNIDAD DE CONTROL a nivel alto predispone el radio a ser transmisor. Un nivel bajo indica radio receptor.
2. Digite en el teclado los números Fadlos 00 2000 EXEC.
3. Verifique que las visualizaciones indicadas de la UNIDAD DE CONTROL permitan Fadl 00 para el radio central y RAD_A para el radio abordado.

4. Digite en el teclado del radio abonado la letra F para la activación del canal de voz. Verifique el encendido de la lámpara HILO en el mismo y el encendido de la lámpara HERTZ en el radio central. Esta activación indica presencia de señalización.
5. Simule la marcación telefónica digitando cualquier número en el teclado del radio abonado. Observar el parpadeo de las lámparas anteriormente citadas que lucen en correspondencia directa al número de puertas telefónicas.
6. Verifique el estado del canal de voz enviando tonos de 1000 Hertz a -14,5 dBm por los hilos ZHDX del radio abonado, recibiendo la señal por los hilos ZHDX del radio central. Repita el procedimiento para el radio central.
7. Digite la tecla ERASE en el radio abonado para finalizar la conversación y observe el apagado de los indicadores de presencia de señalización.
8. Coloque los puentes 9 y 10 en la tarjeta INTERFAZ a 4 HILOS. Aplique al puente 9 un nivel alto en el radio transmisor y un nivel bajo en el radio receptor.
9. Digite la secuencia 1111 1111 y luego la tecla D, para la activación de los circuitos de datos.

10. Disponga en el teclado del radio transmisor datos binariales. Verifique en el radio receptor su correspondencia con los datos enviados.
11. Coloque el bito TMRP a nivel bajo en el radio central y observe el encendido del indicador TMR en el radio abonado, el cual indica Llamada telefónica. Presione la tecla 1 en el radio abonado para iniciar la conversación.
12. En cualquier caso se sale al programa principal a través de la tecla EXEC o de la interrupción VECT INT.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

Se ha hecho en esta tesis una breve introducción a las definiciones y terminología utilizada en el campo de las comunicaciones radioeléctricas.

La teoría del enlace, interrupciones de seguridad para los trayectos radioeléctricos, características de las antenas fue incluida en esta tesis en forma resumida con la finalidad de tener una idea global del sistema de comunicación tipo monopolar.

Se utilizó en los circuitos amplificadores de la tarjeta INTERFAZ A 4 HILOS el integrado MC3350SL que incorpora en un encapsulado de cerámica cuatro amplificadores operacionales. Este circuito integrado fue escogido por sus características similares al popular amplificador operacional UA741. La sección transmisor a de datos fue construida utilizando el muy conocido circuito temporizador 555. Para la recepción de datos se utilizó el 565 en su configuración típica de receptor FSK. La unidad INTERFAZ incluye potenciómetros de ajuste e indicadores luminosos para el control de tránsito de la señal de información.

El programa de control está constituido por dos programas principales uno para cada radio, este solicita según su necesidad a subrutinas de apoyo la realización de tareas especiales tales como: marcación dicádica,

constituyendo el motivo de éstos. Teniendo en cuenta al usuario, control de datos y retardos. El análisis del programa diseñado e implementado se hace de esta manera fácil de entender. Alineándose los tiempos de máquina que se añaden al retardo total del canal de voz.

Las pruebas desarrolladas sobre questo prototipo se presentan en el capítulo 19 denominado MANTENIMIENTO. El procedimiento operativo se detalla en el MANUAL DEL USUARIO.

La modularidad de las unidades que componen el radiomonitorial prototipo, permite que se pueda incorporar otras secciones a más de las desarrolladas en este tesis. Tales son secadora por invención de banda, transmisión de datos en banda ocupada, tarificación.

La introducción de señales externas fue uno de los problemas más difíciles que enfrentamos. La experiencia en este tipo de radios hace que se coloquen en paralelo a la fuente de alimentación una batería (para su orientación), la misma que filtra la alimentación.

Recomendamos para futuras experiencias antes de proceder a realizar mediciones en la terminal, verificar que las características técnicas a nivel de radio (frecuencia, potencia, ancho de los osciladores) sean las especificadas en esta tesis. Así mismo para una información más completa de los ajustes del radio

transceptor, consultar las monografías del fabricante telettra.

Todas las pruebas al radiotransmisor prototípico se desarrollaron en los Laboratorios del ITEL de las telecomunicaciones. El diseño de la programación de control de las pruebas de adaptación al transceptor de radio se realizaron en los Laboratorios de la ESPOL.

BIBLIOGRAFIA

1. E. Torres, "Construcción de las secciones de Baja Frecuencia y Control por microprocesador de un sistema de radiointerface" (tesis, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Escuela Superior Politécnica del Litoral, 1989).
2. D. Callegari, Introduction to Microwave Radio relay systems (Italia: telettra, 1981), pp. 2-26.
3. International Telephone and Telegraph Corporation, Reference Data Radio Engineering, (2da. edición; New York: ITTC, 1957), Capítulo 11.
4. Mandel & Goltermann, Telecommunications Technology (Munich: W&G producciones, 1983), pp. 56-80.
5. Japan International Cooperation Agency, Radiocomunicaciones en las bandas de VHF y UHF (Tokio: JICA ediciones, 1983), pp. 12-100.
6. Telettra española, Manual de Grupo RM-4 (Madrid: Telettra producciones, 1985) pp. 2-120.
7. Telettra española, Manual del Aparato RM - 4 H (Madrid: Telettra producciones, 1985) pp. 45-60.

- B. J. Guizado, "Proyecto de un Sistema de Comunicaciones vía Radio para la Dirección de la Marina Mercante" (Tesis, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Escuela Superior Politécnica del Litoral, 1986).
9. J. Rosero, "Estudio de un Sistema de radioenlace para teléfono en la Zona rural de la Provincia de Manabí" (Tesis, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Escuela Superior Politécnica del Litoral, 1981).
10. Escuela Superior Politécnica del Litoral, HIERO II (Guayaquil: AEIE, 1988).