

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

"CONSTRUCCIÓN DE LAS SECCIONES DE BAJA FRECUENCIA Y DE
CONTROL POR MICROPROCESADOR DE UN SISTEMA DE
RADIO ENLACE"

TESIS DE GRADO

PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACIÓN: ELECTRONICA

PRESENTADA POR:

EDUARDO FRANCISCO TORRES AZU

GUAYARQUITL-ECUADOR

♦♦ 1989 ♦♦

AGRADECIMIENTO

*Al Ing. Jaime Santoro Danero,
Director de tesis, por su profunda
conocimiento y acertada dirección
durante el desarrollo de la tesis.*

AL INSTITUTO ECUATORIANO DE TELECOMUNICACIONES
por el apoyo prestado para la
culminación 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.

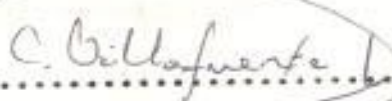
DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas 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



.....

ING. CARLOS VILLAFUERTE P.
PRESIDENTE



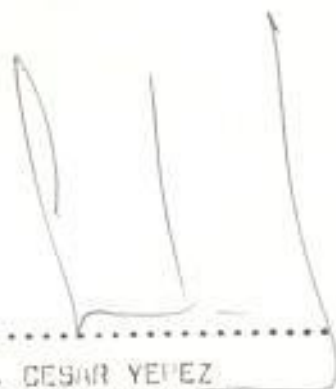
.....

ING. JAIME SATORU OMOSEO.
DIRECTOR DE TESIS



.....

ING. JAIME PUENTE P.
PRINCIPAL



.....

ING. CESAR YEPEZ
PRINCIPAL

RESUMEN

La presente documentación contiene un análisis detallado del sistema de comunicación tipo "radiomonocanal" en donde un enlace de radiofrecuencia lleva un canal telefónico desde una central automática ó estación repetidora equipada con un terminal radiomonocanal 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 ó 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 radionlace, 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 8 Hilos y control por microprocesador, se desarrollan pruebas, y se analizan resultados. Se adjunta descripción de las condiciones del sistema de alimentación.

En el capítulo IV se detalla el conjunto de pruebas que se han de realizar sobre el equipo radiomonocanal 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 50K-85

INDICE GENERAL

RESUMEN.

INDICE GENERAL.

INDICE DE FIGURAS.

INDICE DE TABLAS.

INTRODUCCION.

1. CONCEPTOS BASICOS.

1.1 GENERALIDADES.

1.2 EL CONCEPTO DE P.E.L.

1.2.1 dB - dBm - dBw.

1.2.2 dBc - dBmV.

1.2.3 dBm - dBmOp.

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 4 HILOS.

1.9 HILOS E Y M.

1.10 SEÑALIZACION FUERA DE BANDA.

1.11 DISTORSION.

- 1.12 PERDIDAS DE RETORNO.
- 1.13 BANDAS DE FRECUENCIA.
- 1.14 DETERMINACION DEL ANCHO DE BANDA.
- 1.15 DESIGNACION DE ERISTONES.

11. 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_c.

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 IMPEDANCIA.

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 VEO TX-RX.

2.4.2.3 AMPLIFICADOR 1 VATIO.

2.4.2.4 AMPLIFICADOR 10 VATIVOS.

2.4.2.5 AMPLIFICADOR RF MEZCLADOR.

2.4.2.6 FRECUENCIA INTERMEDIA Y BF.

2.4.2.7 REGULACION Y DISTRIBUCION.

2.4.2.8 FILTRO DULCENOR.

2.4.3 SEÑALES DE CONTROL REQUERIDAS.

III. IMPLEMENTACION.

3.1 MODELAJE DE LA FUENTE DE PODER.

3.1.1 ESPECIFICACIONES.

3.1.2 ANALISIS DEL CIRCUITO.

3.1.3 TABLA DE DATOS.

3.1.4 SELECCION DE ELEMENTOS.

3.2 MODELAJE DE LA UNIDAD INTERFAZ A 4 BILLOS.

3.2.1 ESPECIFICACIONES.

3.2.2 ACOPLANAMIENTO AL TRANSCEPTOR DE RADIO.

3.3 LA UNIDAD DE CONTROL.

3.3.1 GENERALIDADES.

3.3.2 ORDINADORAS.

3.3.3 DEFINICION DE SEÑALES.

3.3.4 DEFINICION DE FUENTES.

3.3.5 COMANDOS DE SUPERVISION.

3.3.6 SUBROUTINAS.

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 TRANSMISOR.

4.3.2 RECEPTOR.

4.3.3 EN MODO ENLACE.

PRESUPUESTO Y ANALISIS DE COSTO.

HANUAL DEL USUARIO.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

APENDICE A: EL KIT SDK-85.

BIBLIOGRAFIA.

INTRODUCCION

La necesidad de incorporar al desarrollo del país zonas costeras y orientales incrementadas la mayor parte del año por inundaciones, pueblos de la serranía recónditos entre las montañas e insulares separadas del territorio continental por un gran mar, impulsó 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 visibilidad.

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

El capítulo IV ha sido denominado mantenimiento y en el se describen las pruebas a que deberá ser sometido el equipo monocanal para su conservación y vida.

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

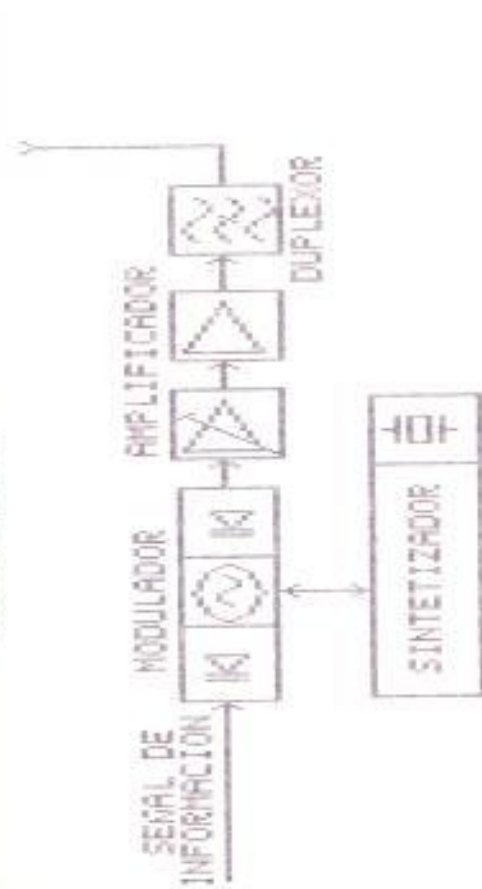
El transmisor tiene como objetivo acoplar la señal de información al canal. En el transmisor se distingue el sintetizador, el modulador y el amplificador.

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 esta formada por la banda telefónica más una frecuencia de señalización.

TRANSMISOR



RECEPTOR

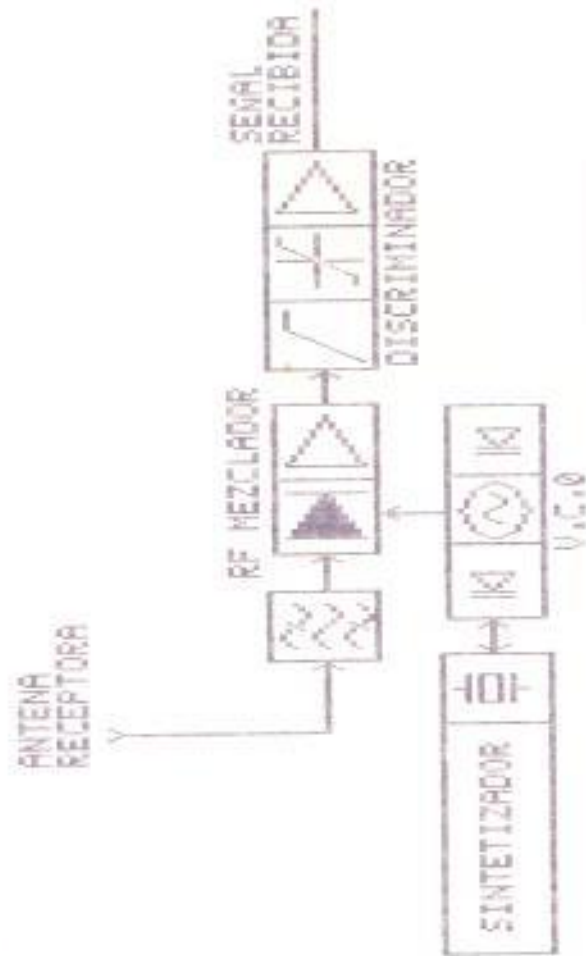


DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN RADIOMONOCANAL
FIGURA 1

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 ambos tipos de tensión y 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 milivatio dBm como:

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

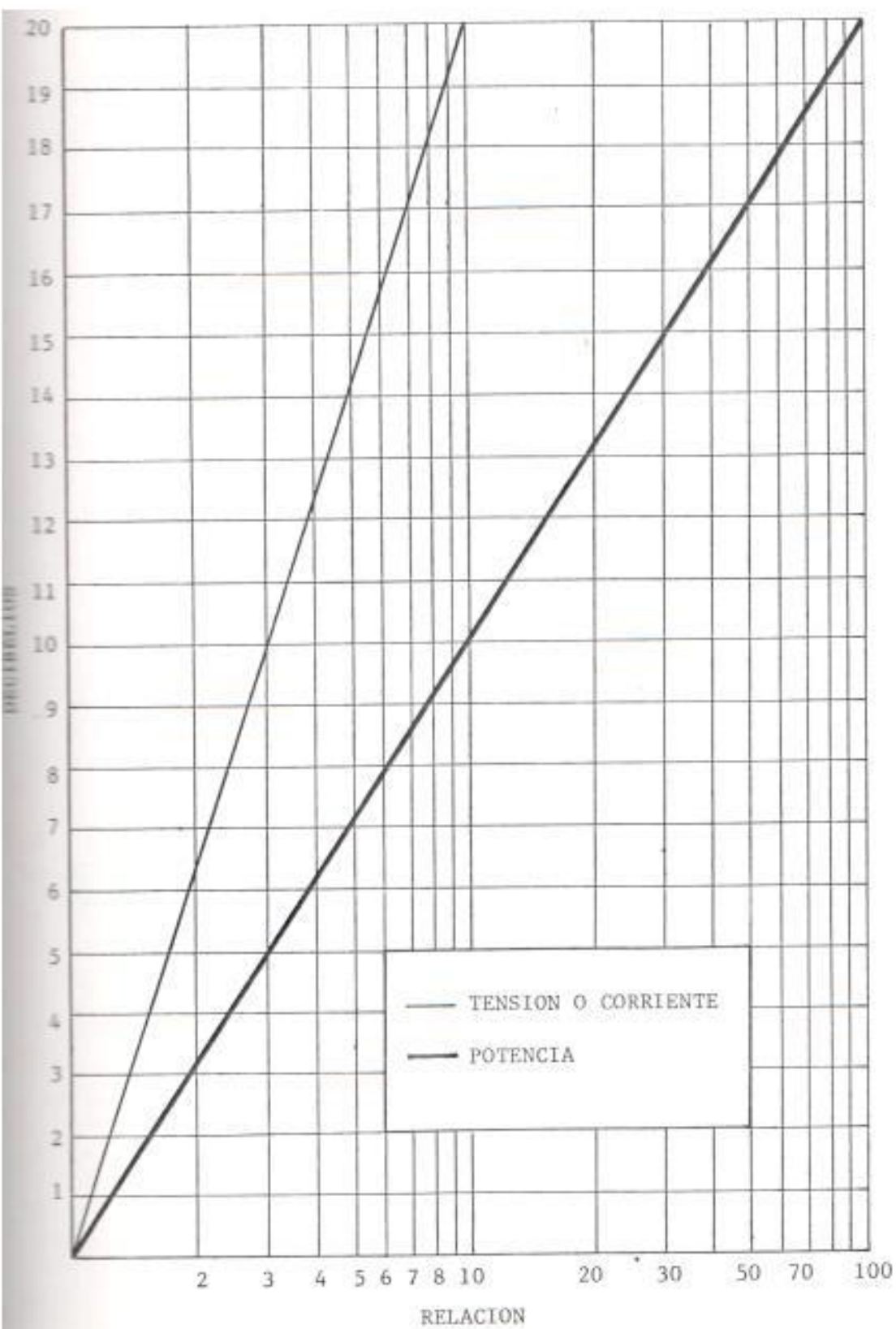


FIGURA 2. CURVA RELACION CONTRA DECIBELIOS

Los decibelios relativos de voltaje dBv se define para Z_2 diferente a Z_1 de la siguiente manera:

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

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

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

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

$$P = \frac{V_{\text{rms}}^2}{Z}$$

para $P = 1 \text{ mW}$

$$V = \sqrt{(0.001) * Z}$$

si:

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

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

Con los valores de tensión obtenidos es posible convertir los Vatios [W] a dBm y obtener valores de tensión a impedancias de 50 y 600 ohmios. Los resultados se presentan en la tabla I.

| dBm | Wattos | voltios rms | |
|-----|--------|-------------|-------|
| | | 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 | 3.98 | 14.1 | 48.90 |
| +35 | 3.16 | 12.6 | 43.59 |
| +34 | 2.51 | 11.2 | 38.84 |
| +33 | 2.00 | 10.0 | 34.62 |
| +32 | 1.58 | 8.96 | 30.85 |
| +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 | 0.316 | 3.98 | 13.78 |
| +24 | 0.251 | 3.54 | 12.28 |
| +23 | 0.200 | 3.16 | 10.95 |
| +22 | 0.158 | 2.90 | 9.76 |
| +21 | 0.126 | 2.51 | 8.70 |
| | | | |
| dBm | mW | voltios | |
| | | 50 | 600 |
| +20 | 100.0 | 2.24 | 7.75 |
| +19 | 79.4 | 1.99 | 6.91 |
| +18 | 63.1 | 1.78 | 6.16 |
| +17 | 50.1 | 1.58 | 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 | 15.8 | 0.89 | 3.09 |
| +11 | 12.6 | 0.79 | 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 | 1.58 | 0.282 | 0.976 |
| +01 | 1.26 | 0.251 | 0.870 |

| dBm | mW | | mV |
|-----|-------|-----|-----|
| 00 | 1,000 | 224 | 775 |
| -01 | 0,794 | 199 | 691 |
| -02 | 0,631 | 178 | 616 |
| -03 | 0,501 | 156 | 549 |
| -04 | 0,398 | 141 | 489 |
| -05 | 0,316 | 126 | 436 |
| -06 | 0,251 | 112 | 388 |
| -07 | 0,200 | 100 | 346 |
| -08 | 0,158 | 89 | 309 |
| -09 | 0,126 | 79 | 275 |
| -10 | 0,100 | 71 | 245 |

| dBm | uW | | mV |
|-----|------|------|-------|
| -11 | 79,4 | 63,0 | 218 |
| -12 | 63,1 | 56,2 | 193 |
| -13 | 50,1 | 50,1 | 174 |
| -14 | 39,8 | 44,6 | 155 |
| -15 | 31,6 | 39,8 | 138 |
| -16 | 25,1 | 35,4 | 123 |
| -17 | 20,0 | 31,6 | 109 |
| -18 | 15,8 | 28,2 | 98 |
| -19 | 12,6 | 25,1 | 87 |
| -20 | 10,0 | 22,4 | 77,50 |
| -21 | 7,94 | 19,9 | 69,07 |
| -22 | 6,31 | 17,8 | 61,56 |
| -23 | 5,01 | 15,8 | 54,07 |
| -24 | 3,98 | 14,1 | 48,90 |
| -25 | 3,16 | 12,6 | 43,58 |
| -26 | 2,51 | 11,2 | 38,84 |
| -27 | 2,00 | 10,0 | 34,62 |
| -28 | 1,58 | 8,9 | 30,85 |
| -29 | 1,26 | 7,9 | 27,50 |

| | | | |
|-----|-------|------|-------|
| -30 | 1,000 | 7,07 | 24,51 |
| -31 | 0,794 | 6,30 | 21,84 |
| -32 | 0,631 | 5,62 | 19,47 |
| -33 | 0,501 | 5,01 | 17,35 |
| -34 | 0,398 | 4,46 | 15,46 |
| -35 | 0,316 | 3,98 | 13,78 |
| -36 | 0,251 | 3,54 | 12,29 |
| -37 | 0,200 | 3,16 | 10,95 |
| -38 | 0,158 | 2,82 | 9,76 |
| -39 | 0,126 | 2,51 | 8,70 |

| dBm | nW | | mV |
|-----|-------|-------|-------|
| -40 | 100.0 | 2.24 | 7.75 |
| -41 | 79.4 | 1.99 | 6.91 |
| -42 | 63.1 | 1.78 | 6.16 |
| -43 | 50.1 | 1.58 | 5.49 |
| -44 | 39.8 | 1.41 | 4.89 |
| -45 | 31.6 | 1.26 | 4.36 |
| -46 | 25.1 | 1.12 | 3.88 |
| -47 | 20.0 | 1.00 | 3.46 |
| -48 | 15.8 | 0.89 | 3.09 |
| -49 | 12.6 | 0.79 | 2.75 |
| | | | |
| -50 | 10.0 | 0.707 | 2.451 |
| -51 | 7.94 | 0.630 | 2.184 |
| -52 | 6.31 | 0.562 | 1.947 |
| -53 | 5.01 | 0.501 | 1.735 |
| -54 | 3.98 | 0.446 | 1.546 |
| -55 | 3.16 | 0.398 | 1.379 |
| -56 | 2.51 | 0.354 | 1.228 |
| -57 | 2.00 | 0.316 | 1.095 |
| -58 | 1.58 | 0.282 | 0.976 |
| -59 | 1.26 | 0.251 | 0.870 |
| | | | |
| dBm | nW | | uV |
| -60 | 1.000 | 224 | 775 |
| -61 | 0.794 | 199 | 691 |
| -62 | 0.631 | 178 | 616 |
| -63 | 0.501 | 158 | 549 |
| -64 | 0.398 | 141 | 489 |
| -65 | 0.316 | 126 | 436 |
| -66 | 0.251 | 112 | 388 |
| -67 | 0.200 | 100 | 346 |
| -68 | 0.158 | 89 | 309 |
| -69 | 0.126 | 79 | 275 |
| -70 | 0.100 | 71 | 245 |
| | | | |
| dBm | pW | | uV |
| -71 | 79.4 | 63.0 | 218 |
| -72 | 63.1 | 56.2 | 195 |
| -73 | 50.1 | 50.1 | 174 |
| -74 | 39.8 | 44.6 | 155 |
| -75 | 31.6 | 39.8 | 139 |
| -76 | 25.1 | 35.5 | 123 |
| -77 | 20.0 | 31.6 | 109 |
| -78 | 15.8 | 28.2 | 97 |
| -79 | 12.6 | 25.1 | 87 |
| -80 | 10.0 | 22.4 | 76 |

TABLE I

1.2.2 dBr - dBm0.

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

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

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

$$dBm = dBr + dBm0$$

1.2.3 dBmp - dBmOp.

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

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, 2.3 dB si se trata de un filtro CCITT y 1.5 dB para patrón C-NSB.

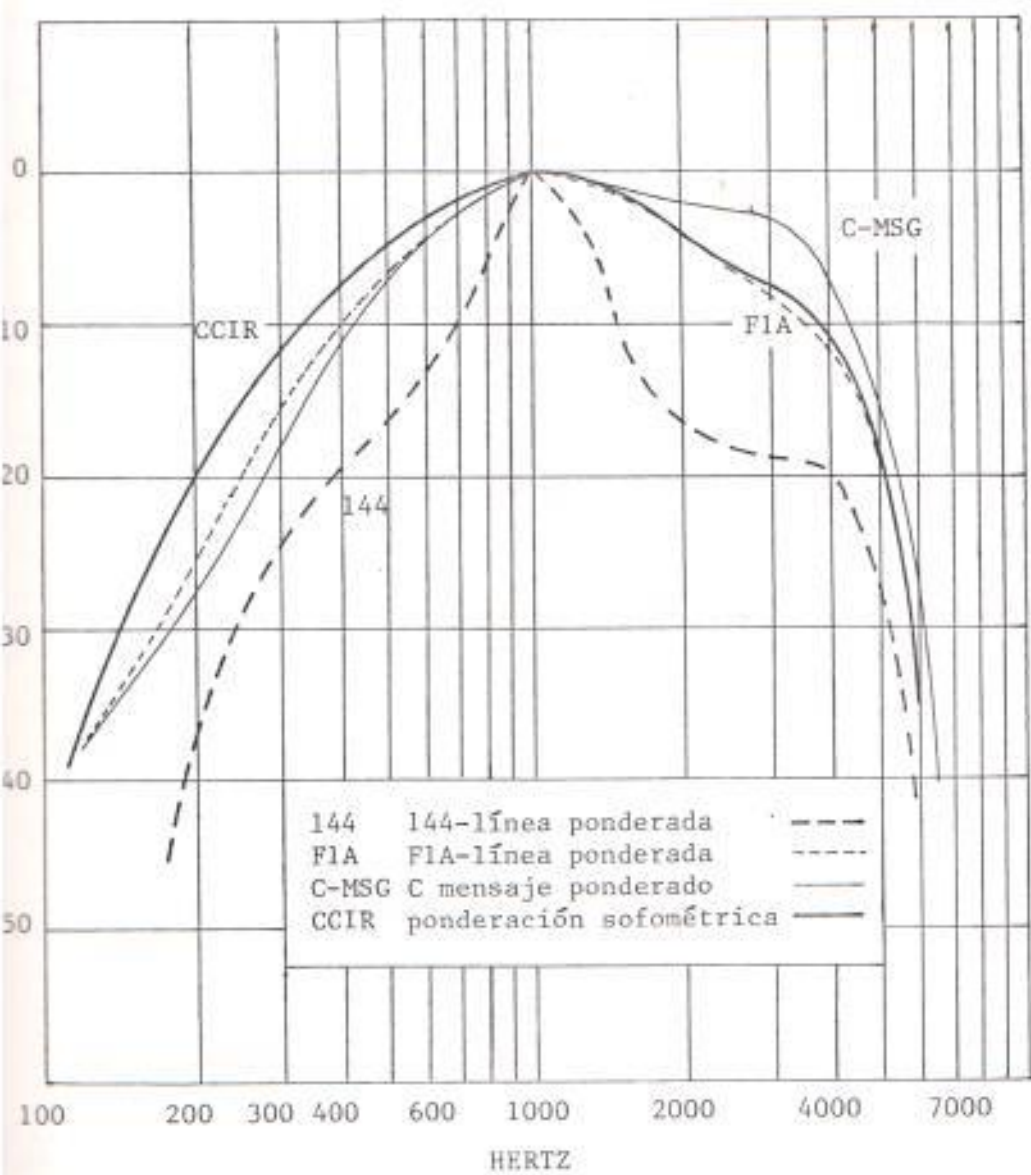


FIGURA 3. CURVAS DE PONDERACION

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 dB_{sof}.

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 isofométrica".

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

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

$$\text{dB}_{sof}(\text{psofométrico}) = \text{dB}_{sof}(\text{isofométrico}) - 2,5 \text{ dB}$$

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

$$\text{dB}_{sof}(\text{sofométrico}) = \text{dB}_{sof}(\text{isofométrico}) - 2,5 \text{ dB}$$

1.3 EL NIVEL DE TRANSMISION.

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 dBr.

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 dBr", de esta manera los niveles relativos de transmisión dados en un diagrama de niveles, se traducirán en niveles de potencia absoluta en dBm.

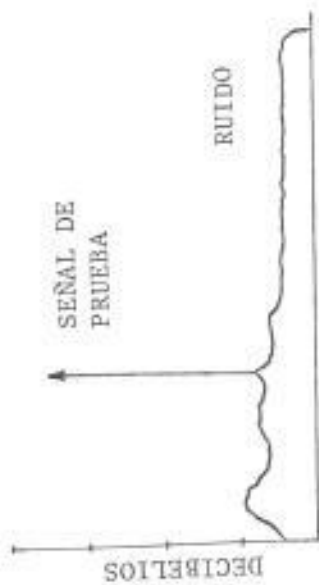
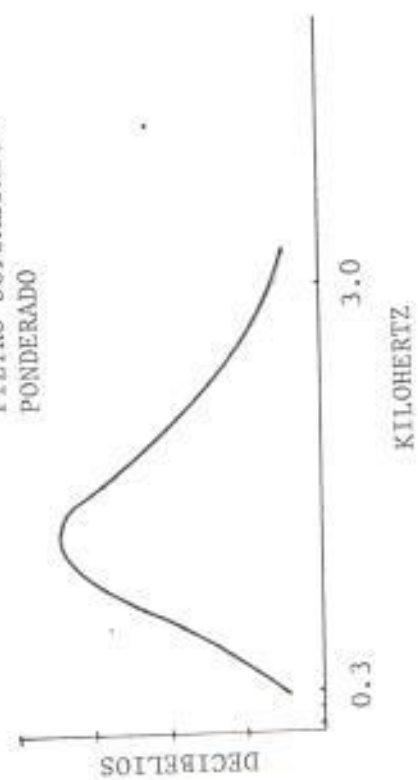
1.4 EL NIVEL DE RUIDO.

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 suprime utilizando un filtro angosto.

Normalmente se expresa en dBm0. Su medida puede ser realizada de diferentes modos, ver figura 4:

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

FILTRO SOFOMETRICO
PONDERADO



FILTRO PLANO
NO PONDERADO

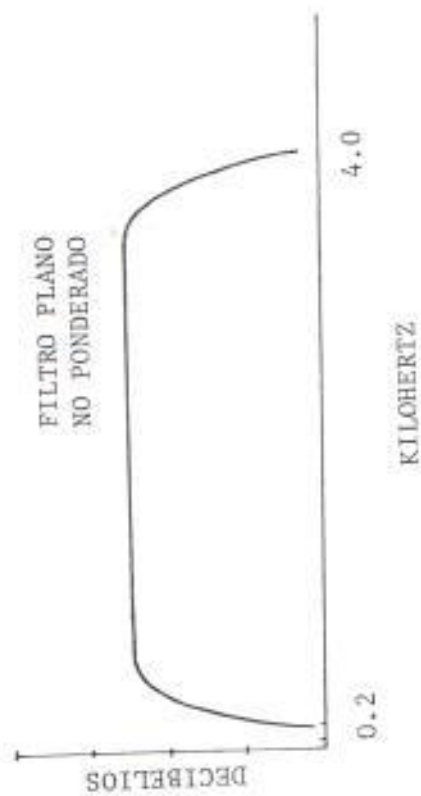


FIGURA 4. MEDICIONES DE RUIDO

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:

$$[S/N]_{dB} = [\text{nivel de la señal}]_{dB} - [\text{nivel de ruido}]_{dBm}$$

Si no se considera el signo 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:

$$[S/N] = 15 - 5 = 10$$

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

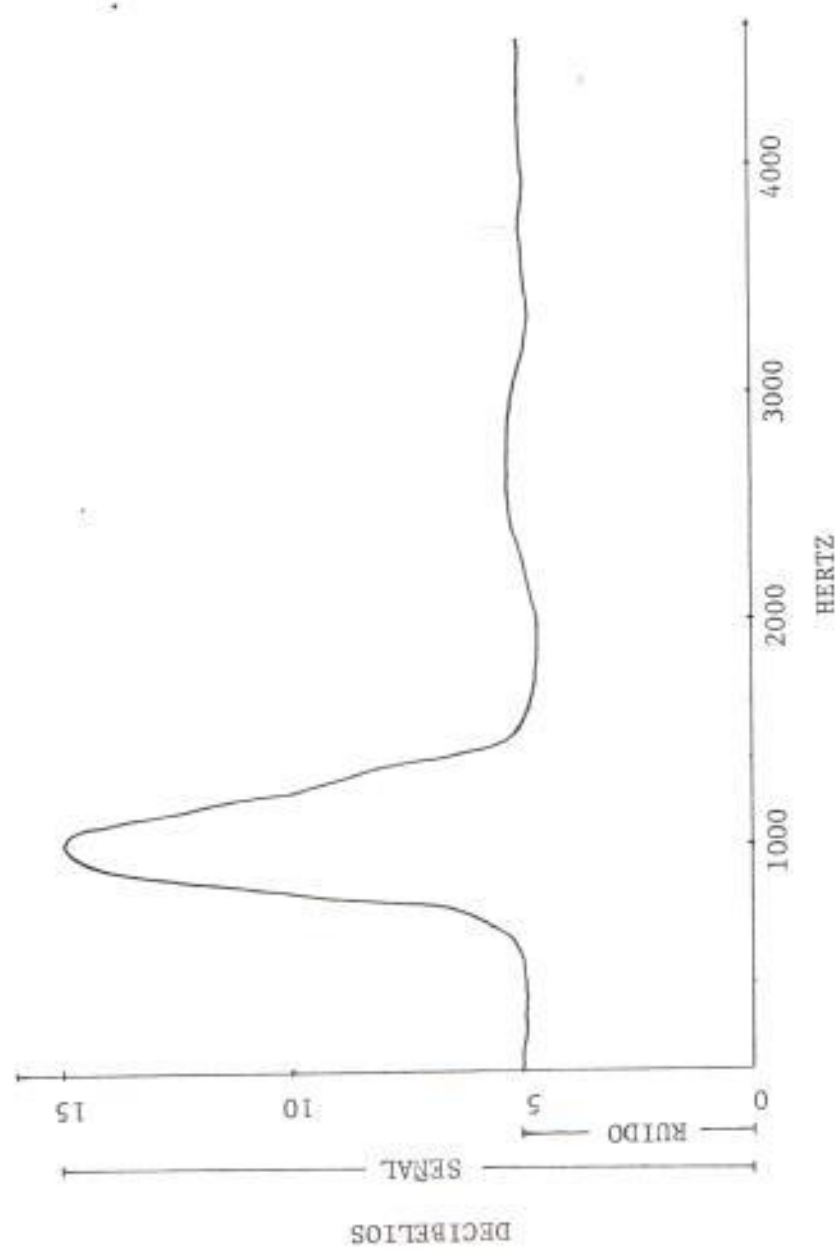


FIGURA 5. EXPOSICION DE S/N IGUAL A 10 DECIBELIOS

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:

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

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

1.6.1 MODULACION ANGULAR.

Toda modulación angular derivada a partir de una portadora sinusoidal:

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

puede ser expresada en la forma:

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

donde la desviación de fase $\Delta\theta \cos p t$ 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:

$$y = A_0 \cos \omega_0 t$$

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:

$$\begin{aligned} y &= A_0 \cos \int_0^t (\omega_0 + \Delta \omega \cos pt) dt = A_0 \cos \left(\omega_0 t + \Delta \omega \int_0^t \cos pt dt \right) \\ &= A_0 \cos \left(\omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{p} \sin pt \right) \end{aligned}$$

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

Si:

$$\Delta \omega/p = mf$$

se tiene:

$$y = A_0 \cos \left(\omega_0 t + mf \sin pt \right)$$

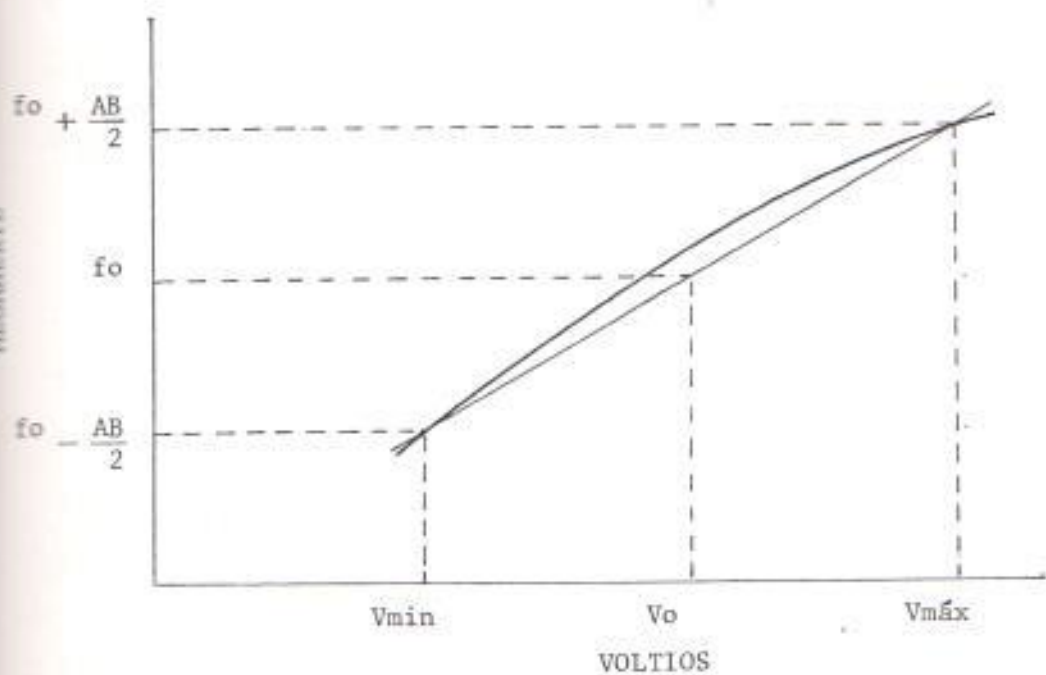


FIGURA 6. CURVA CARACTERISTICA DE UN V. C. O.

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, $d\varphi/dt$, es proporcional a la señal de entrada.

$$\frac{d\varphi}{dt} = K_v e(t)$$

lo que produce

$$\varphi(t) = K_v \int e(\alpha) d\alpha$$

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 $f_0 \pm (AB/2)$, donde f_0 es el valor de la frecuencia de operación. AB es el margen de sintonía fina conseguido por variación de la tensión de control $V_0 \pm (AV/2)$.

La sensibilidad de sintonía varía dependiendo de f_0 .

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 cumpla 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 fase.

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.

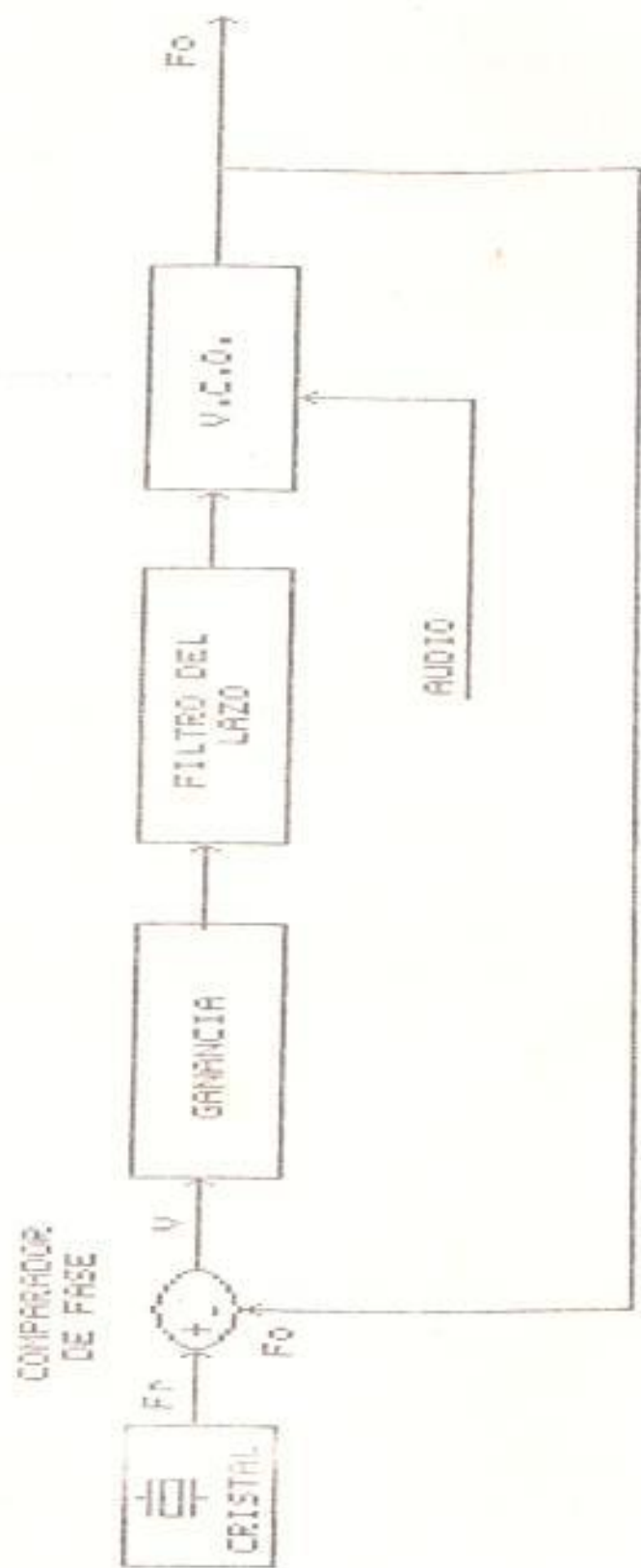


FIGURA 7. BUCLES DE CONTROL DE FASE

1.7 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:

$$Y_d(t) = \frac{1}{2\pi} K_d \frac{d\phi}{dt}$$

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

$$\phi(t) = 2\pi f_d \int m(x) dx$$

la salida será:

$$Y_d(t) = K_d f_d m(t)$$

La constante K_d 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 SEÑALIZACION 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:

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

donde;

S_1 : suma de cuadrado de las amplitudes de las armónicas

S_2 : 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 híbrido 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_0 es la impedancia de la red y Z_L es la impedancia en la terminación a 2 Hilos:

$$RL = 20 \log \frac{Z_0 + Z_L}{Z_0 - Z_L}$$

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:

$$B = 2\pi (M + DK)$$

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.

2.15 DESIGNACION DE EMISIONES.

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

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

TIPOS DE MODULACION

| | |
|------------------------|---|
| MODULACION EN AMPLITUD | A |
| MODULACION ANGULAR | F |
| MODULACION POR PULSOS | P |

TIPOS DE TRANSMISION

| | |
|--------------------------------------|---|
| AUSENTE DE CUALQUIER MODULACION | 0 |
| TELEGRAFICA SIN FRECUENCIAS DE AUDIO | 1 |
| TELEGRAFICA CON FRECUENCIAS DE AUDIO | 2 |
| TELEFONICAS | 3 |
| FACSIMIL | 4 |
| TELEVISION | 5 |

CARACTERISTICAS SUPLEMENTARIAS

| | |
|-------------------------------------|---|
| DOBLE BANDA LATERAL | |
| BANDA LATERAL UNICA | a |
| DOS BANDAS LATERALES INDEPENDIENTES | b |

TABLA III.

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

CAPITULO II

DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA

2.1 OBJETIVOS.

El proyecto tiene por fines: "CONSTRUCCION DE LAS SECCIONES DE BAJA FRECUENCIA Y DE CONTROL POR MICROPROCESADOR DE UN SISTEMA DE RADIODIFUSION", 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 radiomonocanal.
- 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.

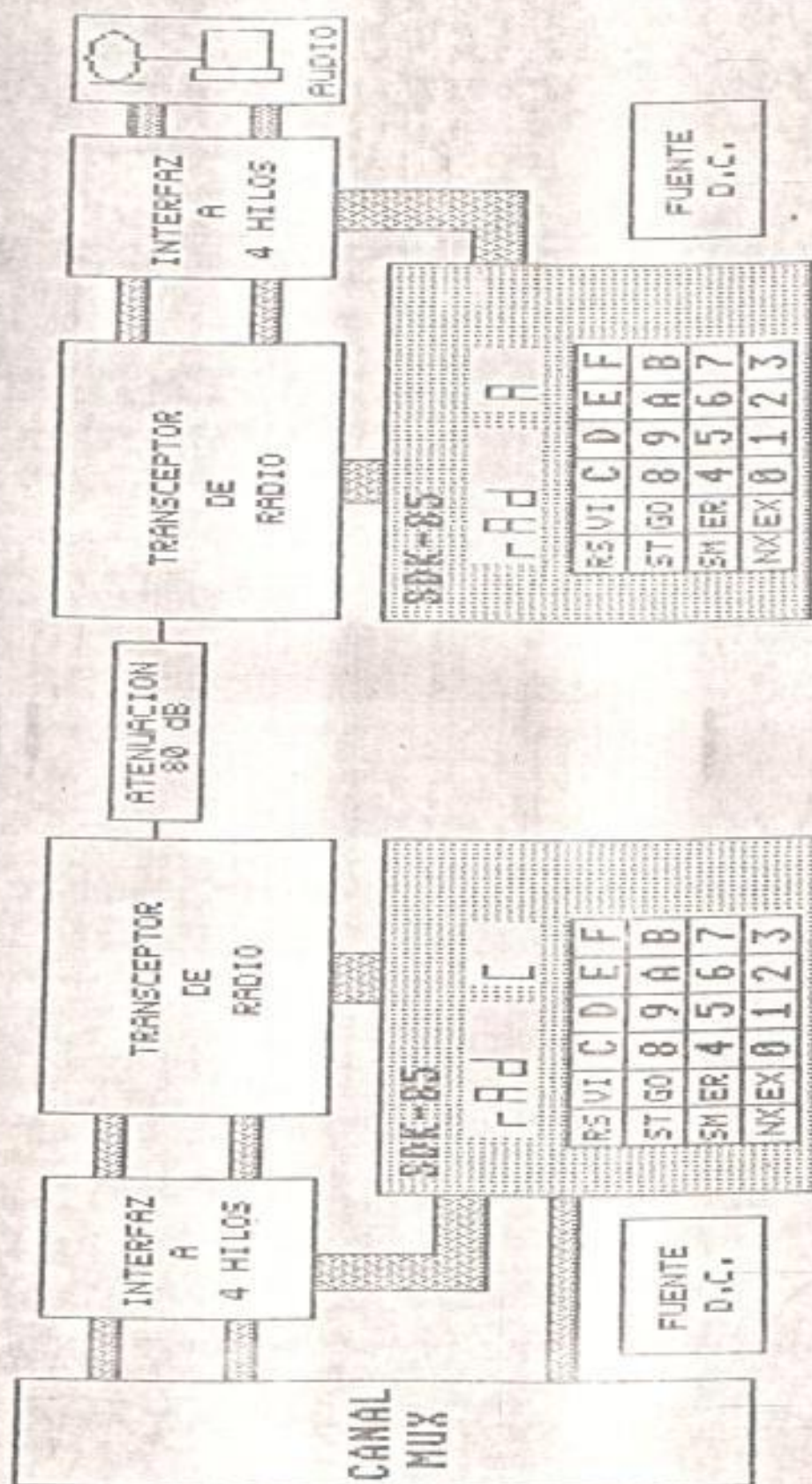


FIGURA 8. EXPOSICION GENERAL DEL PROTOTIPO

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 radiomonocanales los han provistos de seccafonía por inversión de banda, 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 TEORIA DEL ENLACE.

El cálculo de las condiciones de visibilidad 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 reflexión
- 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 mayor por media longitud de onda a la distancia directa entre las dos antenas. Si consideramos únicamente el primer elipsoide de Fresnel, es donde se concentra el doble de la energía total resulta que:

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

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 $-39 \cdot 10^{-6}$ por kilómetro, y si consideramos el radio terrestre R_0 igual a 6.370 Km, se tienen:

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

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 subrefractivas, y en un clima templado continental, el valor mínimo prectivo 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 liberarse, 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 9.

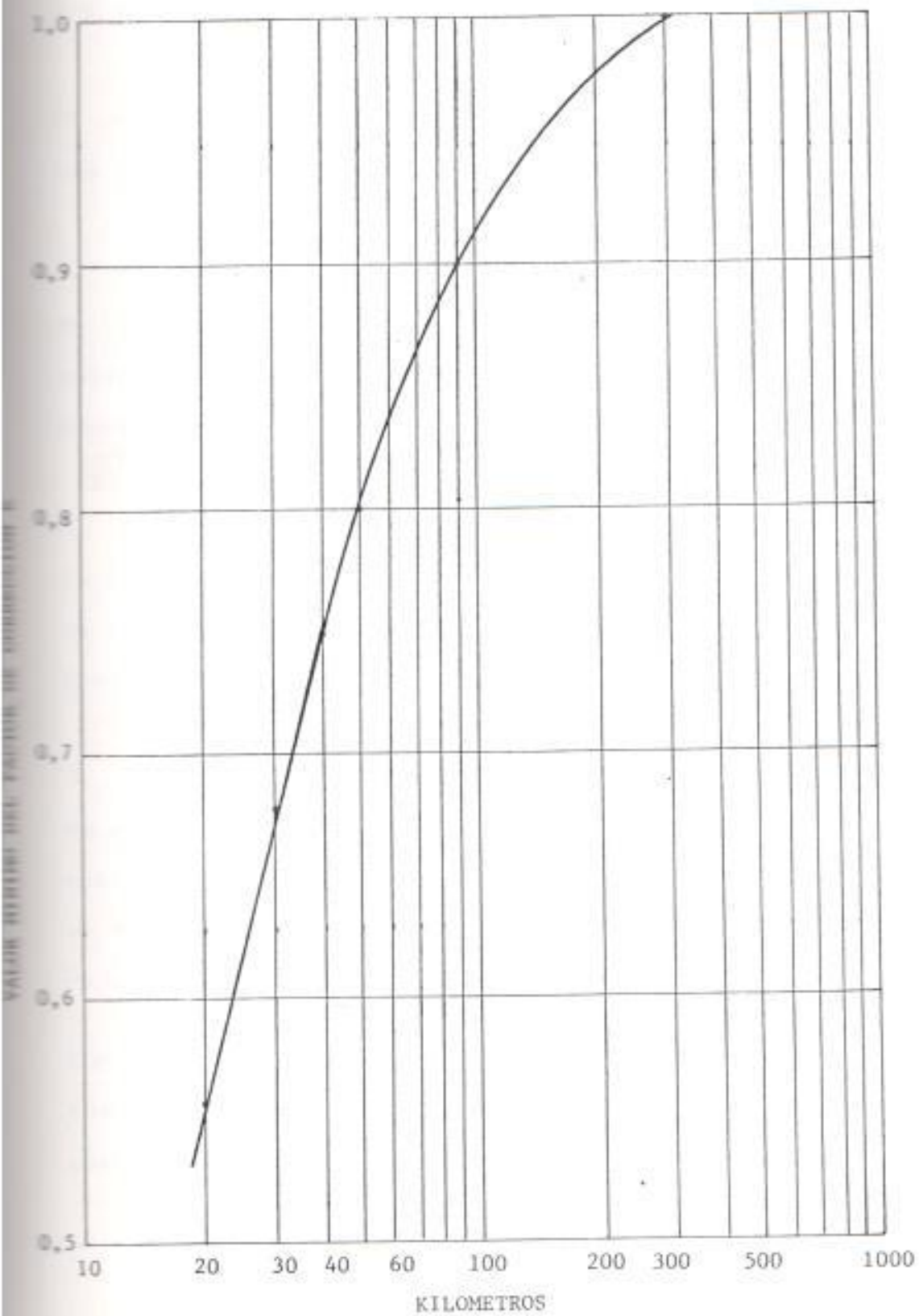


FIGURA 9. CURVA FACTOR DE CORRECCION CONTRA LONGITUD

2.3.3 PROCEDIMIENTO OPERATIVO.

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

1. Determinar el radio del primer elipsoide 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 elipsoide 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:

$$MS_i = C - X_i \cdot R_i$$

donde:

C : despejamiento.

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

Rf: 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 atenuaciones por difracción o sombra.

2.3.4 PERDIDAS POR DIFRACCION Y REFLEXION.

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 filo de cuchillo, obstáculo aislado

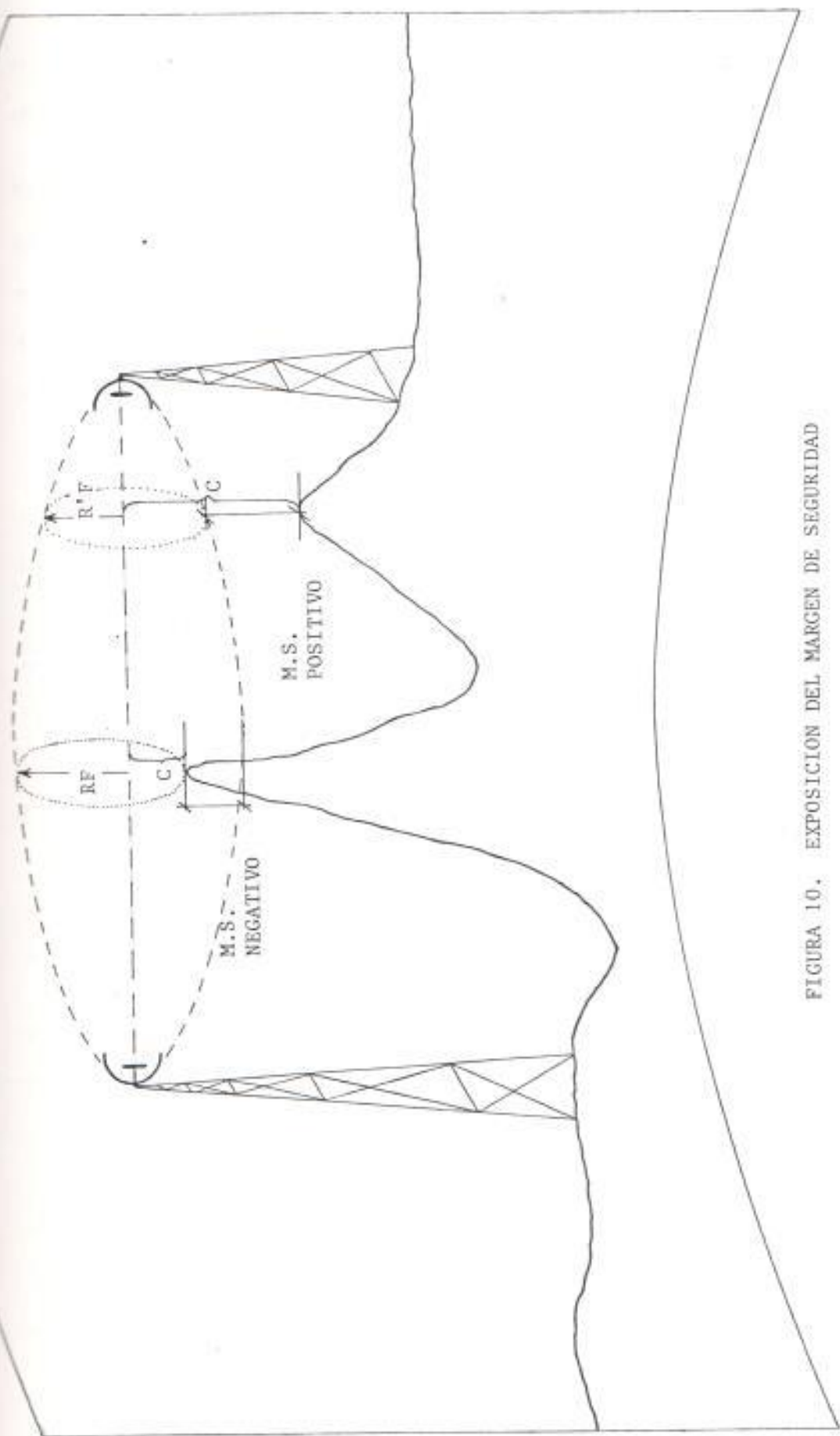


FIGURA 10. EXPOSICION DEL MARGEN DE SEGURIDAD

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:

$$A_0 = 20 \log \frac{4\pi L (f-B)}{\lambda}$$

La atenuación fundamental A_0 viene expresada en dB. Estamos interesados en estudiar sistemas de radiomóvil que operan a frecuencias inferiores a las de microondas, esto es, frecuencias muy elevadas UHF y 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 S/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 esférica 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 máxi

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

CARACTERÍSTICAS

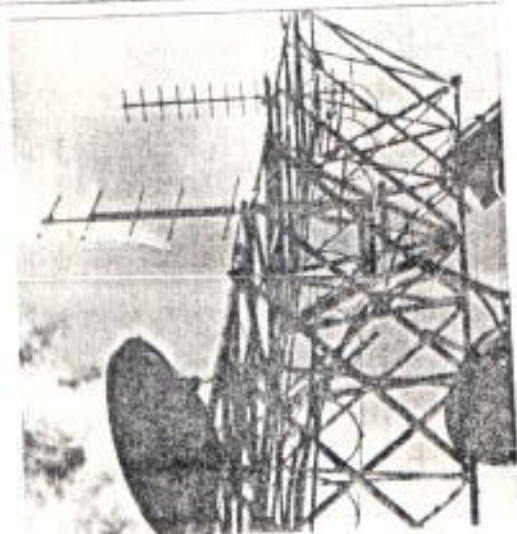
Antena tipo Yagi de 12 dBi de ganancia con un ancho de banda de 35 MHz.

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

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

ESPECIFICACIONES 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 | |



ESPECIFICACIONES MECANICAS

Material: Aluminio aleado
 Elemento de sujeción: Acero inoxidable
 base tubo de 30

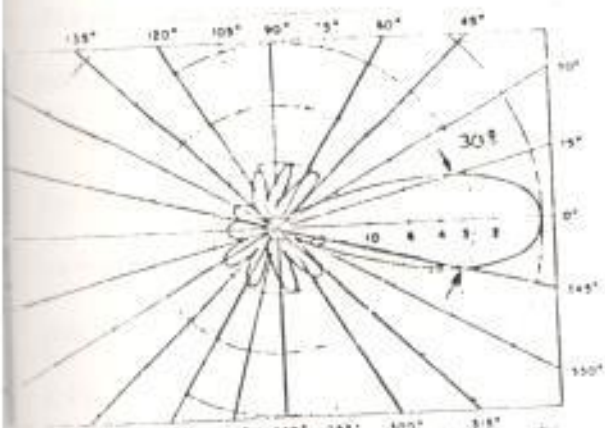


Diagrama de Radiación: Plano E

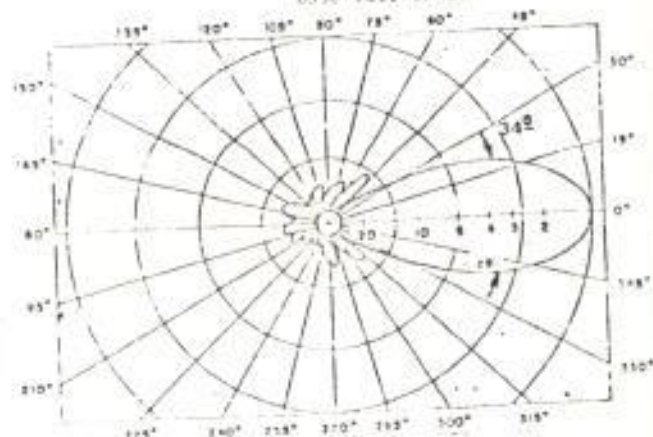


Diagrama de Radiación: Plano H

IDENTIFICACION

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

no 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.

2.4 EL TRANSCÉPTOR DE RADIO.

A la unidad transmisora-receptora de un equipo monocanal se la denomina comúnmente *TRANSCÉPTOR*. 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.

2.4.1 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS.

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 frecuencia</i> | 5 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: | 30,25 W |
| Relación S/N (isofonética): | 258 dB |
| Sensibilidad 20 dB S/N | -113 dBm |
| 1ra. Frecuencia Intermedia | 21,4 MHz |
| 2da. Frecuencia Intermedia | 455 KHz |

2.4.2 DESCRIPCIÓN 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 1 WATIO.
- AMPLIFICADOR 10 VATTIOS.
- 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 PASA BAJA | | LIMITADOR | | V.C.O. | | DETECTOR DE UMbral INFERIOR |
| | FILTRO PASA ALTA | | DISCRIMINADOR | | V.C.O. | | DETECTOR DE UMbral SUPERIOR |
| | FILTRO PASA BANDA | | MEZCLADOR | | CONVERTIDOR D.C. A D.C. | | INTERRUPTOR ELECTRONICO |
| | AMPLIFICADOR | | MULTIPLICADOR DE FRECUENCIA | | FILTRO ELIMINA BANDA | | CONECTOR COAXIAL |
| | AMPLIFICADOR AISLADOR | | DIVISOR DE FRECUENCIA | | INTERRUPTOR ELECTRONICO BIPOLAR | | SEÑAL DE SALIDA |
| | AMPLIFICADOR VARIABLE | | INTERRUPTOR | | ATENUADOR FIJO | | SEÑAL DE ENTRADA |
| | OSCILADOR | | CUARZO | | ATENUADOR AJUSTABLE | | MEZCLADOR |
| | DETECTOR | | COMPARADOR DE FASE | | ACOPLADOR DIRECCIONAL | | SENSOR |

FIGURA 12. SIMBOLOGIA

2.4.2.1 SINTETIZADOR TX-RX.

El transceptor mediante esta unidad está en capacidad de generar un total de 120 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 EPROM cuya misión es almacenar los valores de M y S requerido por los divisores programables. Es direccionada 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 transceptora 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 B 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 1 ms 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 B bytes de 4 bits cada uno. La nueva frecuencia establecida deberá someterse al proceso del bucle de enganche de fase.

Las unidades VCD Tx y VCD Rx entregan a esta unidad la señal de monitoria FVCD con un nivel no inferior a $-17 \text{ dBm}/50 \text{ ohmios}$, La señal FVCD entra a un predivisor de 2 módulos. En el predivisor de dos módulos se divide la frecuencia de la señal de monitoria FVCD para 80 si el hilo de control del predivisor está a nivel alto, dividiéndose para 81 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 $FVCO/81$.

Cuando el divisor S completa la cuenta de S pulsos, el régimen de entrada pasa a ser $FVCO/80$ debido al cambio de nivel de la señal de control de la división CDIV.

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

El comparador de fase es analógico y funciona cuando el error de frecuencia es cero. La salida del bloque 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.

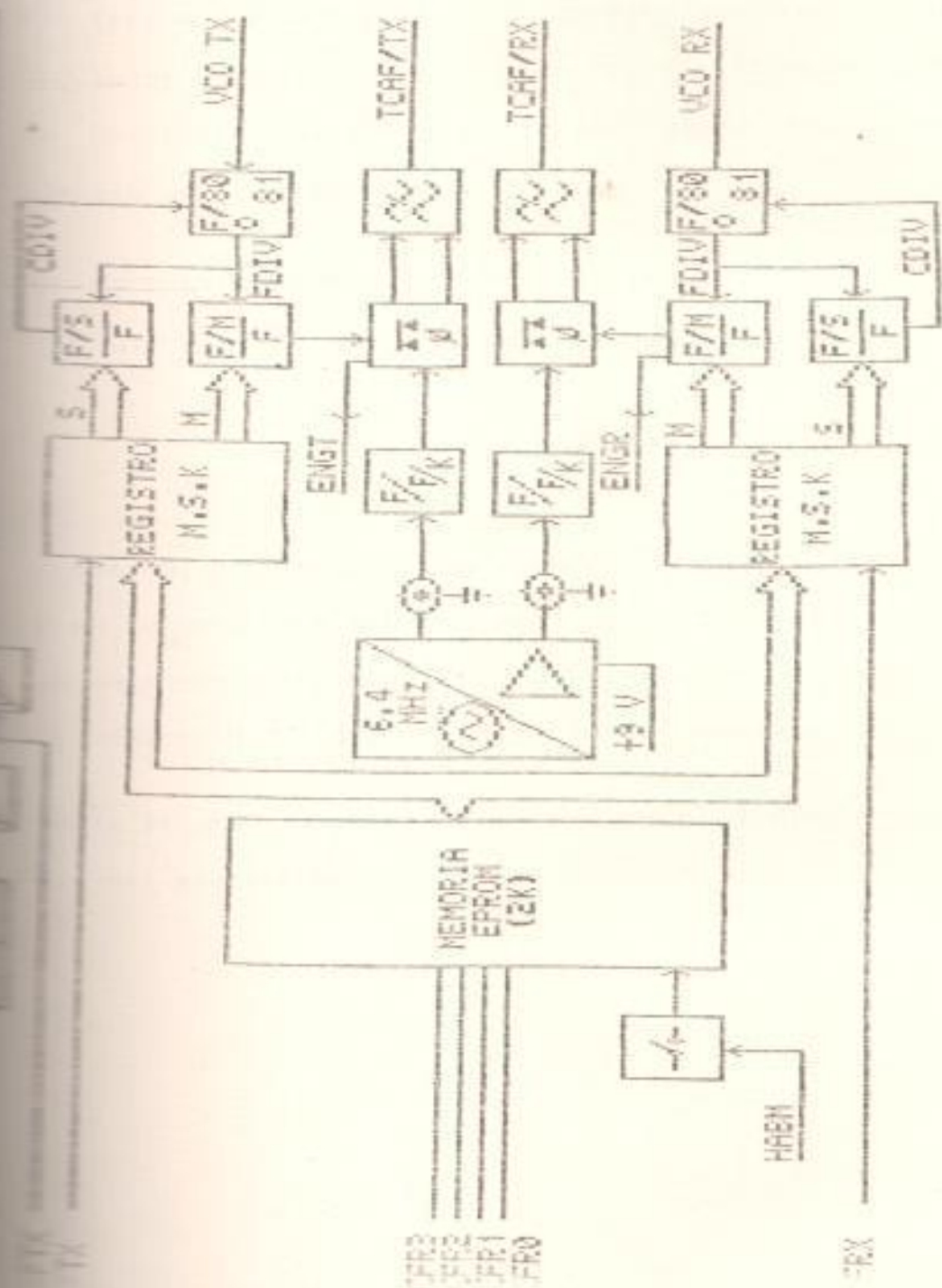


FIGURA 13. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SINTETIZADOR TX-RX

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 oscilación queda definida por la línea de transmisión de $\lambda/2$, la capacidad de transmisión y la capacidad de carga. El amplificador está acoplado a la línea resonante y proporciona una ganancia típica de 18 dB.

La salida de la unidad se conecta al AMPLIFICADOR 1 WATT (VCO TX) ó al módulo RF Y MEZCLADOR (VCO RX). Esta salida se bifurca y una de las partes es la señal FVCO que será tratada en el módulo SINTETIZADOR TX-RX.

Entre las características técnicas tenemos:

| | |
|----------------------------|----------------------|
| 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 ± 1 dBm |
| Sensibilidad | 1,4 a 2,6 MHz/voltio |

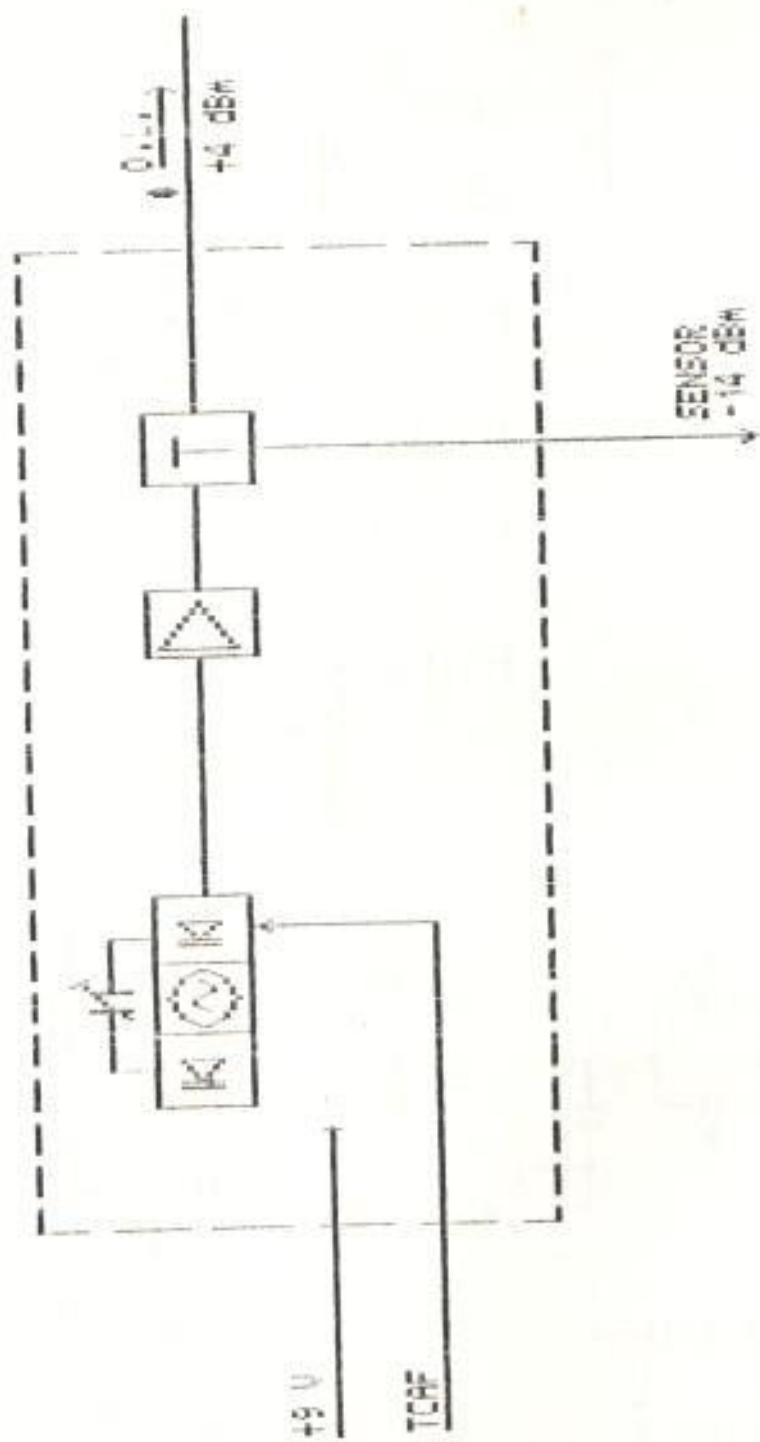


FIGURA 16. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL VCO RX.

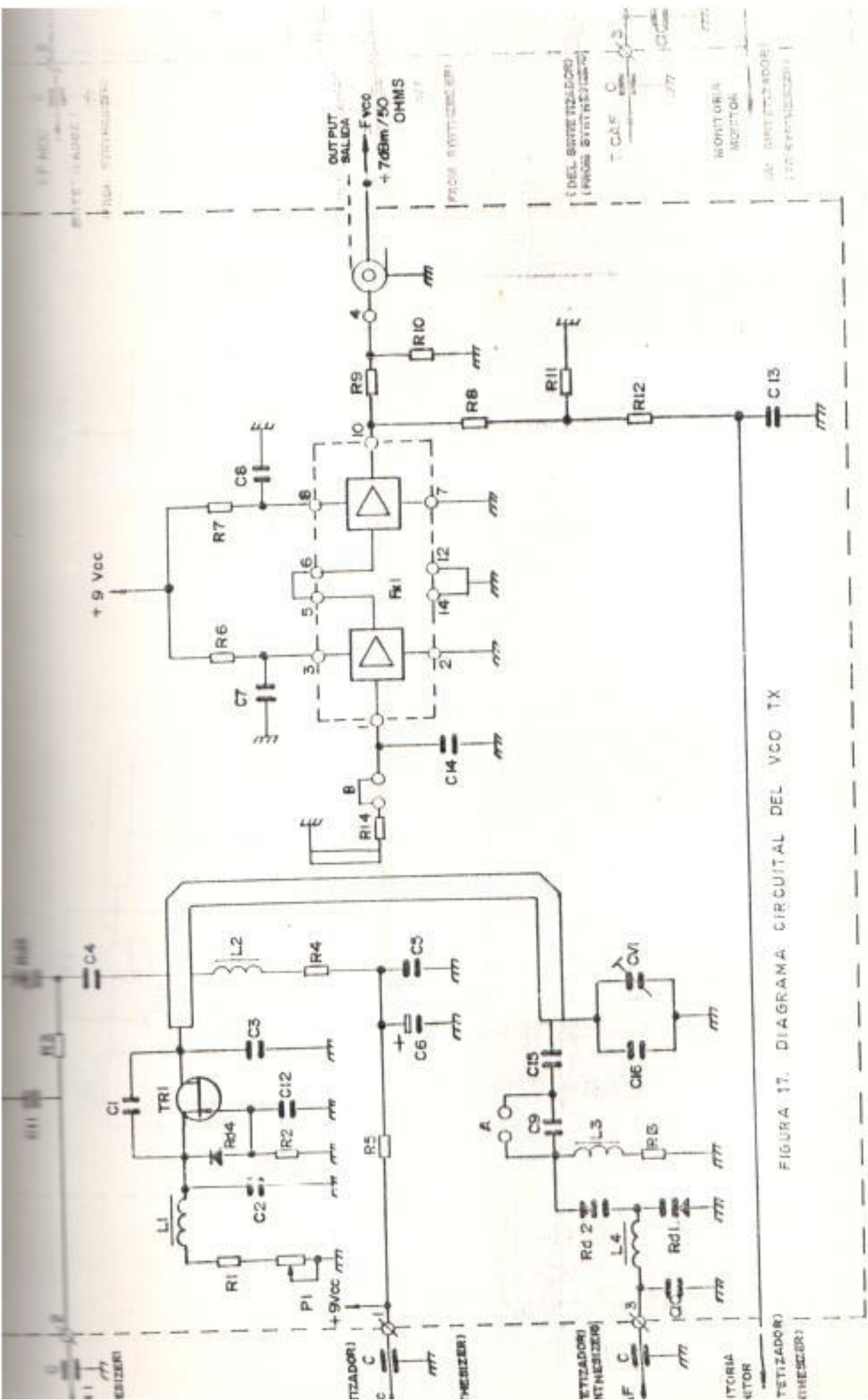


FIGURA 17. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL VCO TX

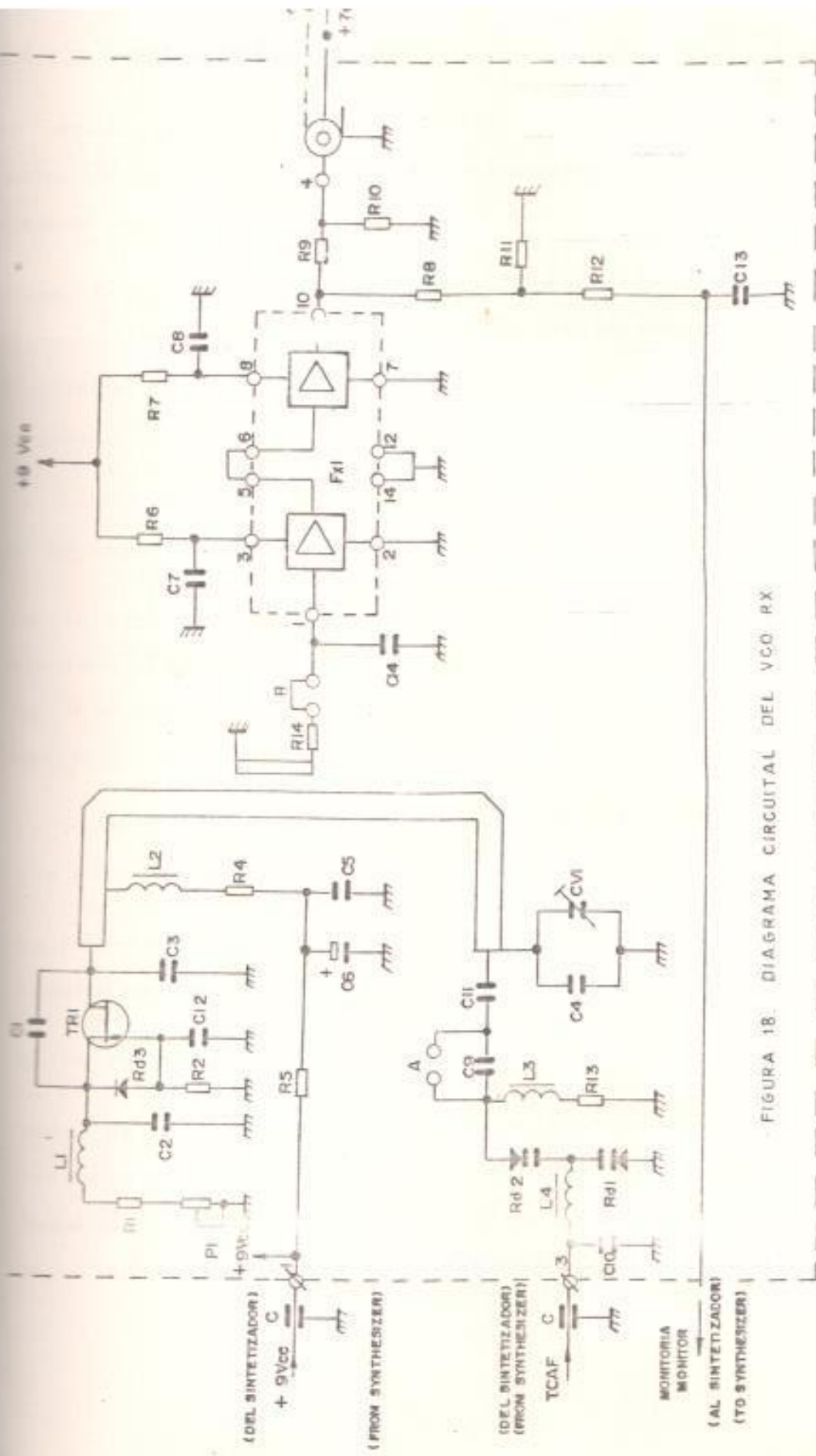


FIGURA 18. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL VCO RX

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 B y provee una ganancia de 8 dB con el fin de compensar al atenuador de 6 dB resistivo de la entrada.

La segunda etapa está polarizada en clase B, y su ganancia es elevada 15 dB.

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

Entre las características técnicas anotamos:

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

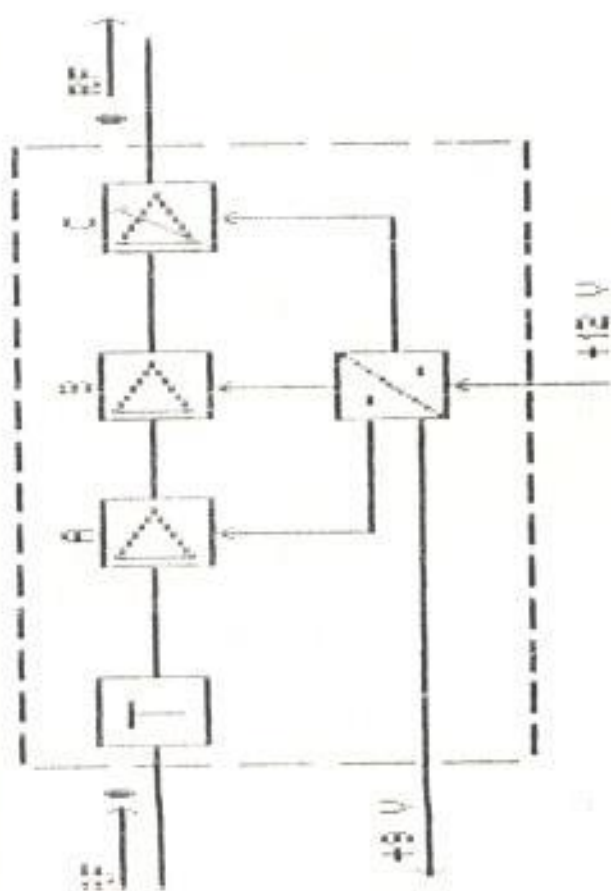


FIGURA 19. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL AMP-1 WATIO

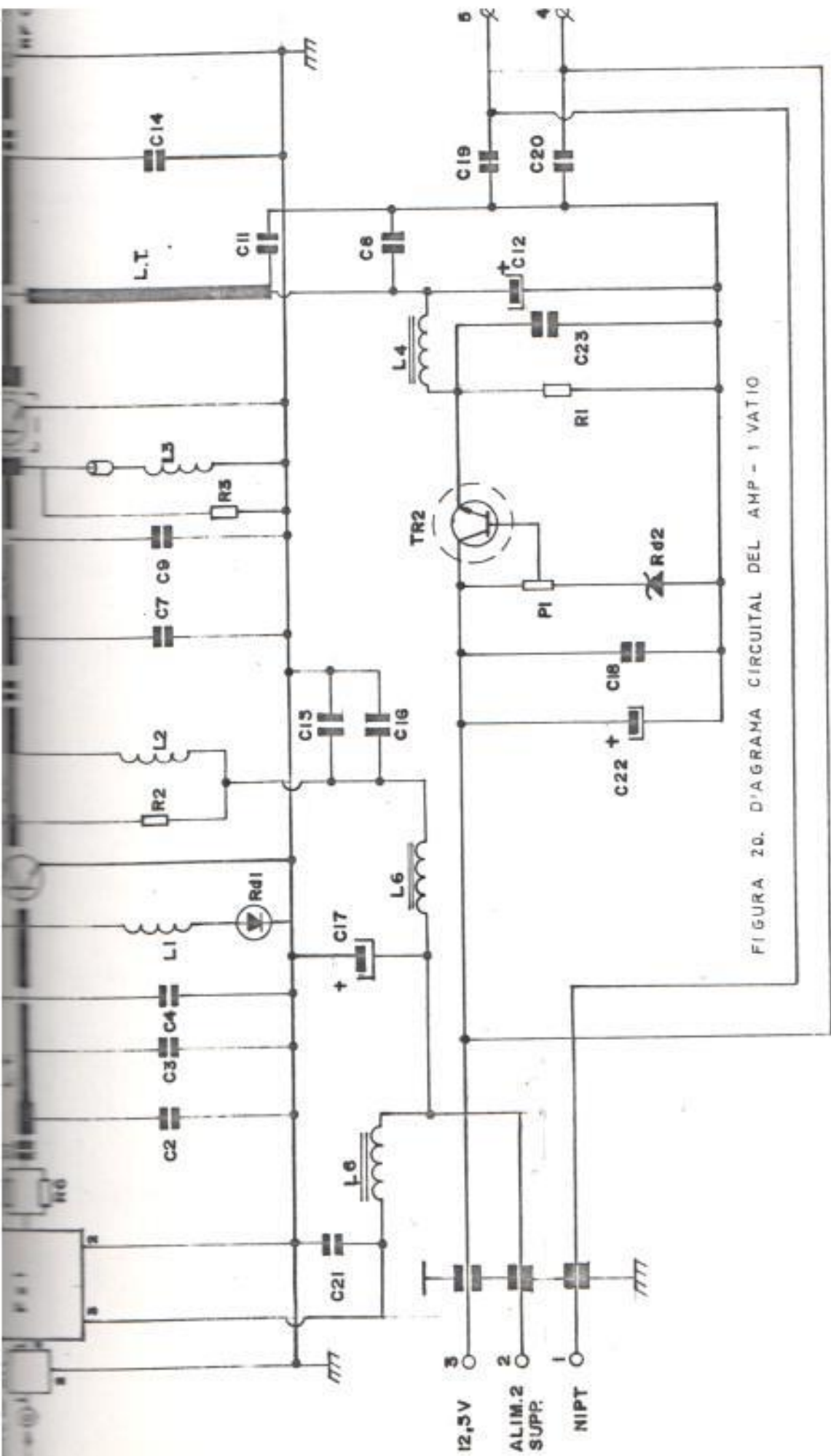


FIGURA 20. D'AGRAMA CIRCUITAL DEL AMP - 1 VATIO

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. |
| Bandancia | 12 db |
| Impedancia | 50 ohmios |

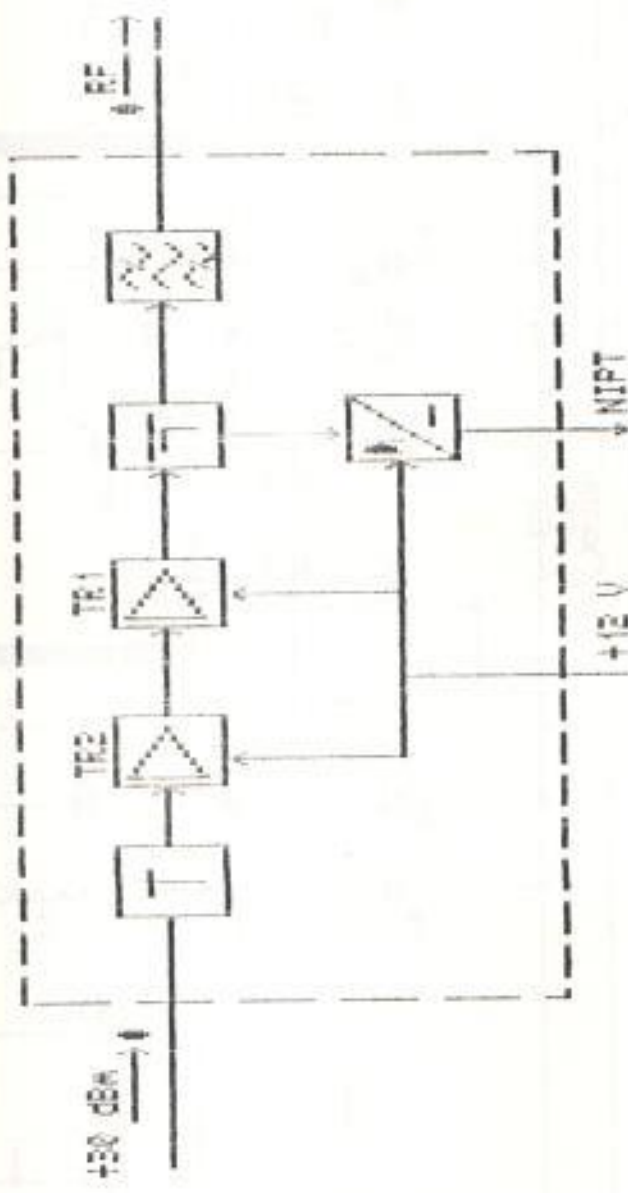


FIGURA 21. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL AMP-10 WATIOS

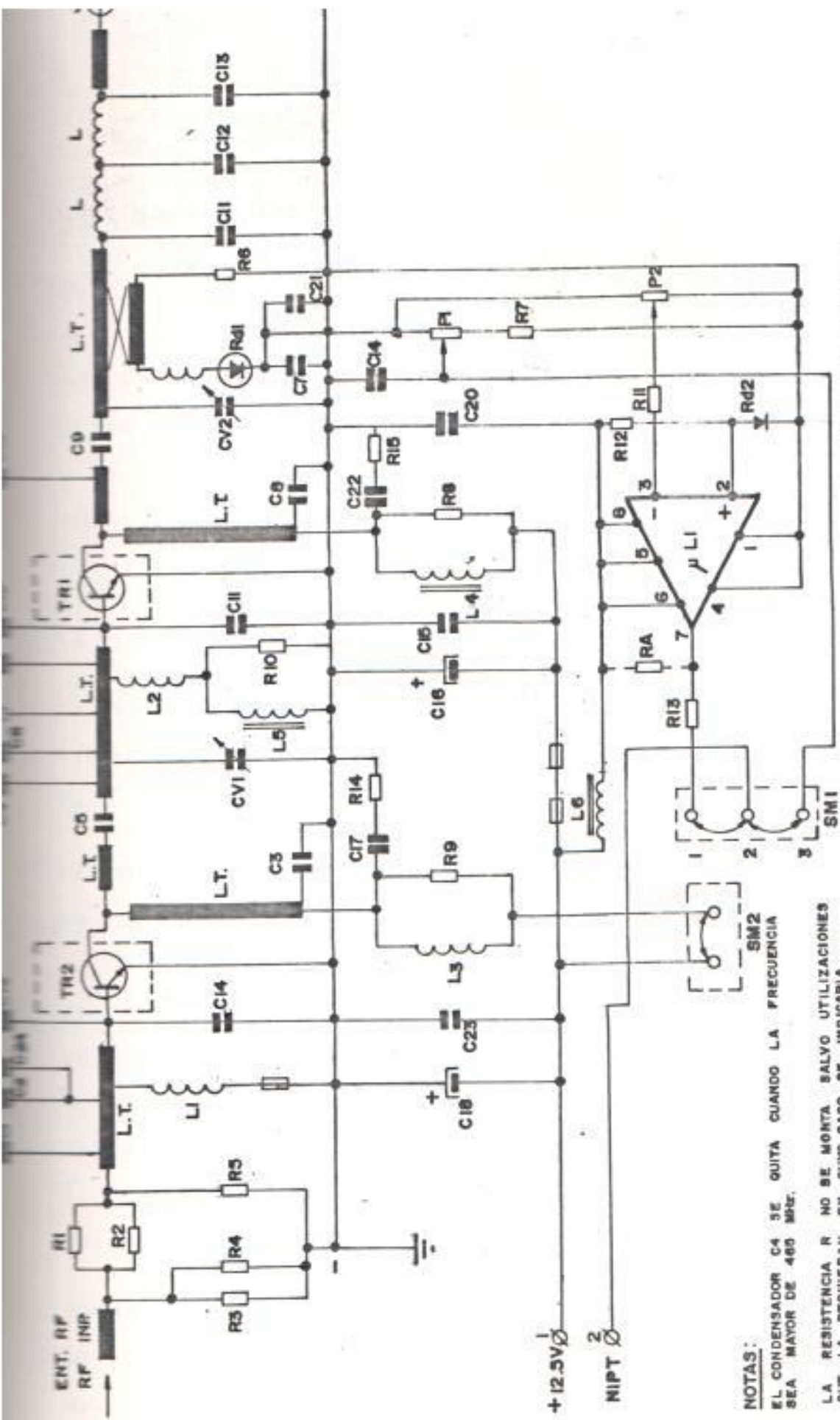


FIGURA 22 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL AMP 10 VATIOS

NOTAS:
 EL CONDENSADOR C4 SE QUITA CUANDO LA FRECUENCIA SEA MAYOR DE 400 Mhz.
 LA RESISTENCIA R NO SE MORTA 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 radiotelefonía, 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 balanceado, de alto nivel y de tipo pasivo, desarrollado en una micrológica. 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:

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

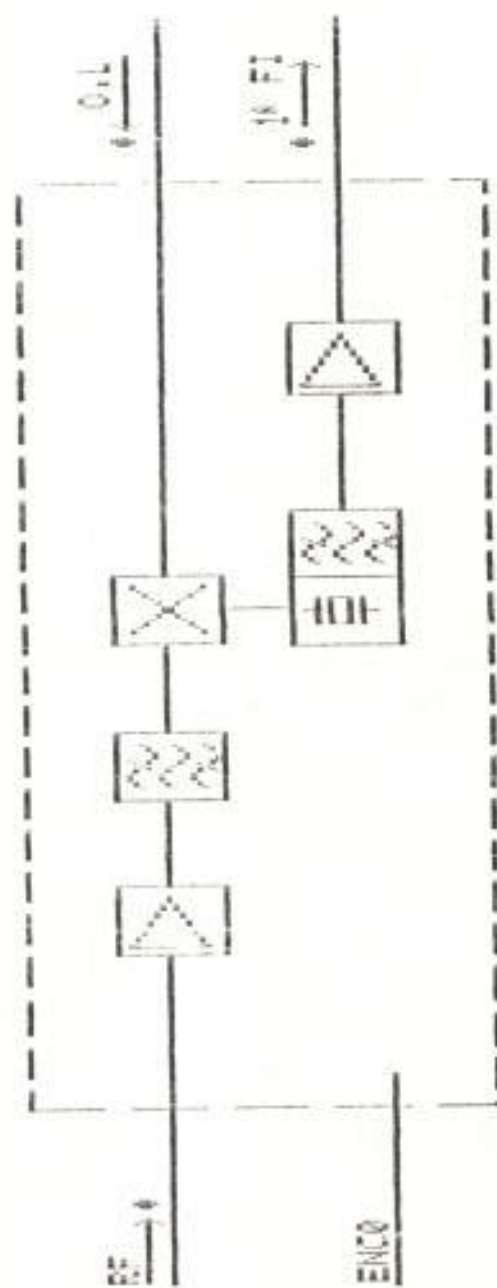


FIGURA 33. AMPLIFICADOR DE MEZCLADOR

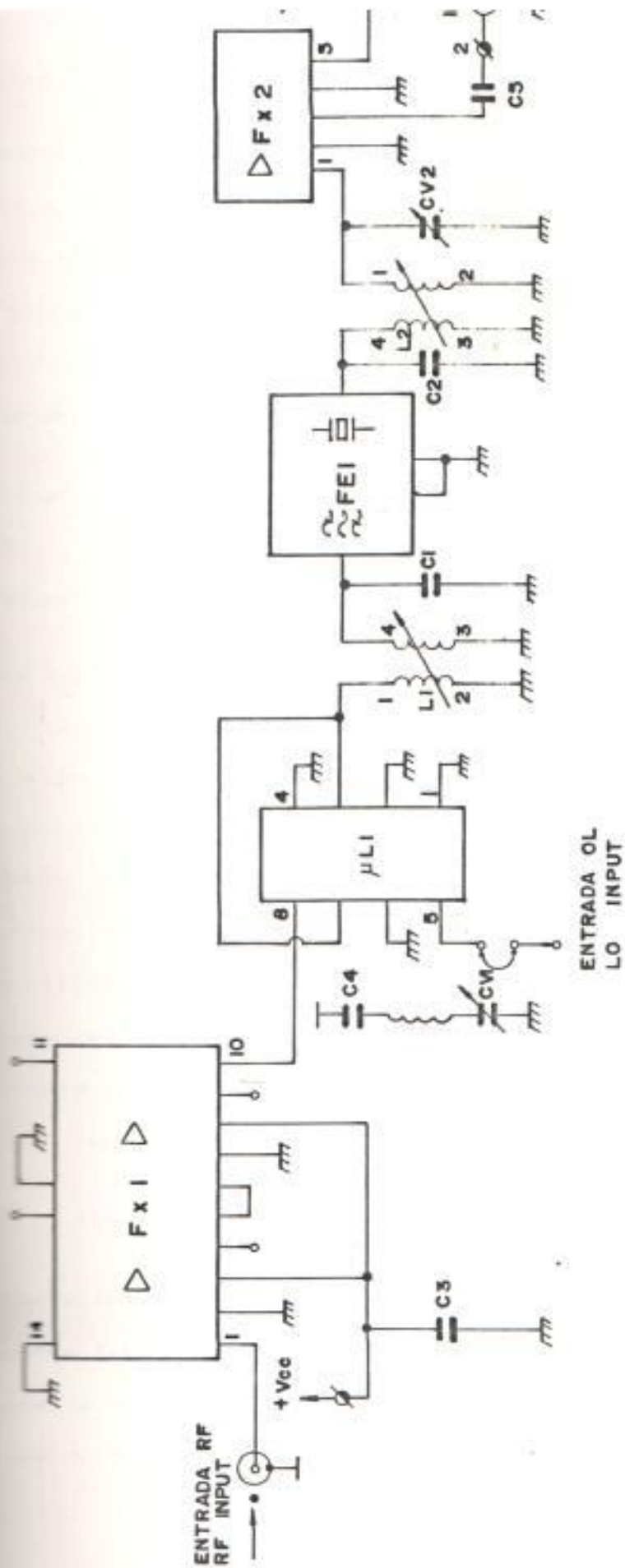


FIGURA 24. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL RF MEZCLADOR

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, pasa internamente la segunda frecuencia intermedia de 455 KHz para la obtención de la banda vocal, la misma se es amplificada y filtrada. La frecuencia de señalización (3825 Hz).

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

Entre los circuitos anotamos el 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:

| | |
|-------------------------------|---------------|
| Primera frecuencia intermedia | 21.4 MHz |
| Segunda frecuencia intermedia | 455 KHz |
| Banda de audio | 0.3 a 3.4 KHz |
| Nivel de salida de audio | -5 dBm |

2.4.2.8 FILTRO DIFLEXOR.

Funcionalmente está constituido por el filtro de transmisión, el filtro de recepción y la tarjeta de $\lambda/4$.

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

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

El filtro de recepción es del tipo pasa banda. La señal de recepción entra por antena, pasa por la tarjeta de $\lambda/4$, entra al filtro de recepción a través de un pasante obteniendo la señal filtrada en el conector J2.

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

Las características técnicas principales son:

| | |
|---------------------------------|---------------------|
| Banda de frecuencias | 400 a 470 MHz |
| Separación de frecuencias | 15 MHz > 1 > 16 MHz |
| Ancho de banda | 1,8 MHz |
| Potencia Admisible | ≤ 15 Watts. |
| Pérdidas de inserción antena Tx | $\leq 1,0$ dB |
| Pérdidas de inserción antena Rx | $\leq 3,0$ dB |

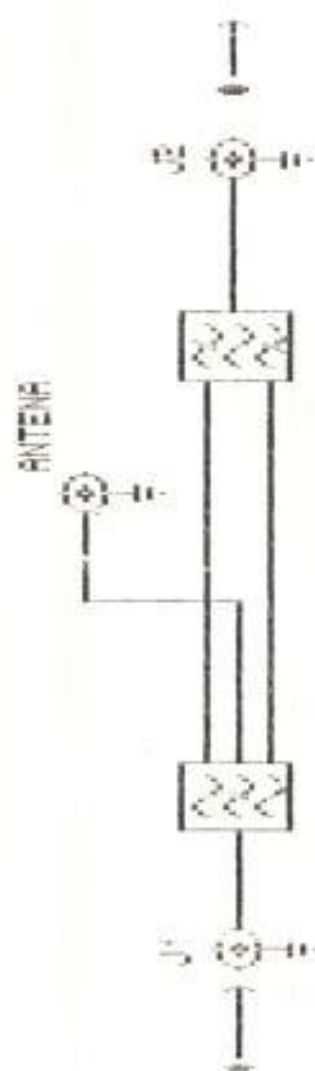
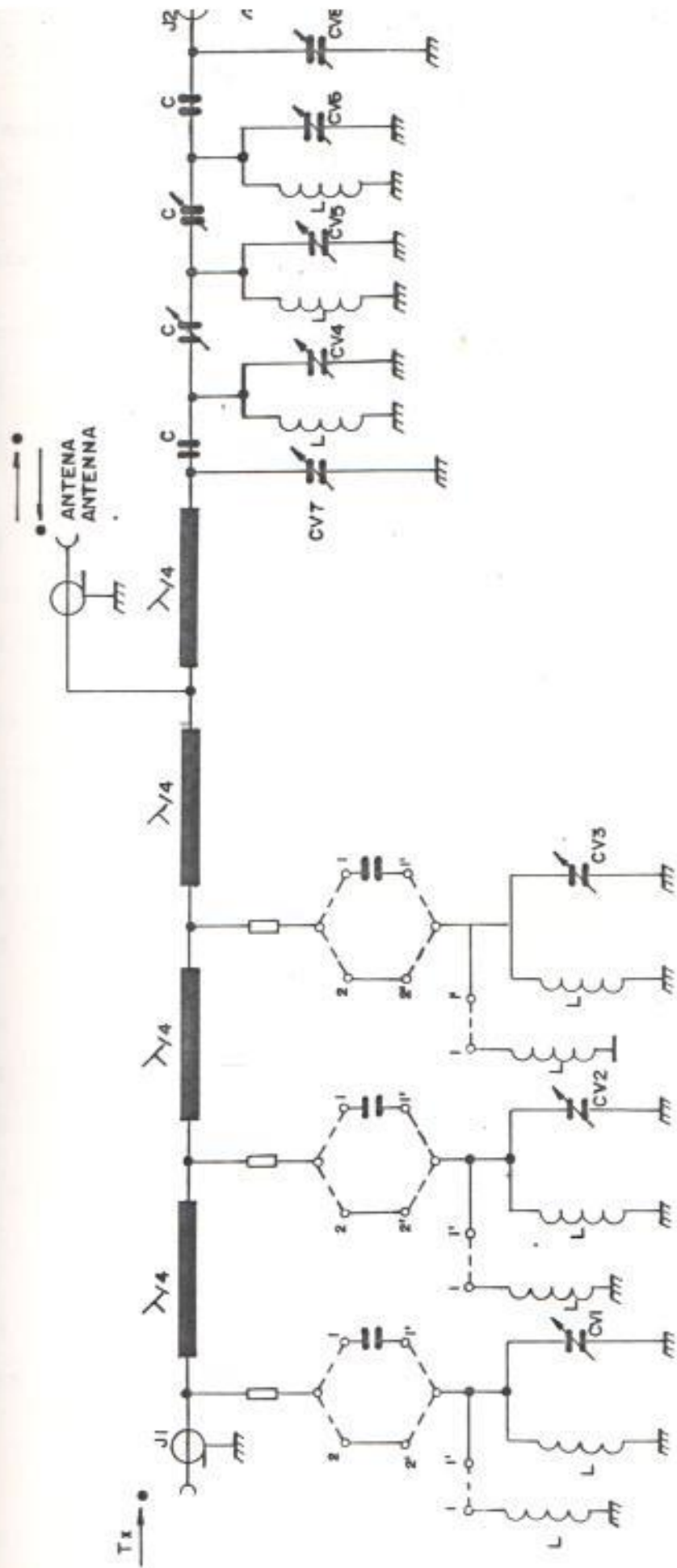


FIGURA 29. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DUPLEXOR



NOTA: NOTE:

EN FUNCION DE LAS FRECUENCIAS Tx, Rx REALIZAR LAS CONEXIONES
 DEPENDING ON Tx,Rx FREQUENCIES, MAKE THE FOLLOWING CONNECTIONS.

FTx < FRx : 1 - 1'

Tx > FRx : 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:

| | |
|-------|---------------------------------------|
| ENBT | Enganchado sintetizador transmisión. |
| ENGR | Enganchado sintetizador recepción. |
| DFOR | 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 entradas:

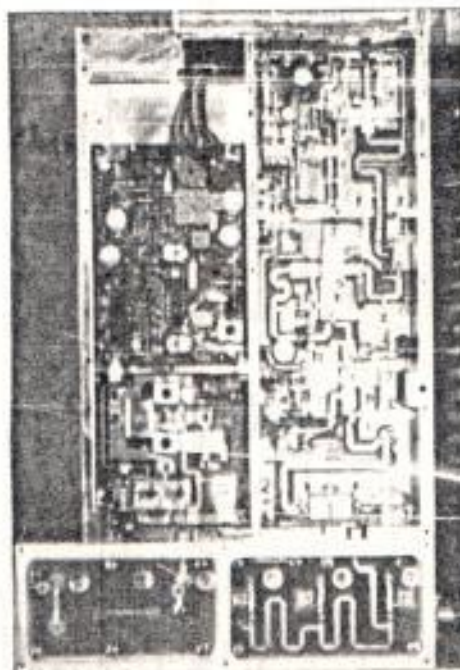
| | | |
|-------|---|---|
| CFR0 | ⋮ | |
| CFR1 | ⋮ | |
| CFR2 | > | Selección de frecuencia del sintetizador. |
| CFR3 | ⋮ | |
| ENCO | | Encender receptor. |
| ENC1 | | Encender transmisor. |
| ENC2 | | Encender potencia del transmisor. |
| HM | | Envío de hilo M. |
| FTX | | Activa sintetizador transmisor. |
| FTR | | Activa sintetizador recepción. |
| BFTX | | Señal de baja frecuencia a transmitirse. |
| SILEN | | Entrada de inhibición del silenciador. |



REGULACION Y
DISTRIBUCION

V.C.O. TX.

V.C.O. RX.



AMPLIFICADOR 1 VATIO

AMPLIFICADOR 10 VATIOS

FILTRO DUPLEXOR

FIGURA 31. ARREGLO DE MODULOS EN EL TRANSEPTOR

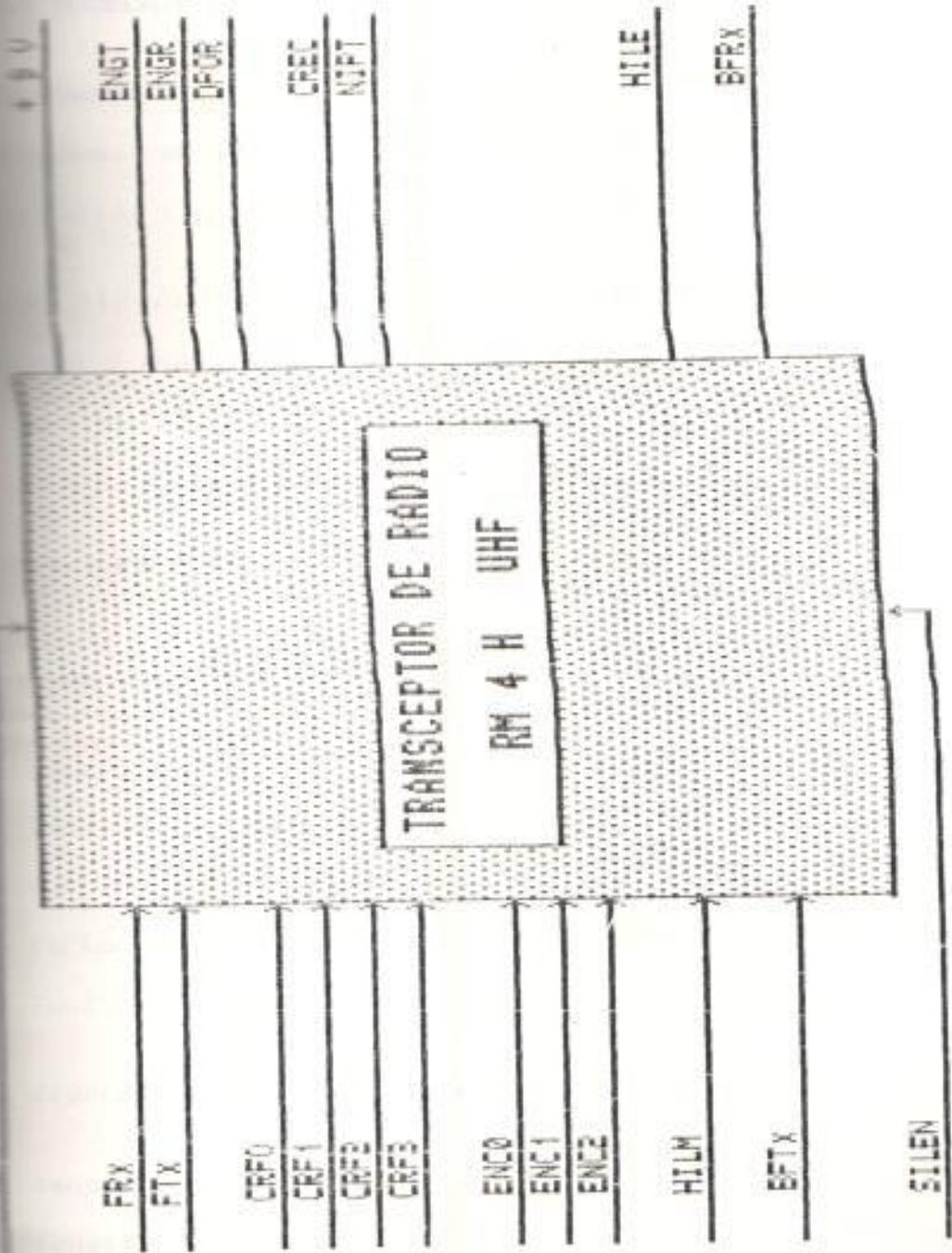


FIGURA 32. SEÑALES DE CONTROL REQUERIDAS

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 4 BILLOS Y TRANSCCEPTOR DE RADIO. Con +5 voltios se energizará el MICROCOMPUTADOR SDC-B5.

3.1.1 ESPECIFICACIONES.

REQUERIMIENTOS PARA EL SDC-B5.

| | |
|---------------------------|---------------|
| 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 TDPER PARA EL SDK-85

Consideremos:

a : Área del núcleo

l : densidad del núcleo (cm) \rightarrow $l = 1.12 \text{ cm}^2$

N : número de vueltas por voltio

B : densidad del campo magnético (8500 Gauss)

V_1 : voltaje en el primario

V_2 : voltaje en el secundario

V_{cc} : voltaje requerido por regulador

potencia requerida:

$$P_o = V_o \times I_o = 5 \times 1.5$$

$$P_o = 7.5 \text{ vatios}$$

$$P_{ac} = 1.5 P_o = 1.5 \times 7.5$$

$$P_{ac} = 11.25 \text{ voltios-ampierios}$$

cálculo del Área del núcleo requerido:

$$a = l \sqrt{P_{ac}} = 1.12 \times \sqrt{11.25}$$

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

voltaje V_{cc} para actuación del regulador

$$V_{cc} = V_o + 3 = 5 + 3$$

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

voltaje r.m.s en el secundario

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

$$V_m = 8(1 + 0,1\sqrt{3}) = 9,23 \text{ V}$$

$$V_s = V_m + 2(1) = 11,23 \text{ V}$$

$$V_{s \text{ rms}} = V_s / \sqrt{2} = 11,23 / \sqrt{2} = 7,95 \text{ V}$$

$$V_{s \text{ rms}} = 8 \text{ V}$$

Corriente en el primario.

$$I_1 = P/V_1$$

$$I_1 = 11,25/120 = 93,75 \text{ mA} \quad \text{AWG-24}$$

Corriente en el secundario.

$$I_2 = P/V_2$$

$$I_2 = 11,25/8 \text{ V} = 1,4 \text{ A} \quad \text{AWG-20}$$

Número de vueltas del primario.

$$N_1 = \frac{V_1 \times 10^8}{4,44 \times f \times B \times a} = \frac{120 \times 10^8}{4,44 \times 60 \times 0,5 \times 3,75}$$

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

Número de vueltas del secundario:

$$N_2 = \frac{V_2}{V_1} \times N_1 = \frac{8}{120} \times (1413)$$

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

MODELAJE DE LA FUENTE PARA EL RESTO DEL SISTEMA.

potencia requerida.

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

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

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

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

cálculo del Área del núcleo requerido.

$$a = 1.1 \sqrt{P_{ac}} = 1.1 \cdot \sqrt{36}$$

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

voltaje V_{cc} para actuación del regulador

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

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

voltaje r.m.s en el secundario

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

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

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

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

$$V_o \text{ rms} = 13.86 \text{ V}$$

Corriente en el primario.

$$I_1 = P/V_1$$

$$I_1 = 36/120 = 300 \text{ mA} \quad \text{---> ANB-26}$$

Corriente en el secundario.

$$I_2 = P/V_2$$

$$I_2 = 36/14 = 2.6 \text{ A} \quad \text{-----> AMB-17}$$

Número de vueltas del primario.

$$N_1 = \frac{V_1 \times 10^8}{4.44 \times f \times B \times a} = \frac{120 \times 10^8}{4.44 \times 60 \times 8500 \times 6.72}$$

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

Número de vueltas del secundario.

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

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

DISEÑO DEL FILTRO CAPACITIVO.

$$C = \frac{I_o}{4 \times \sqrt{3} \times f \times r \times V_m} = \frac{2.0}{4 \times \sqrt{3} \times 60 \times 0.1 \times 14\sqrt{2}}$$

$$C = 2430 \text{ } \mu\text{f, } 25 \text{ V}$$

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

$$V_{min} = 2 V_{cc} - V_m = 2(15) - 14\sqrt{2}$$

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

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

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

$$I_p T_1 = I_{cc} T_2$$

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

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

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

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

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

$$I_p = I_{cc} \times \frac{T_2}{T_1} = 2.0 \times \frac{6.3}{2.02}$$

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

$$R1 = \frac{V_{out} - V_{led}}{I_{r1}} = \frac{12 - 1.8}{32 \text{ mA}}$$

$$R1 = 334 \Omega$$

$$Pr1 = R1 * (I_{r1})^2 = 334 (32)^2$$

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

$$R2 = \frac{V_{out} - V_{led}}{I_{r2}} = \frac{5 - 1.8}{32 \text{ mA}}$$

$$R2 = 100 \Omega$$

$$Pr2 = R2 * (I_{r2})^2 = 100 (32)^2$$

$$Pr2 = 102.4 \text{ mW}$$

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 (%) | I _p (A) | C (uf) |
|---------------------------|----------------------------|------------------------|----------|-----------------------|-----------|
| 8 | 5 | 1,5 | 10 | 3,62 | 2977/25V |

SECCION INDICADOR DE POTENCIA

$$R2 = 100 \text{ Ohmios (102,4 mW)}$$

TABLA IV.

PARA RESTO DEL SISTEMA:

SECCION TRANSFORMADOR:

| | V (V) | I (A) | número de vueltas | Calibre del conductor |
|------------|----------|----------|----------------------|--------------------------|
| primario | 120 | 0,360 | 787 | AWG - 26 |
| secundario | 14 | 2,56 | 91 | AWG - 17 |

SECCION RECTIFICADOR, FILTRO Y REGULADOR

| V _{cc in} (V) | V _{cc out} (V) | I _{cc} (A) | r (%) | I _p (A) | C (uf) |
|---------------------------|----------------------------|------------------------|----------|-----------------------|-----------|
| 15 | 12 | 2,0 | 10 | 6,24 | 2430/25V |

SECCION INDICADOR DE POTENCIA

$$R1 = 334 \text{ Ohmios (342 m}\Omega\text{)}$$

TABLA V

3.1.4 SELECCION DE ELEMENTOS.

PARA EL SDA-85

Sea de los núcleos escogido para los transformadores

$$a1 = 3,75 \text{ cm}^2$$

$$a2 = 3,05 \text{ cm}^2$$

Desde rectificador y filtro

| Resp. | ECG | I _o de (A) | P _{RV} (V) | I _p (A) | V _{ak} max | FILTRO uf |
|------------|-----|--------------------------|------------------------|-----------------------|------------------------|--------------|
| DL10M15307 | | 1.5 | 1000 | 50 | 120 | 3300/25 V |

Regulador fijo de voltaje

| Resp. | ECG | I _o de (A) | V _{in} máx (V) | V _{in} mín (V) | R _D (Ω) | V _o (V) | Env |
|--------|------|--------------------------|----------------------------|----------------------------|-----------------------|-----------------------|------|
| DL307K | 309K | 1.5 | 35 | 7.5 | 20 | 45 | 10-3 |

Resistencia del indicador

$$R2 = 100 \text{ Ohmios (250 mΩ)}$$

Tabla VI

PARA EL RESTO DEL SISTEMA

Área de los núcleos escogidos para los transformadores

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

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

Fuente rectificadora y filtro

| Disp. | ECG | I _o dc (A) | PRV (V) | I _p (A) | Vak max | FILTRO uf |
|-------|------|--------------------------|------------|-----------------------|------------|--------------|
| BR36 | 5310 | 4.0 | 600 | 250 | 1.0 | 3300/25V |

Regulador fijo de voltaje

| Disp. | ECG | I _o dc (A) | V _{in} max (V) | V _{in} min (V) | Pd (W) | V _o (V) | Env. |
|--------|------|--------------------------|----------------------------|----------------------------|-----------|-----------------------|------|
| 7B12KC | 1914 | 1.5 | 35 | 14 | 15 | 12 | T0-3 |

Resistencia del indicador

$$R_1 = 330 \text{ Ohmios (500 mW)}$$

TABLA VII

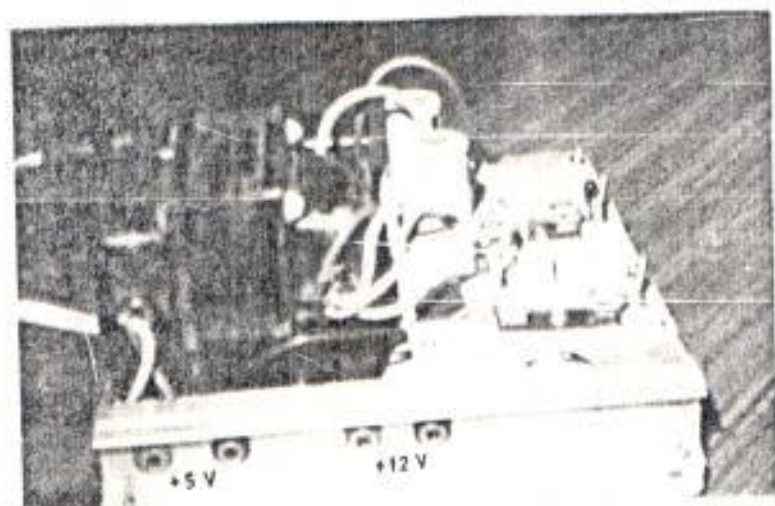


FIGURA 33. ARREGLO DE ELEMENTOS EN LA FUENTE

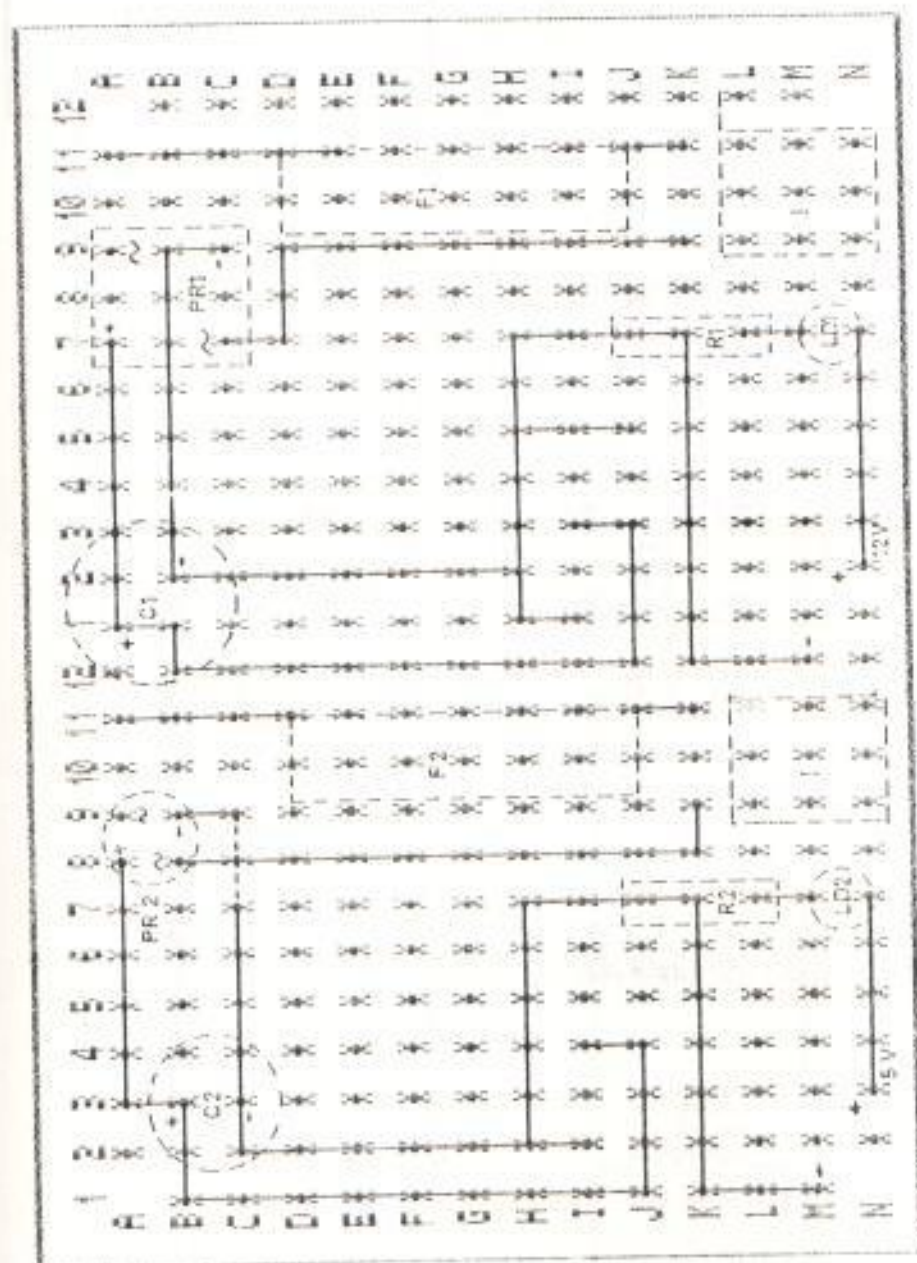


FIGURA 34. DIAGRAMA DE PISTA DE LA FUENTE

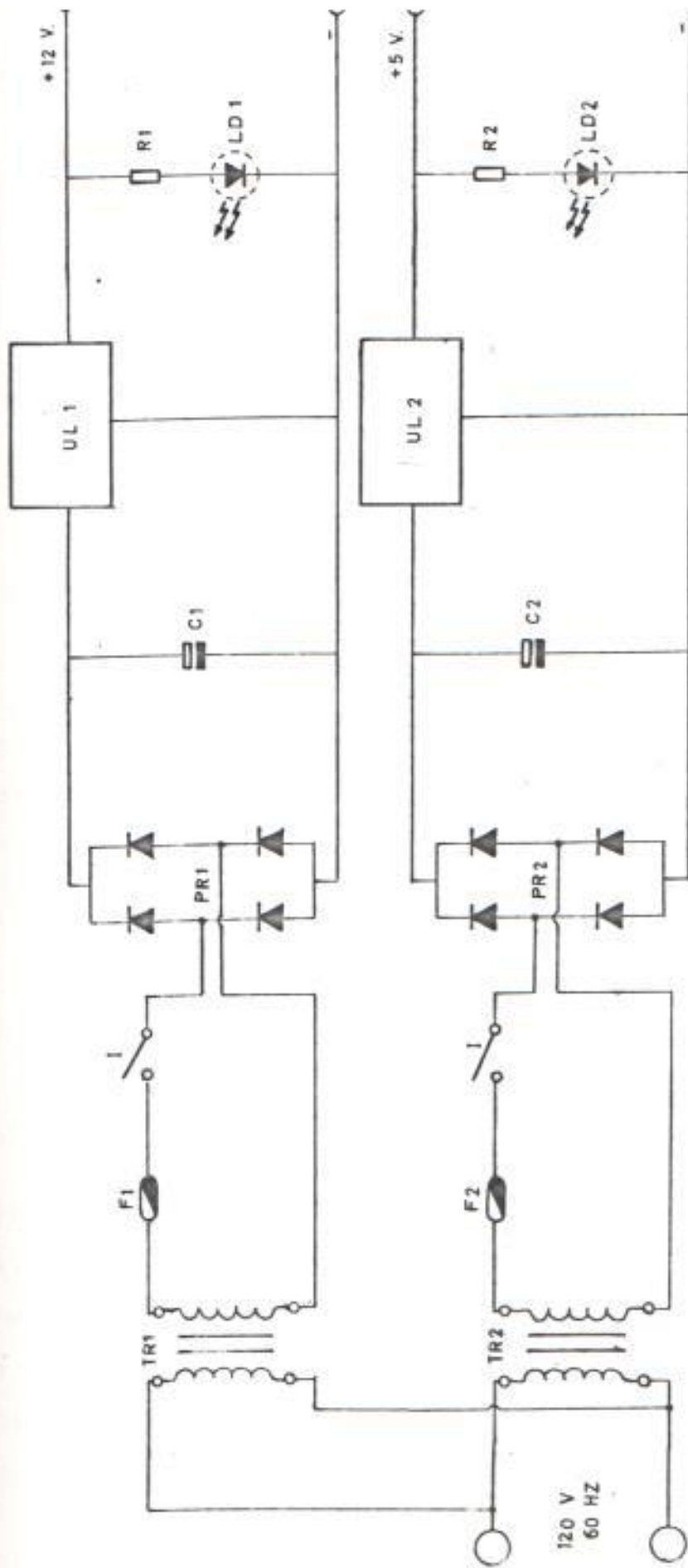


FIGURA 35 DIAGRAMA CIRCUITAL DE LA FUENTE

3.2 MODELAJE DE LA UNIDAD INTERFAZ A 4 HILOS.

La unidad de Baja Frecuencia INTERFAZ A 4 HILOS es la encargada de procesar la señal de audio que será recibida y transmitida por la unidad transceptora.

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

Su función principal es la de realizar la unión entre un canal del equipo multiplexor con el transceptor.

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

Para la transmisión de datos utilizamos el código FSK, siendo las frecuencias de los estados marca y espacio: 1090 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 Tx-Rx | -5 dBm |
| Alimentación | +12 Vdc |

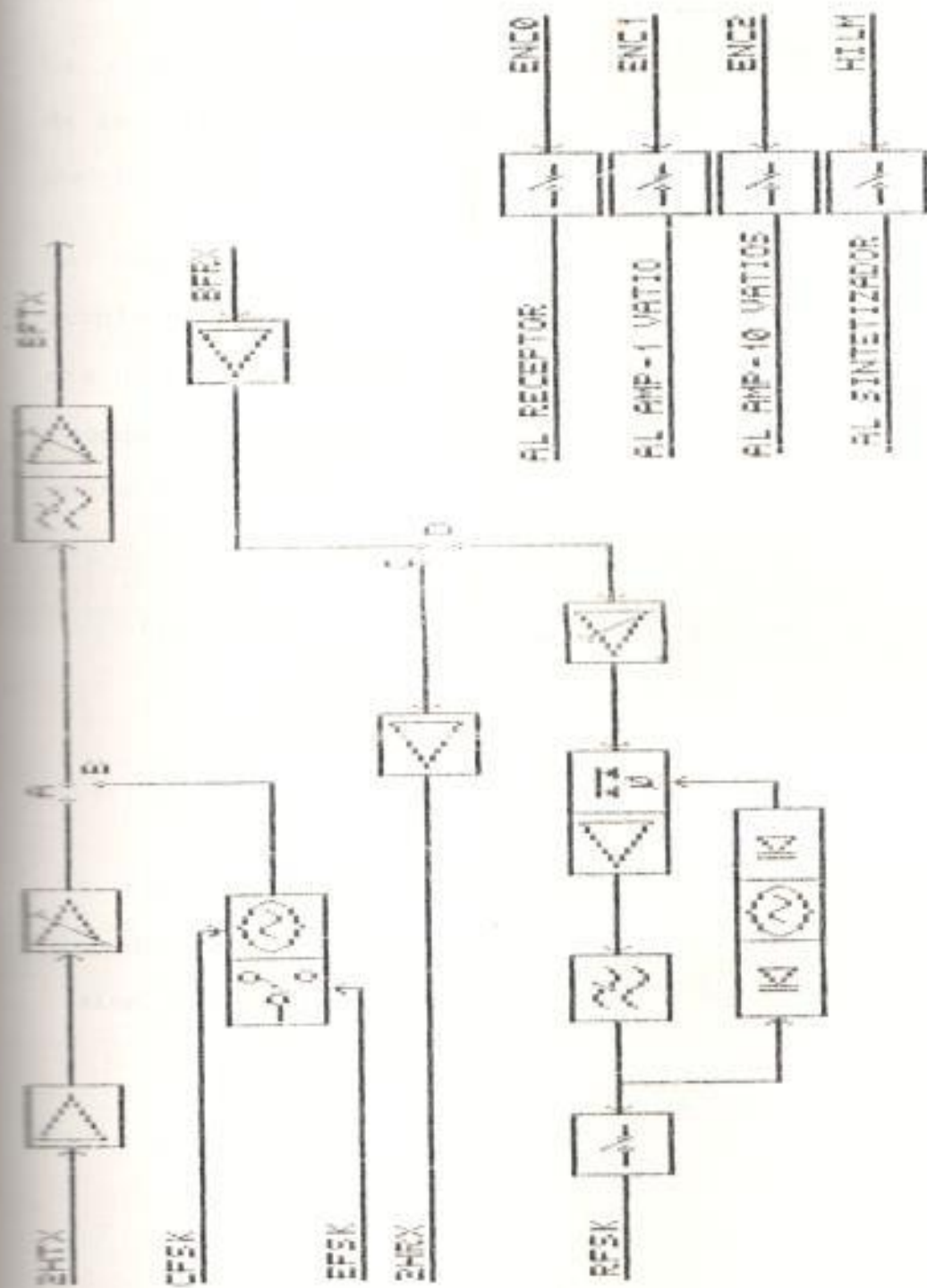


FIGURA 36. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INTERFAZ

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 u1.

La señal de audio entra a un amplificador estable acoplado en alterna (u1: 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:

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2 * \pi * R2 * C1} = \frac{1}{2 * \pi * 15000 * 0,00001}$$

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

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

$$R4 = \frac{R3 * R2}{R3 + R2} = \frac{100 * 15}{100 + 15}$$

$$R4 = 13,04 \text{ K}$$

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

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi \times R7 \times C3} = \frac{1}{2\pi \times 47000 \times 0,000000047}$$

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

La frecuencia de corte superior es por tanto:

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi \times R6 \times C2} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 0,000000047}$$

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

Sabiendo que:

$$C3 \times R7 = C2 \times R6$$

La ganancia a frecuencia de banda es:

$$G = 20 \log \frac{R7}{R6} = 20 \log 2$$

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 oscilador 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 1090 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 portadora, 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 1090 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 subnivel 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 conmutación de los hilos E y M presentes en el múltiplex es detectada y enviada por el microcomputador, mediante los cambios de estado de los hilos HERT, HHRT, HHBF, y HEPF. En la figura 39 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 HHBF.

INDICADOR VERDE: activación del hilo HERT.

La unidad ha sido diseñada para por sí 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 +5 Voltios a partir de una misma fuente de +12 Voltios.

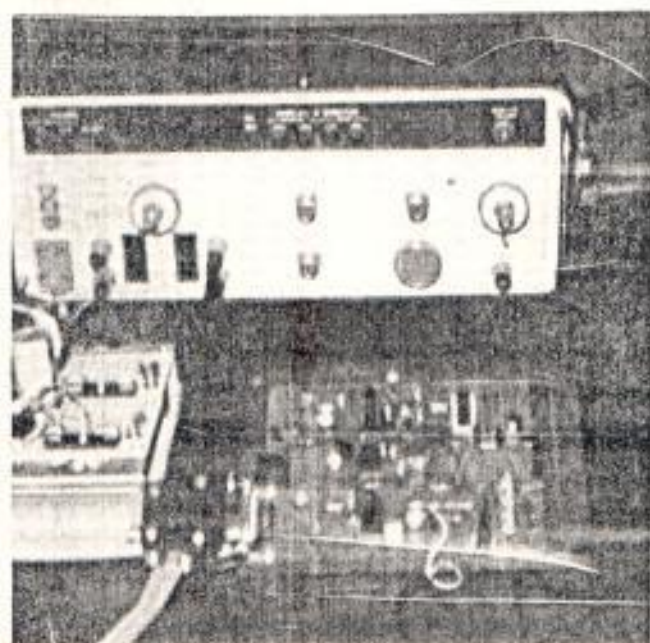


FIGURA 37. ARREGLO DE ELEMENTOS EN EL INTERFAZ.

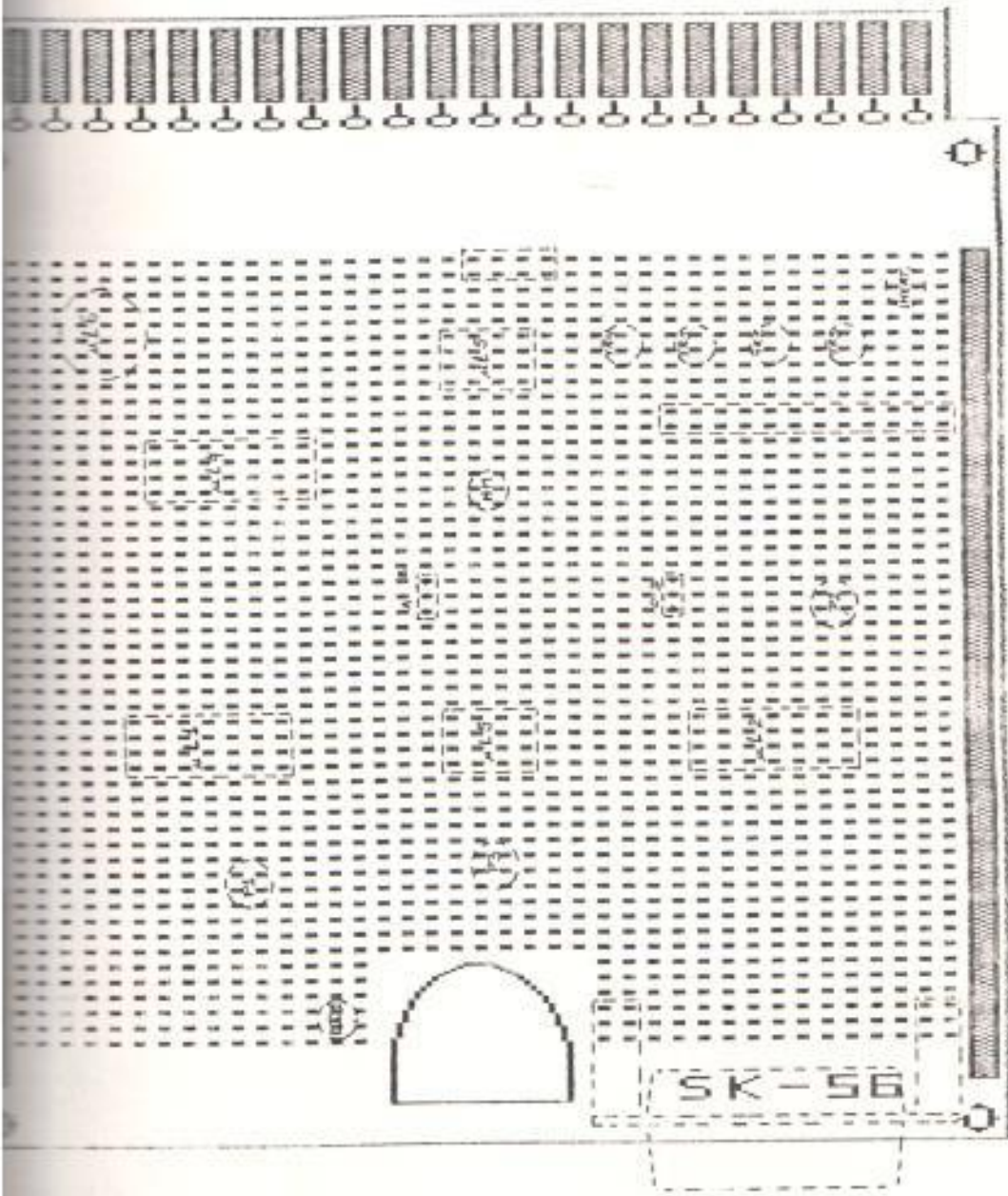


FIGURA 38. DIAGRAMA DE PISTA DEL INTERFAZ

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

R 26
R 27
R 28

CI. MC3503 L 4-OPAM
CI. MC 3503L 4-OPAM
CI. UA 741CP OPAM
CI. NE 565N DEMODULADOR FSK
CI. NE 555P MODULADOR FSK
CI. 78M05HM REGULADOR +5 V.

UL 01
UL 02
UL 03
UL 04
UL 05
UL 06

TR. 2N720A TRANSISTOR DE CONMUTACION
TR. 2N720A TRANSISTOR DE CONMUTACION
TR. 2N720A TRANSISTOR DE CONMUTACION
TR. 2N720A TRANSISTOR DE CONMUTACION

TR 01
TR 02
TR 03
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) Expiración 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 20H

| BIT | SEÑAL | DESCRIPCION |
|-----|-------|--|
| 1 | RADC | Indicador de abonado(1) o central(0). |
| 2 | EMDF | Detector de hilo E del interfer central. |
| 3 | RFSK | Recepción del código digital FSK. |
| 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 hilo e del transceptor. |

PUERTO DE SALIDA 21H

| BIT | SEÑAL | DESCRIPCION |
|-----|-------|---------------------|
| 8 | EFSK | Envío de tonos FSK. |

| BIT | SEÑAL | DESCRIPCIÓN |
|-----|-------|-----------------------------------|
| 1 | ENC0 | Encender receptor. |
| 2 | ENC1 | Encender transmisor. |
| 3 | ENC2 | Encender potencia del transmisor. |
| 4 | CFSK | Activar circuito de datos. |
| 5 | TIHB | Activar timbre. |
| 6 | ALBE | Alimentar canal vocal. |
| 7 | HHBE | Envío de hilo B al receptor. |
| 8 | HHRT | Envío de hilo B al transceptor. |

3.3.5 COMANDOS DE SUPERVISION.

Los comandos de supervisión se refieren a las funciones que realizarán las diferentes teclas del SDK-95.

| 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 MONITOR. |
| o AL 9 | Teclado equivalente al disco de marcación. |

3.3.6 SUBROUTINAS.

SUBROUTINA FORMATOS

La subrutina presenta 8 caracteres alfanuméricos en el frontal de los visualizadores. En el caso de registro H-L se colocará la dirección binaria del primer carácter.

| | | | | | | |
|------|------|------------|----|----|----|-----------------|
| 2080 | DISP | MVI A, 00 | 3E | 00 | | |
| 2082 | | MVI B, 00 | 1E | 00 | | |
| 2084 | | CALL OUTPT | CD | B7 | 02 | VISUALIZAR EN |
| 2087 | | MVI A, 04 | 3E | 04 | | CAMPO DIRECCION |
| 2087 | | ADD L | 05 | | | |
| 208A | | MVI A, 01 | 3E | 01 | | |
| 208C | | CALL OUTPT | CD | B7 | 02 | VISUALIZAR EN |
| 208E | | RET | C9 | | | CAMPO DATOS |

SUBROUTINA ENLACE

La subrutina realiza la estabilización de 3825 Herz y espera por la contestación, supervisando además el proceso de conversación.

| | | | | | | |
|------|------|-----------|----|----|----|----------------|
| 2090 | ENLA | MVI A, A7 | 3E | A7 | | ARRTR CANAL Y |
| 2092 | | OUT 22 | 1E | 22 | | ACTIVAR H-ERT |
| 2094 | | IN 2A | DB | 2A | | |
| 2096 | | ANI B0 | E6 | B0 | | DETECTAR H-ERT |
| 2098 | | CPI B0 | FE | B0 | | |
| 209A | | JNZ ENLA | F7 | 90 | 20 | |
| 209D | | RET | C9 | | | |

LIBRUTINA MARGACION

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

| | | | | | | |
|------|------|------------|----|----|----|--------------------|
| 2800 | MARC | CALL RDKBD | CD | E7 | 02 | |
| 2803 | | CPI EXEC | FE | 10 | | TECLA EXEC |
| 2805 | | JZ XSAL | CA | 5A | 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 | 0A | | |
| 2817 | SALV | STA 28FE | 32 | FE | 28 | |
| 281A | | CALL UPDDT | CD | 6E | 03 | VISUALIZAR |
| 281D | | LDA 28FE | 3A | 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 | A7 | | DESACTIVAR: |
| 282C | | OUT 22 | D3 | 22 | | H-MRT |
| 282E | | MOV A,B | 70 | | | |
| 282F | | CMP C | 87 | | | NUMERO=REG. 0 |
| 2830 | | JZ TEMP | CA | 20 | 28 | |
| 2833 | | INR B | 04 | | | INCREMENTAR B |
| 2834 | | CALL ATRS | CD | 4C | 28 | RETARDO |
| 2837 | | JMP 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 | 78 | | | |
| 2844 | | CPI 0A | FE | 0A | | |
| 2846 | | JZ MARC | CA | 00 | 28 | |
| 2849 | | JMP INCR | C3 | 3F | 28 | |
| 284C | ATRS | LHLD FFFF | 2A | FF | 1F | 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 | | | |

ROUTINA DATOS

La subrutina realiza la transmision en FIB del código decimal predispuesto en el teclado del microcomputa
 SDK-R5 radio transistor.

| | | | | | |
|------|-----------------|----|----|----|----------------|
| 2870 | DATO LXI D,20AA | 21 | 0A | 20 | |
| 2873 | CALL DISP | 0D | 80 | 20 | |
| 2876 | CALL ENLA | 0D | 70 | 20 | |
| 2879 | IN 2A | 0B | 20 | | ENTRAR DATOS |
| 2882 | ANI 08 | E6 | 08 | | FINITO 20 |
| 2885 | CPI 08 | FE | 08 | | ES TRANSISTOR? |
| 2888 | MVI DARY | C2 | 71 | 28 | |
| 2892 | DATX CALL RDKBD | ED | E2 | 00 | TRANSISTOR |
| 2895 | MOV C,A | 4E | | | |
| 2898 | CPI EXEC | FE | 38 | | |
| 2901 | JZ XSDA | DA | 69 | 28 | |
| 2904 | JNC DATX | D2 | 72 | 28 | |
| 2907 | MVI B, 00 | 96 | 00 | | |
| 2910 | LAZO CMP B | 1C | | | |
| 2913 | JZ TOFF | CA | 80 | 28 | |
| 2916 | MVI A, 80 | 3E | 80 | | ENTRAR TOFF |
| 2919 | OUT 21 | 03 | 21 | | |
| 2922 | MOV A,C | 72 | | | |
| 2925 | INR B | 43 | | | |
| 2928 | JMP LAZO | 13 | 80 | 28 | |
| 2931 | TOFF CALL UPDDT | 0D | 6E | 03 | |
| 2934 | MVI A, 00 | 3E | 00 | | OUTAR COMB |
| 2937 | OUT 21 | 03 | 21 | | |
| 2940 | JMP DATX | 13 | 72 | 28 | |
| 2943 | DARY MVI A, 00 | 3E | 00 | | RADIO RECEPTOR |
| 2946 | CALL UPDDT | 0D | 6E | 03 | MOSTRAR DA 00 |
| 2949 | CERO MVI B, F3 | 06 | F3 | | AJUSTE RETARDO |
| 2952 | IN 2A | 0B | 20 | | |
| 2955 | ANI 04 | E6 | 04 | | |
| 2958 | CPI 04 | FE | 04 | | FINO? |
| 2961 | JNZ CERO | C2 | 82 | 28 | |
| 2964 | BREG INR B | 43 | | | |
| 2967 | IN 2A | 0B | 20 | | |
| 2970 | ANI 04 | E6 | 04 | | |
| 2973 | CPI 04 | FE | 04 | | |
| 2976 | JZ BREG | 58 | 07 | 28 | |
| 2979 | MOV A,B | 7B | | | |
| 2982 | CALL UPDDT | 0D | 6E | 03 | MOSTRAR DATO |
| 2985 | EI | FB | | | |
| 2988 | JMP CERO | 13 | 82 | 28 | |
| 2991 | XSDA RET | 07 | | | |

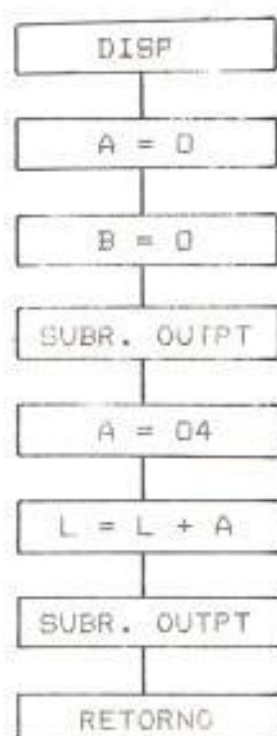


FIGURA 40. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBRUTINA FORMATO

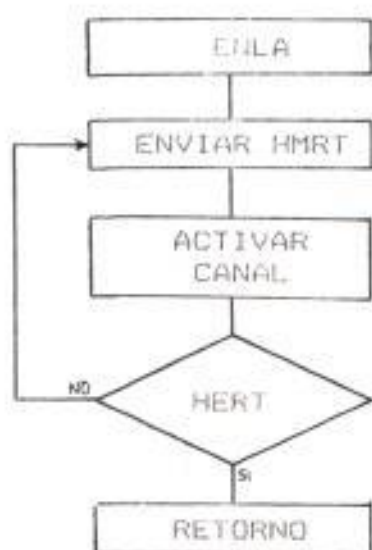


FIGURA 41. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBRUTINA ENLADE

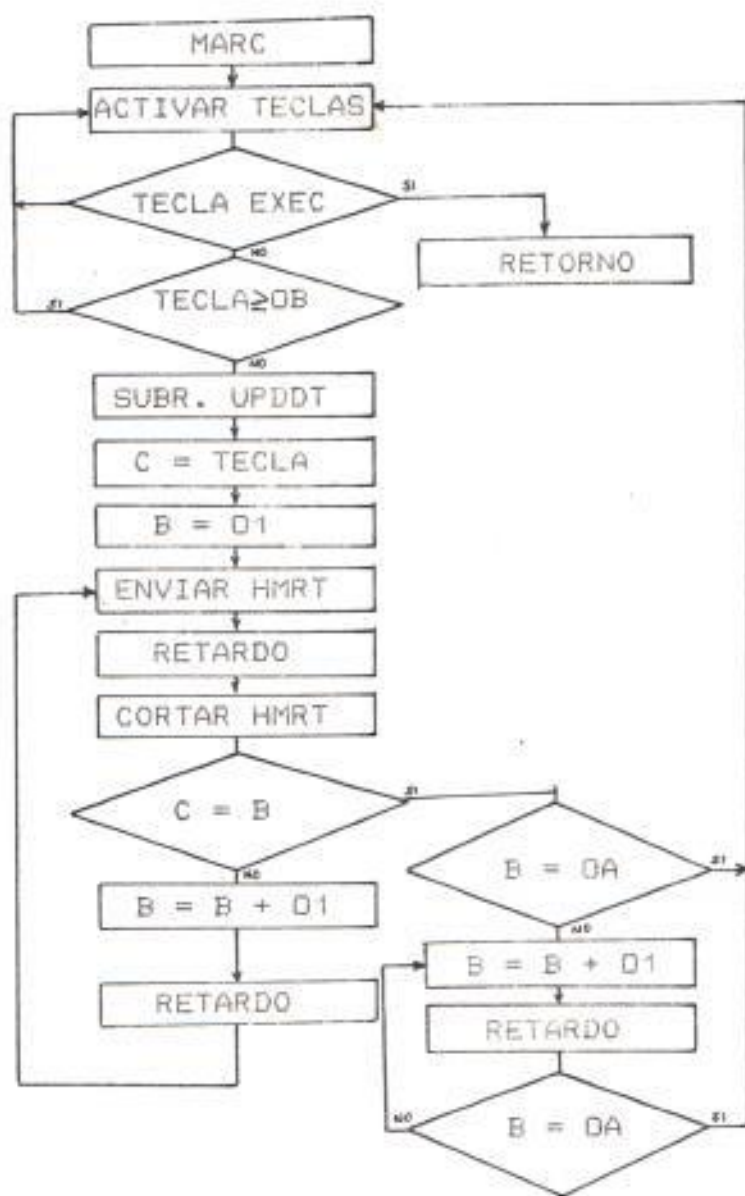


FIGURA 42. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBRUTINA MARCAR

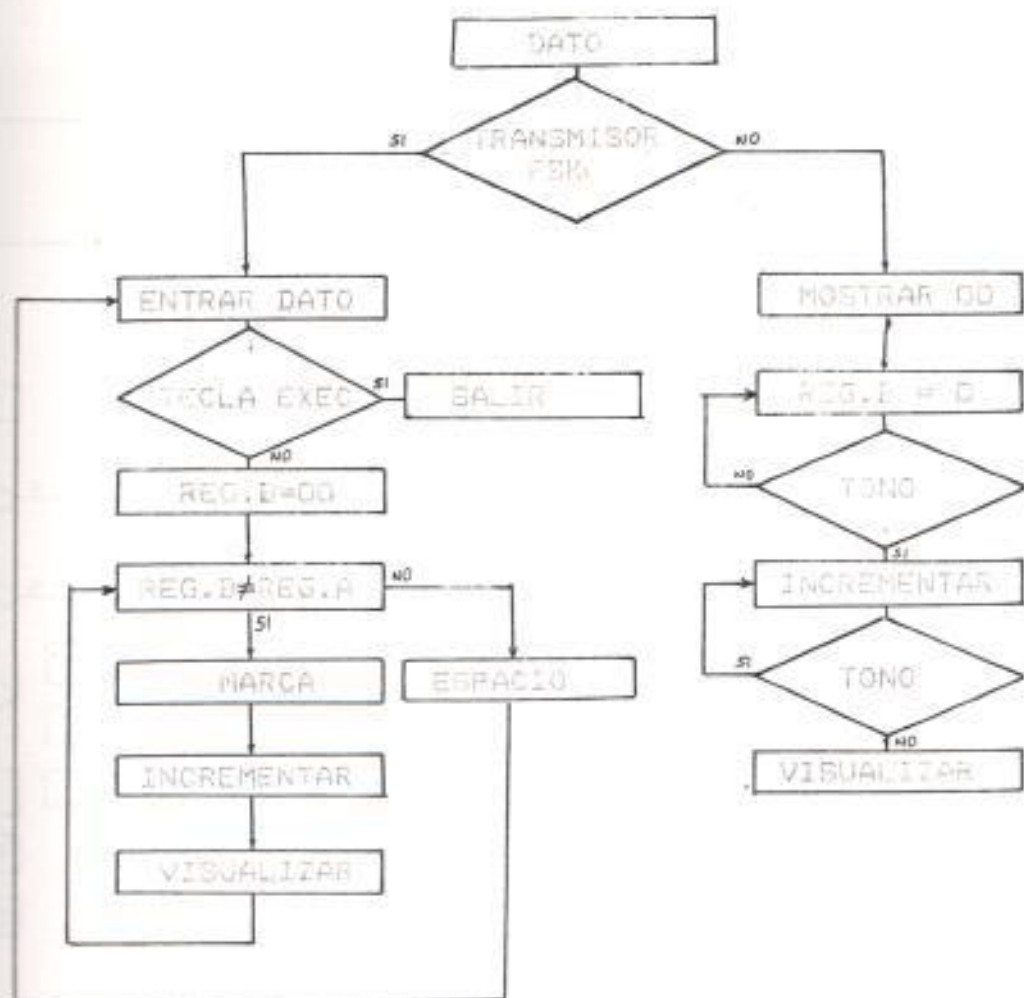


FIGURA 43. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBROUTINA DATCE

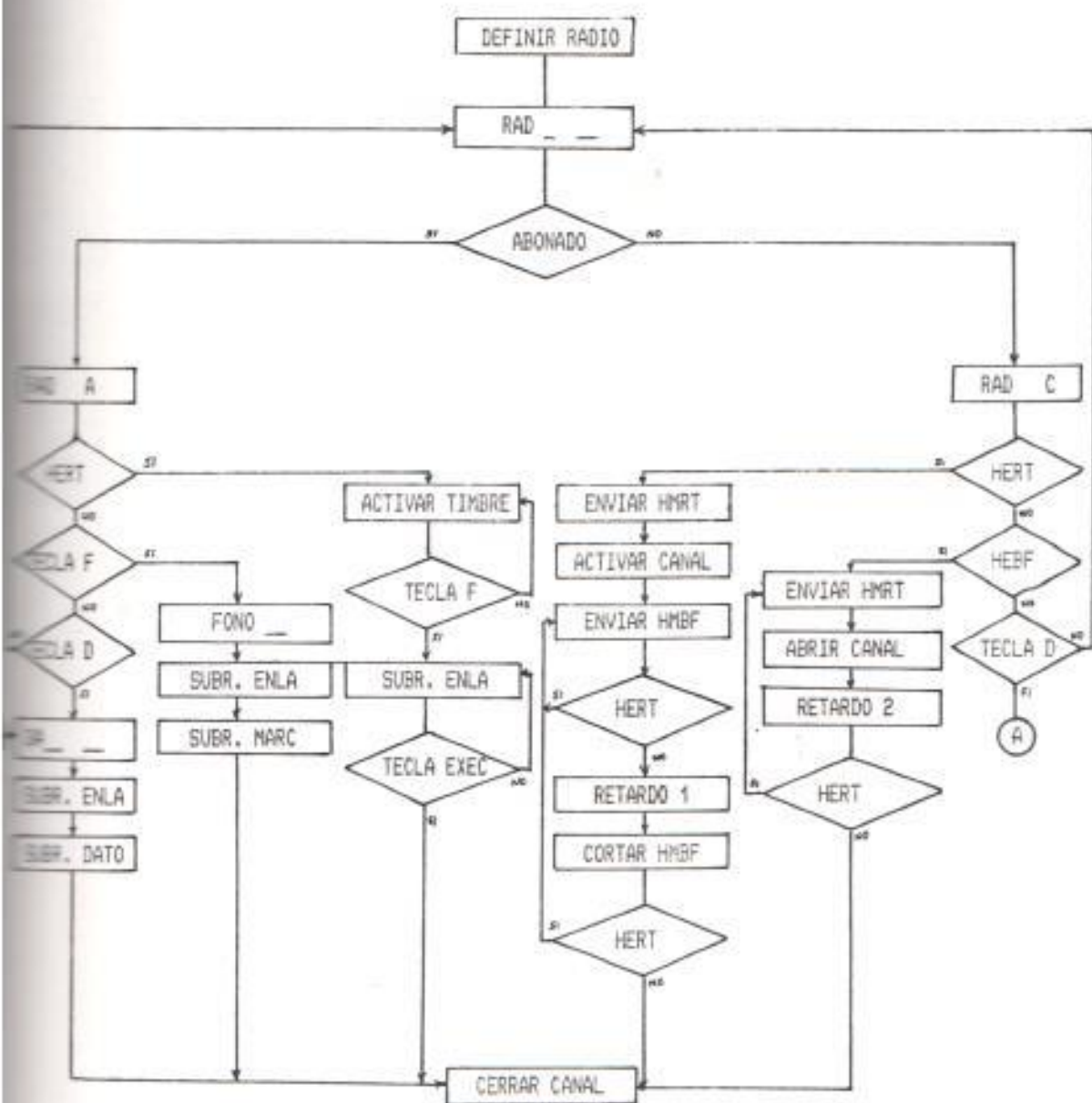


FIGURA 44. DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL

3.3.8. PROGRAMA DE INSTRUCCIONES.

LOCALIDADES DE MEMORIA RESERVADAS POR EL PROGRAMA

RADIO ABOGADO

| 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 P |
| 2087 | 00 | FORMAR LETRA O |
| 2088 | 15 | BLANCO |
| 2089 | 15 | BLANCO |
| 208A | 0D | FORMAR LETRA D |
| 208B | 0A | FORMAR LETRA A |
| 208C | 15 | BLANCO |
| 208D | 15 | BLANCO |
| 208E | 15 | BLANCO |
| 208F | 15 | BLANCO |
| 2BFE | | GUARDAR CIFRA NARC |

| | | | | | | |
|------|------|--------------|----|----|----|-------------------|
| 2000 | INIC | LXI SP, 28FA | 31 | FA | 28 | DEFINIR PUNTERO |
| 2003 | | MVI A, 0C | 3E | 0C | | PUERTOS 29 Y 2A |
| 2005 | | OUT 28 | D5 | 28 | | ENTRADAS |
| 2007 | | MVI A, 03 | 3E | 03 | | PUERTOS 21 Y 22 |
| 2009 | | OUT 20 | D5 | 20 | | SALIDAS |
| 200B | | MVI A, 0A | 3E | 0A | | INTERRUPCIONES |
| 200D | | SIM | 70 | | | 2, 5 Y 6:5 |
| 200E | I | LXI H, 209E | 21 | 9E | 20 | FORMATO: |
| 2011 | | CALL DISP | CD | D0 | 20 | rad__A |
| 2014 | | MVI A, 01 | 3E | 01 | | |
| 2016 | | OUT 22 | D3 | 22 | | ENCENDER RECEPTOR |
| 2018 | ABON | IN 2A | 88 | 2A | | |
| 201A | | ANI B0 | E6 | B0 | | DETECTAR H-ERT |
| 201C | | CPI B0 | FE | B0 | | |
| 201E | | JZ TIMB | CA | 14 | 20 | |
| 2021 | | EI | FB | | | |
| 2022 | | JMP ABON | 03 | 1A | 20 | |
| 2025 | ENTR | CALL CLEAR | CD | 07 | 03 | |
| 2028 | | CALL RDKBD | CD | E7 | 02 | |
| 202B | | CPI 0F | FE | 0F | | DETECTAR TECLA F |
| 202D | | JZ FONQ | CA | 30 | 20 | |
| 2030 | | CPI 0D | FE | 0D | | DETECTAR TECLA D |
| 2032 | | JNZ ENTR | 02 | 25 | 20 | |
| 2035 | | CALL DATO | CD | 60 | 28 | |
| 2038 | | JMP FIN | E3 | 60 | 20 | |
| 203B | FONQ | LXI H, 20A4 | 21 | A4 | 20 | FORMATO |
| 203E | | CALL DISP | CD | 80 | 20 | 1000 |
| 2041 | | MVI A, 82 | 3E | 82 | | |
| 2043 | | STA 1900 | 32 | 00 | 19 | LETRA 0 |
| 2046 | | MVI A, 8A | 3E | 8A | | FORMATO: |
| 2048 | | STA 1800 | 32 | 00 | 18 | 1000 |
| 204B | | CALL ENLA | CD | 20 | 20 | |
| 204E | | CALL MARG | CD | 00 | 20 | |
| 2051 | | JMP FIN | E3 | 60 | 20 | |
| 2054 | TIMB | MVI A, 11 | 3E | 11 | | ACTIVAR |
| 2056 | | OUT 22 | D3 | 22 | | ERCO Y TIMB |
| 2058 | | CALL RDKBD | CD | E7 | 02 | |
| 205B | | CPI 0F | FE | 0F | | TECLA F |
| 205D | | JNZ TIMB | 02 | 54 | 20 | |
| 2060 | | CALL ENLA | CD | 20 | 20 | |
| 2063 | EXTB | CALL RDKBD | CD | E7 | 02 | |
| 2066 | | CPI EXEC | FE | 10 | | TECLA EXEC |
| 2068 | | JNZ EXTR | 02 | 63 | 20 | |
| 206B | FIN | MVI A, 01 | 3E | 01 | | |
| 206D | | OUT 22 | D3 | 22 | | ERRAR CANAL |
| 206F | | JMP INIC | E7 | 00 | 20 | |
| 20CE | | JMP ENTR | E3 | 25 | 20 | |

LOCALIDADES DE MEMORIA RESERVADAS POR EL PROGRAMA

RADIO CENTRAL

| LOC. | DATO | DESCRIPCION |
|------|------|----------------|
| 209E | 14 | FORMAR LETRA R |
| 209F | 0A | FORMAR LETRA A |
| 20A0 | 0B | 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 ROT0 GENERAL

| | | | | | | |
|------|------|--------------|----|----|----|-------------------|
| 2000 | INIC | LXI SP, 28FA | 31 | FA | 28 | DEFINIR PUERTO |
| 2001 | | MVI A, 0C | 3E | 0C | | PUERTOS 29 Y 2A |
| 2002 | | OUT 2B | D3 | 2B | | ENTRADAS |
| 2003 | | MVI A, 03 | 3E | 03 | | PUERTOS 21 Y 22 |
| 2004 | | OUT 20 | D3 | 20 | | SALIDAS |
| 2005 | | MVI A, 0A | 3E | 0A | | INTERRUPCIONES |
| 2006 | | SIM | 30 | | | 7.5 Y 6.5 |
| 2007 | | LXI H, 209E | 31 | 9E | 9E | CONSTATO |
| 2008 | | CALL DISP | CD | 09 | 29 | rad_ _C |
| 2009 | | MVI A, 01 | 3E | 01 | | |
| 2010 | | OUT 22 | D3 | 22 | | ENCENDER RECEPTOR |
| 2011 | CENT | IN 2A | D3 | 2A | | |
| 2012 | | ANI 80 | E4 | 80 | | DETECTAR H-ERT |
| 2013 | | CPI 80 | FE | 80 | | |
| 2014 | | JZ HMRT | CA | 3E | 20 | |
| 2015 | | IN 2A | D3 | 2A | | |
| 2016 | | ANI 02 | E4 | 02 | | DETECTAR H-ERF |
| 2017 | | CPI 02 | FE | 02 | | |
| 2018 | | JZ LLAM | CA | 57 | 20 | |
| 2019 | | EI | FB | | | |
| 2020 | | JMP CENT | C3 | 10 | 20 | |
| 2021 | ENTR | CALL CLEAR | CD | 02 | 01 | |
| 2022 | | CALL ROKBO | CD | F7 | 92 | |
| 2023 | | CPI 0D | FE | 0D | | TECLA D |
| 2024 | | JNZ ENTR | C2 | 2F | 20 | |
| 2025 | | CALL DATO | CD | 50 | 20 | |
| 2026 | | JMP FIN | C3 | 71 | 20 | |
| 2027 | HMRT | MVI A, A7 | 3E | A7 | | ABRIR CANAL Y |
| 2028 | | OUT 22 | D3 | 22 | | ACTIVAR H-HRT |
| 2029 | HMBF | MVI A, E7 | 3E | E7 | | ACTIVAR H-HBF |
| 2030 | | OUT 22 | D3 | 22 | | |
| 2031 | | LXI D, 0000 | 11 | 00 | 00 | |
| 2032 | QUES | IN 2A | D3 | 2A | | |
| 2033 | | ANI 80 | E4 | 80 | | DETECTAR H-ERT |
| 2034 | | CPI 80 | FE | 80 | | |
| 2035 | | JZ HMBF | CA | 43 | 20 | |
| 2036 | | MVI A, A7 | 3E | A7 | | CORTAR H-HBF |
| 2037 | | OUT 22 | D3 | 22 | | |
| 2038 | | INX D | 13 | | | |
| 2039 | | MOV A, D | 7A | | | |
| 2040 | | CPI FF | FE | FF | | |
| 2041 | | JNZ QUES | C2 | 46 | 20 | |
| 2042 | | MOV A, E | 7B | | | |
| 2043 | | CPI FF | FE | FF | | |
| 2044 | | JNZ QUES | C2 | 4A | 20 | |
| 2045 | | JMP FIN | C3 | 71 | 20 | |
| 2046 | LLAM | MVI A, A7 | 3E | A7 | | |
| 2047 | | OUT 22 | D3 | 22 | | |
| 2048 | | CALL ENLA | CD | 99 | 20 | |
| 2049 | | JMP HMRT | C3 | 3E | 20 | |
| 2050 | FIN | MVI A, 01 | 3E | 01 | | |
| 2051 | | OUT 22 | D3 | 22 | | |
| 2052 | | JMP INIC | C3 | 00 | 20 | |
| 2053 | | JMP ENTR | C3 | 2F | 20 | |

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 empleado 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 entregará 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 Instrumentación del ITIP, 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 & GULTERMAN, INC.
MODELO: PMB-3.

VOLTIHETRO DIGITAL

MARCA: FLUKE
MODELO: 77

ATEHUADOR DE PASO

MARCA: NARDA.
MODELO: 704B-99.

CABLES COAXIALES A 50 OHMS

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 transeptor 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 ó búsquela mediante la rotación de la perilla de exploración de radiofrecuencia (RF SCAN) en el frontal del ANALIZADOR.
3. Verifique que se cumpla:

| | | |
|---------------------------|-----------|---------|
| POTENCIA (39,5 dBm) | 7 | Wattios |
| ERROR DE FRECUENCIA | ± 200 | Hertz |

Para ajuste a estos valores referáse a la tabla XI.

LECTURA 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 Kiloherztz.

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 cumpla:

| | | |
|--------------------------------|-----------|--------|
| POTENCIA (38,5 dBm) | 7 | WATIOS |
| ERROR DE FRECUENCIA | ± 200 | 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 DISTORSION.

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:

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

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. Manteniendo 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 INTERFaz 4-4 HILOS. La salida de la unidad citada debe ser -5 dBm a impedancia de 600 ohmios.

CURVA DE RESPUESTA DEL TRANSDUCTOR

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

| FRECUENCIA (HERTZ) | DESVIACION (KILOHERTZIOS) |
|-----------------------|------------------------------|
| 20 | 0.16 |
| 30 | 0.90 |
| 40 | 1.04 |
| 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

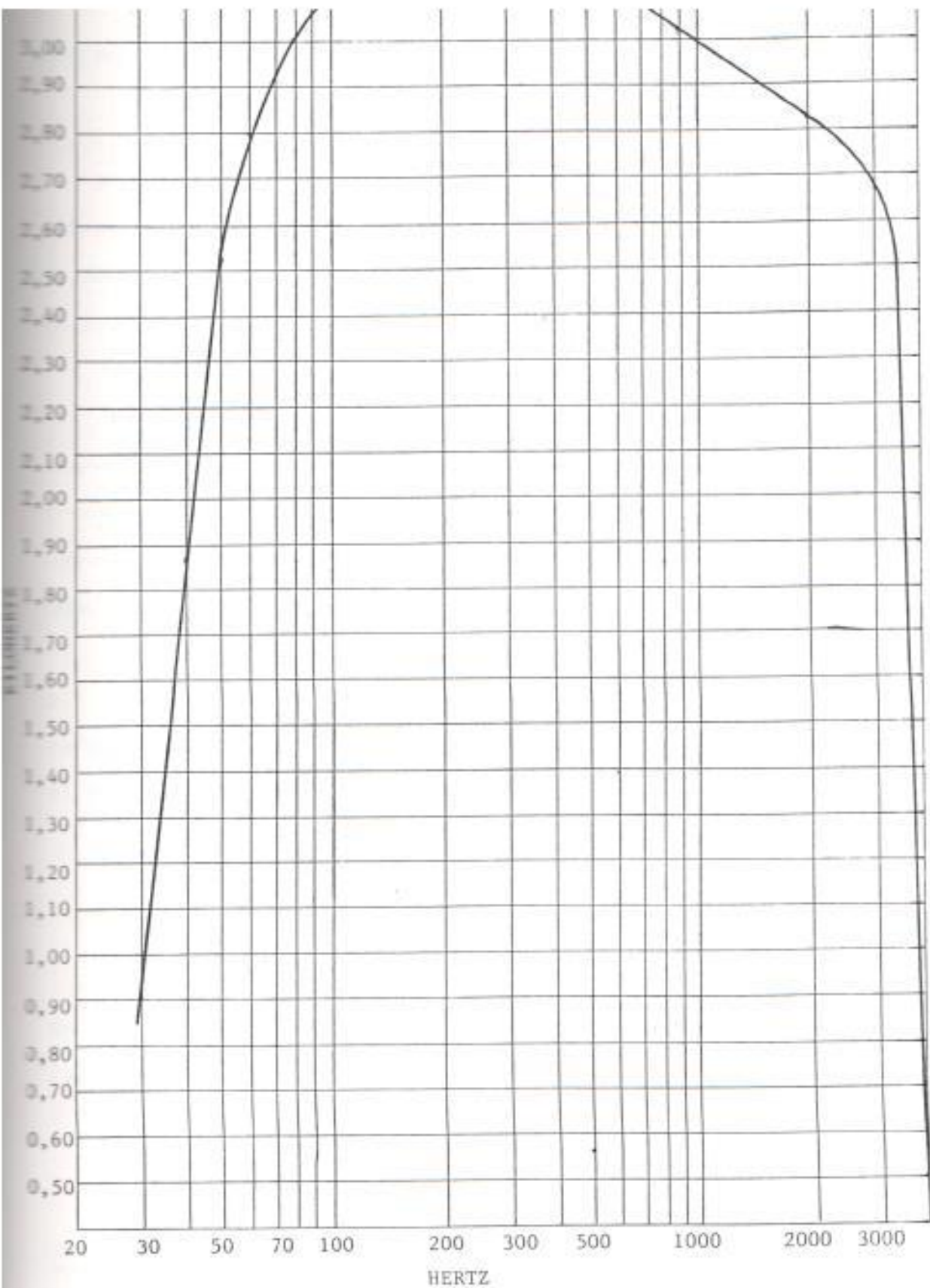


FIGURA 46. CURVA DE RESPUESTA DEL TRANSMISOR

PRUEBA DE SEÑALIZACION

La prueba de señalización 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 | WATIOS |
| 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.
3. Aténese 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.
4. 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 | -33.0 |
| -75 | -33.6 |
| -80 | -33.4 |
| -85 | -33.2 |
| -90 | -32.7 |
| -95 | -31.6 |
| -100 | -29.9 |
| -101 | -29.1 |
| -102 | -29.6 |
| -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.

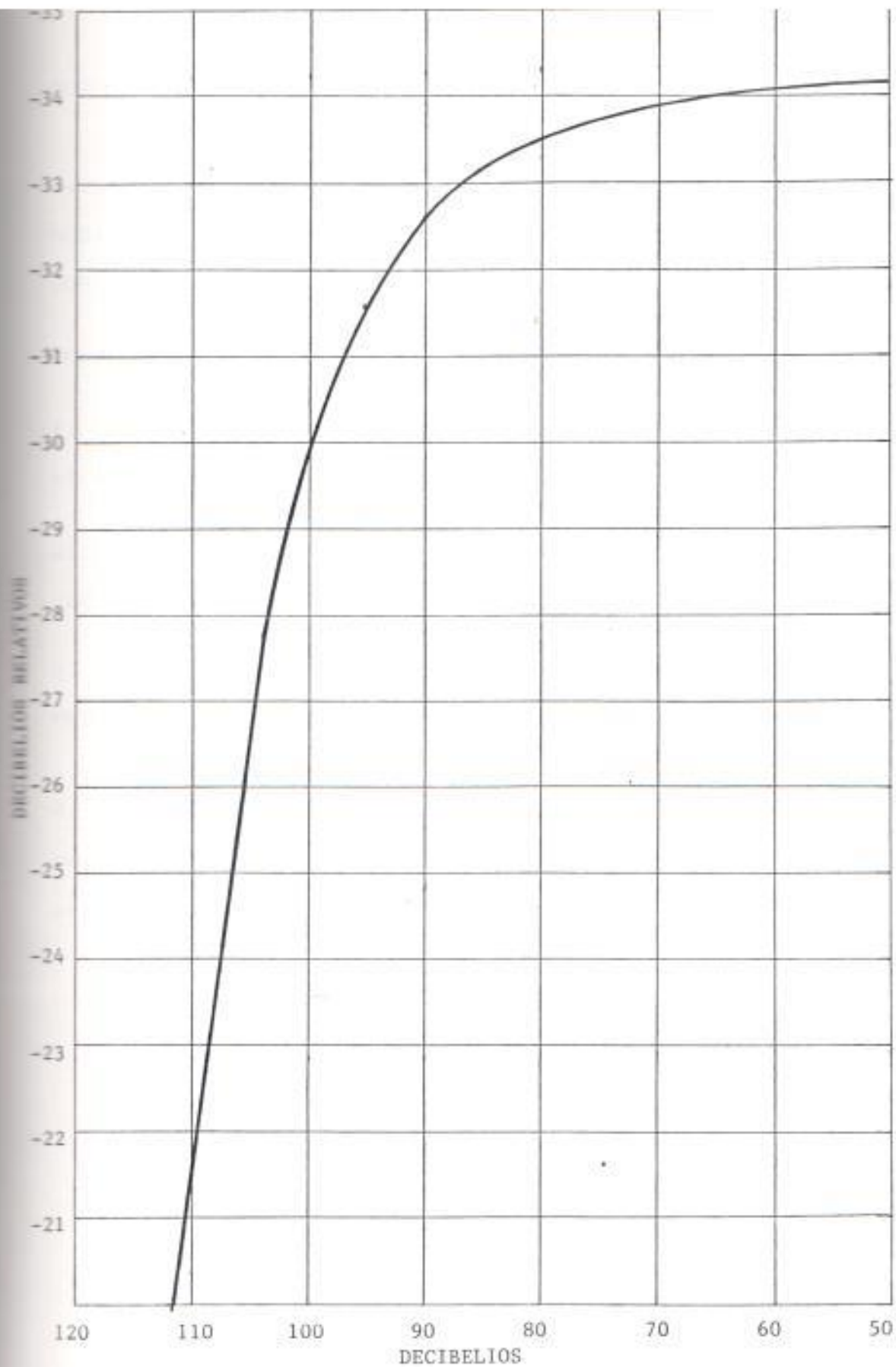


FIGURA 47. CURVA DE SILENCIAMIENTO

RESPUESTA DE AUDIO.

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

Pre disponemos de la siguiente manera:

1. Digite 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 TUNO A.
3. Conecte la salida del Hilo BERX a la entrada del MEDIDOR DE NIVEL predispuesto 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 | -4.9 |
| 0.9 | -5.8 |
| 0.8 | -6.8 |
| 0.7 | -7.9 |
| 0.6 | -9.1 |
| 0.5 | -10.7 |
| 0.4 | -12.8 |
| 0.3 | -15.0 |
| 0.2 | -18.1 |

TABLA X

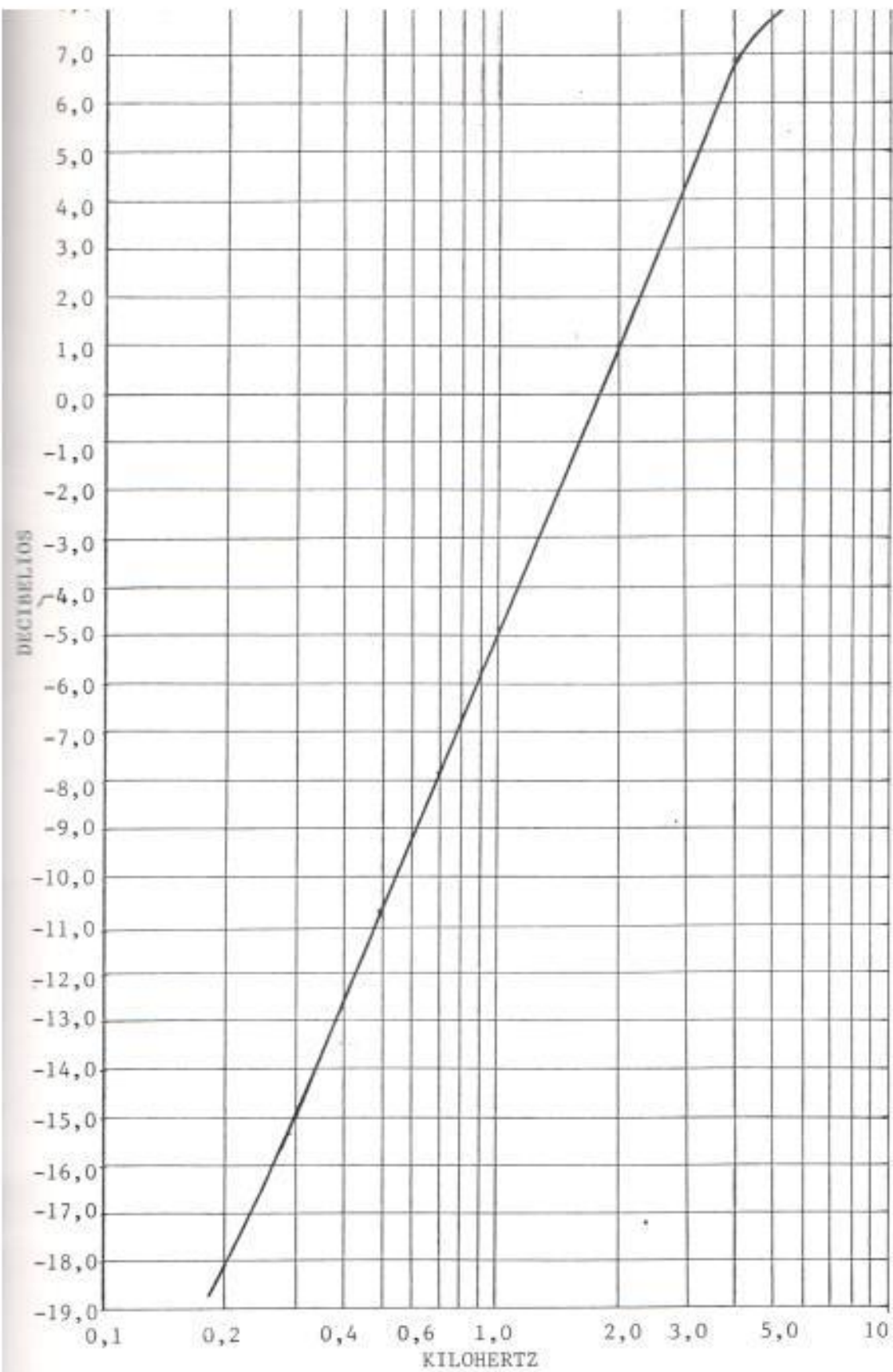


FIGURA 48. CURVA DE AUDIO

4.3.3 EN MODO ENLACE.

Para realizar las pruebas en el modo enlace es necesario enlazar a los dos aparatos 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 monocal 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 monocal y se chequea que en el mismo, en la sección BFRX se reciba un nivel de +4.5 dBm a 1000 Hz.

CV7

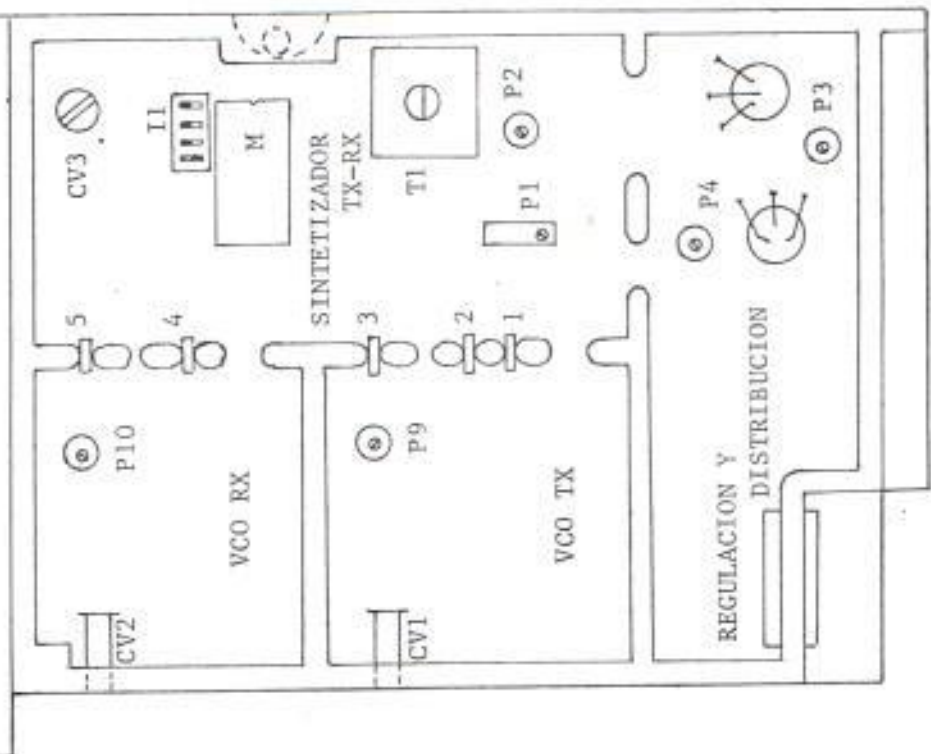
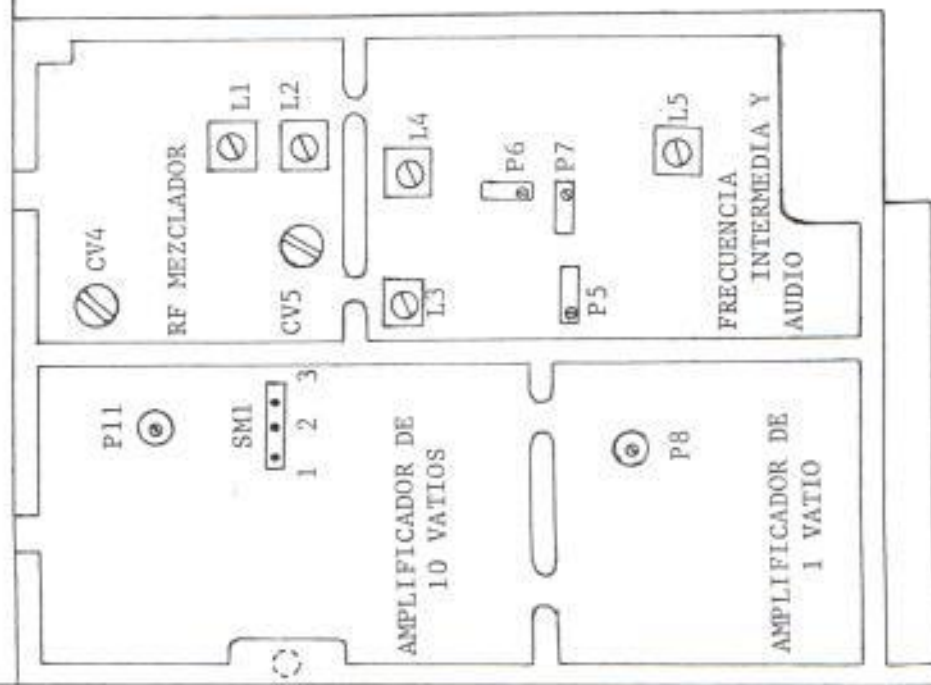


FIGURA 50. UBICACION DE AJUSTADORES EN EL TRANSMISOR.

| CONTROL | UBICACION | FUNCION |
|---------|---------------------|--------------------------|
| P1 | SINTETIZADOR TX-RX | AJUSTE DE LA MODULACION |
| P2 | SINTETIZADOR TX-RX | AJUSTE DE SERIALIZACION |
| 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 SERIAL NIPT |
| L1 | RF MEZCLADOR | AJUSTA DISTORSION |
| L2 | RF MEZCLADOR | AJUSTA SERIAL-RUIDO |
| L3 | FI Y BF | AJUSTA DISTORSION |
| L4 | FI Y BF | GANANCIA SERIALIZACION |
| L5 | FI Y BF | GANANCIA DE AUDIO |
| CV1 | VCO TX | AJUSTA ENGANCHE 4,33 V. |
| CV2 | VCO RX | AJUSTA ENGANCHE 4,33 V. |
| CV3 | SINTETIZADOR TX-RX | AJUSTA ERROR FRECUENCIA |
| CV4 | RF MEZCLADOR | AJUSTA DISTORSION |
| CV5 | RF MEZCLADOR | AJUSTA SERIAL-RUIDO |
| 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 | PORTAFUSIBLE | 220 | 440 |
| 2 | PUNTE RECTIFICADOR (HIGH) | 234 | 468 |
| 2 | PUNTE RECTIFICADOR BK36 | 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 | 800 |
| 2 | CAPACITORES 3300 uf/25 v | 500 | 1000 |
| 2 | CAPACITORES 3300 uf/50 v | 1000 | 2000 |
| 2 | TEMPORIZADORES (555) | 225 | 450 |
| 2 | CIRCUITOS INTEGRADOS (565) | 600 | 1200 |
| 10 | LED * | 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.-20 | 270 | 270 |
| 1 m**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 25K | 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 | 8430 |
| JRC | 7974 |
| PHILLIPS | 7739 |
| ABC TELEINFORMATICA | 7209 |

1. Para proceder a realizar las pruebas es necesario especificar:

a) El tipo de información la misma que puede ser voz o datos. Los puentes A y C en la tarjeta INTERFAZ A 4 HILOS, predisponen la transmisión recepción de voz. Los puentes B y D la de datos.

b) Si la información es voz, es necesario especificar el radio central y el radio abonado. Los programas de control para cada radio se especificaron en el capítulo III.

c) Si la información es datos, es necesario especificar el radio transmisor y el radio receptor. El puente 7 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 de ambos radios 00 2000 EXEC.

3. Verifique que los visualizadores frontales de la UNIDAD DE CONTROL presenten Rad_ C para el radio central y Rad_ A para el radio abonado.

4. Digite en el teclado del radio abonado la letra F para la activación del canal de voz. Verifique el encendido de la lámpara HIL0 en el mismo, y el encendido de la lámpara HERR en el radio central. Esta activación indica presencia de señalización.

5. Simule la marcación decádica digitando cualquier número en el teclado del radio abonado. Observe el parpadear de las lámparas anteriormente citadas que lucen en correspondencia directa al número de pulsos telefónicos.

6. Verifique el estado del canal de voz enviando tonos de 1000 Hertz a -14,5 dBm por los hilos 2HX del radio abonado, recibiendo la señal por los hilos 2RX del radio central. Repita el procedimiento para el radio central.

7. Digite la tecla EXEC en el radio abonado para finalizar la conversación y observe el apagado de los indicadores de presencia de señalización.

8. Coloque los puentes 2 en los cables terminales INTERFAZ a 4 HILOS. Aplique al puente 2 un nivel alto en el radio transmisor y un nivel bajo en el radio receptor.

9. Digite la secuencia EXEC HRR y luego la tecla D, para la activación de los circuitos de datos.

10. Disponga en el teclado del radio transmisor datos hexadecimales. Verifique en el radio receptor su correspondencia con los datos enviados.

11. Coloque el hito IMBF a nivel bajo en el radio central y observe el encendido del indicador IMBF en el radio abonado, el cual indica llamada telefónica. Presione la letra F en el radio abonado para iniciar la conversación.

12. En cualquier caso se sale al programa principal a través de la tecla EXEC ó de la interrupción VECT INTR.

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, códigos 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 monocanal.

Se utilizó en los circuitos amplificadores de la tarjeta INTERFAZ A 4 HILOS el integrado MC3503L 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 transmisora 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, éste solicita según su necesidad a subrutinas de apoyo la realización de tareas especiales tales como marcación decádica,

establecimiento del enlace de radio, respuesta 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 nuestro prototipo se presentan en el capítulo IV denominado MANTENIMIENTO. El procedimiento operativo se detalla en el MANUAL DEL USUARIO.

La modularidad de las unidades que componen el radiomonocanal prototipo, permite que se pueda incorporar otras secciones a más de las desarrolladas en esta tesis. Tales son secuencia por inversión de banda, transmisión de datos en banda compartida, tarificación.

La inducción de señales altercas fue uno de los problemas más difíciles que enfrentamos. La experiencia en este tipo de radios hace que se coloque en paralelo a la fuente de alimentación que batería (batería en flotación), la misma que filtra la alimentación.

Recomendamos para futuras experiencias antes de proceder a realizar mediciones a 1.2. frecuencia, verificar que las características técnicas a nivel de radio (frecuencia, potencia, enganche 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 radiomonoanal prototipo se desarrollaron en los Laboratorios del IETEL de las ciudades 1 y 2. El Director del programa 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 radiorelace" (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 Equipment, (2da. edición; New York: ITTC, 1957), Capítulo 11.
4. Wandel & Goltermann, Telecommunications Technology (Munich: W&G producciones, 1983), pp. 54-80.
5. Japan International Cooperation Agency, Radiocomunicaciones en las bandas de VHF y UHF (Tokio: JRC 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.

8. I. Guizado, "Proyecto de un Sistema de Comunicaciones via 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 radiomóvil para telefonía 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, MICRO II (Guayaquil: AEIE, 1988).