

T
621.384
T683
C3

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

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

TESIS DE GRADO

PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACION: ELECTRONICA

PRESENTADA POR:

EDUARDO FRANCISCO TORRES AZU

GUAYAQUIL-ECUAD

** 1989 **



D-22838

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.

AGRADECIMIENTO

*Al Ing. Jaime Santoro Donoso,
Director de Tesis, por su profundo
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

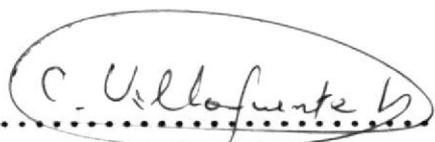
DECLARACIÓN EXPRESA

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

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


.....
EDUARDO FRANCISCO TORRES AZU

TRIBUNAL DE GRADO



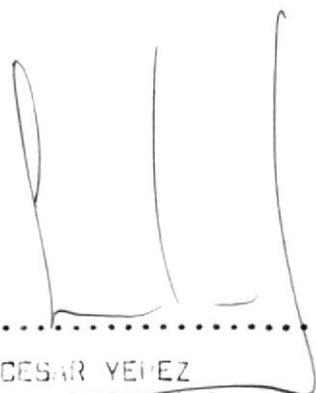
ING. CARLOS VILLAFUERTE P.
PRESIDENTE



ING. JAIME SANTORO DURAZO.
DIRECTOR DE TESIS



ING. JAIME PUENTE P.
PRINCIPAL



ING. CESAR YENEZ
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 o con vertidor de llamada con el transceptor radio.

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

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

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

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

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

INDICE GENERAL

RESUMEN.

INDICE GENERAL.

INDICE DE FIGURAS.

INDICE DE TABLAS.

INTRODUCCION.

I. CONCEPTOS BASICOS.

1.1 GENERALIDADES.

1.2 EL CONCEPTO DE BEL.

1.2.1 dB - dBm - dBv.

1.2.2 dBr - dBm0.

1.2.3 dBmp - dBm0p.

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 EMISIONES.

II. DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA.

- 2.1 OBJETIVO.
- 2.2 APLICACIONES.
- 2.3 TEORIA DEL ENLACE.
 - 2.3.1 FRECUENCIA DE OPERACION
 - 2.3.2 FACTOR DE CORRECCION K.
 - 2.3.3 PROCEDIMIENTO OPERATIVO.
 - 2.3.4 PERDIDAS POR DIFRACCION Y REFLEXION.
 - 2.3.4.1 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 VCO TX-RX.
 - 2.4.2.3 AMPLIFICADOR 1 WATIO.
 - 2.4.2.4 AMPLIFICADOR 10 VATIOS.
 - 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 DUPLEXOR.

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 HILOS.

3.2.1 ESPECIFICACIONES.

3.2.2 ACOPLAMIENTO AL TRANSCCEPTOR DE RADIO.

3.3 LA UNIDAD DE CONTROL.

3.3.1 GENERALIDADES.

3.3.2 ORDINOGRAMAS.

3.3.3 DEFINICION DE SEÑALES.

3.3.4 DEFINICION DE PUERTOS.

3.3.5 COMANDOS DE SUPERVISION.

3.3.6 SUBRUTINAS.

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 TRANSMISION.

4.3.2 RECEPCION.

4.3.3 EN MODO ENLACE.

PRESUPUESTO Y ANALISIS DE COSTO.

MANUAL DEL USUARIO.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

APENDICE A: EL KIT SDK-85.

BIBLIOGRAFIA.

INDICE DE FIGURAS

- FIGURA 1. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN RADIOMONOCANAL.
- FIGURA 2. CURVA RELACION CONTRA DECIBELIOS.
- FIGURA 3. CURVAS DE PONDERACION.
- FIGURA 4. MEDICIONES DE RUIDO.
- FIGURA 5. EXPOSICION DE S/N IGUAL A 10 dB.
- FIGURA 6. CURVA CARACTERISTICA DE UN VCO.
- FIGURA 7. BUCLES DE CONTROL DE FASE.
- FIGURA 8. EXPOSICION GENERAL DEL PROTOTIPO.
- FIGURA 9. CURVA FACTOR DE CORRECCION CONTRA LONGITUD.
- FIGURA 10. EXPOSICION DEL MARGEN DE SEGURIDAD.
- FIGURA 11. HOJA TECNICA DE ANTENA YAGI.
- FIGURA 12. SIMBOLOGIA.
- FIGURA 13. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SINTETIZADOR.
- FIGURA 14. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL SINTETIZADOR.
- FIGURA 15. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL VCO TX.
- FIGURA 16. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL VCO RX.
- FIGURA 17. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL VCO TX.
- FIGURA 18. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL VCO RX.
- FIGURA 19. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL AMP-1 VATIO.
- FIGURA 20. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL AMP-1 VATIO.
- FIGURA 21. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL AMP-10 VATIOS.
- FIGURA 22. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL AMP-10 VATIOS.
- FIGURA 23. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RF MEZCLADOR.
- FIGURA 24. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL RF MEZCLADOR.
- FIGURA 25. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL FI Y BF.

- FIGURA 26. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL FI Y BF.
- FIGURA 27. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR.
- FIGURA 28. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL REGULADOR.
- FIGURA 29. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DUPLEXOR.
- FIGURA 30. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL DUPLEXOR.
- FIGURA 31. ARREGLO DE MODULOS EN EL TRANSCPTOR.
- FIGURA 32. SEÑALES DE CONTROL REQUERIDAS.
- FIGURA 33. ARREGLO DE ELEMENTOS EN LA FUENTE.
- FIGURA 34. DIAGRAMA DE PISTA DE LA FUENTE.
- FIGURA 35. DIAGRAMA CIRCUITAL DE LA FUENTE.
- FIGURA 36. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INTERFAZ.
- FIGURA 37. ARREGLO DE ELEMENTOS EN EL INTERFAZ.
- FIGURA 38. DIAGRAMA DE PISTA DEL INTERFAZ.
- FIGURA 39. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL INTERFAZ.
- FIGURA 40. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBROUTINA FORMATO.
- FIGURA 41. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBROUTINA ENLACE.
- FIGURA 42. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBROUTINA MARCAR.
- FIGURA 43. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBROUTINA DATOS.
- FIGURA 44. DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL.
- FIGURA 45. UBICACION DE LOS EQUIPOS DE MEDIDA.
- FIGURA 46. CURVA DE RESPUESTA DEL TRANSMISOR.
- FIGURA 47. CURVA DE SILENCIAMIENTO.
- FIGURA 48. CURVA DE AUDIO.
- FIGURA 49. PREDISPOSICION PARA MODO ENLACE.
- FIGURA 50. UBICACION DE AJUSTADORES EN EL TRANSCPTOR.

INDICE DE TABLAS

TABLA	I.	CONVERSION DE VATTIOS A dBm Y VOLTIOS.
TABLA	II.	ÁNDAS DE FRECUENCIA.
TABLA	III.	DESIGNACION DE EMISIONES.
TABLA	IV.	DATOS PARA LA FUENTE DE +5 V.
TABLA	V.	DATOS PARA LA FUENTE DE +12V.
TABLA	VI.	SELECCION DE ELEMENTOS PARA +5 V.
TABLA	VII.	SELECCION DE ELEMENTOS PARA +12 V.
TABLA	VIII.	TABLA FRECUENCIA CONTRA DESVIACION.
TABLA	IX.	TABLA NIVEL RF CONTRA SINAD.
TABLA	X.	TABLA DESVIACION CONTRA AUDIO.
TABLA	XI.	DESCRIPCION DE AJUSTADORES.

INTRODUCCION

La necesidad de incorporar al desarrollo del país zonas costeras y orientales incomunicadas 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, impulso 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 óptima.

Finalmente, en el apéndice A se describe las características técnicas del microcomputador INTEL KIT SDK-85.

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.

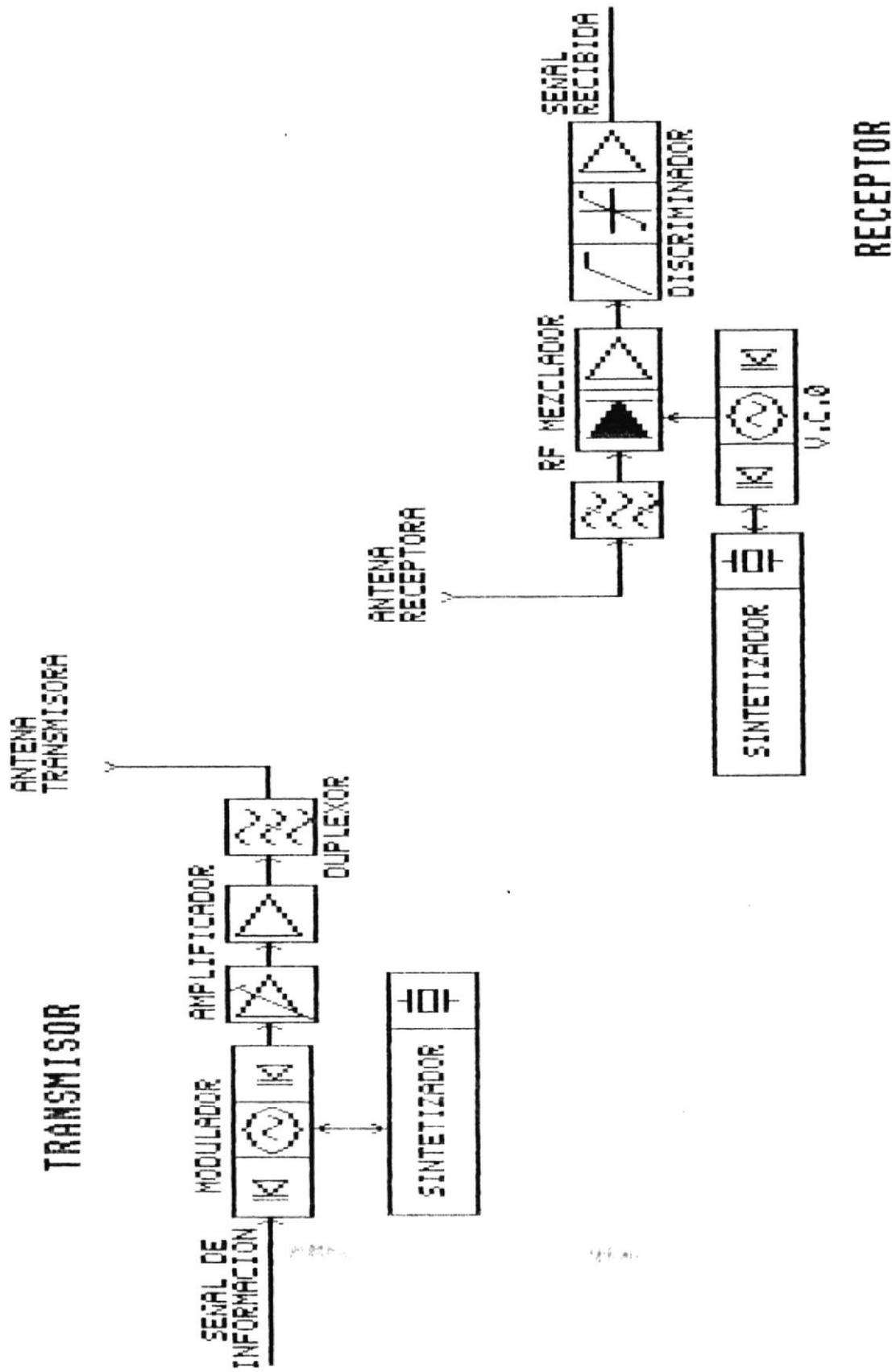


FIGURA 1. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN RADIOCANAL

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 valores 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:

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

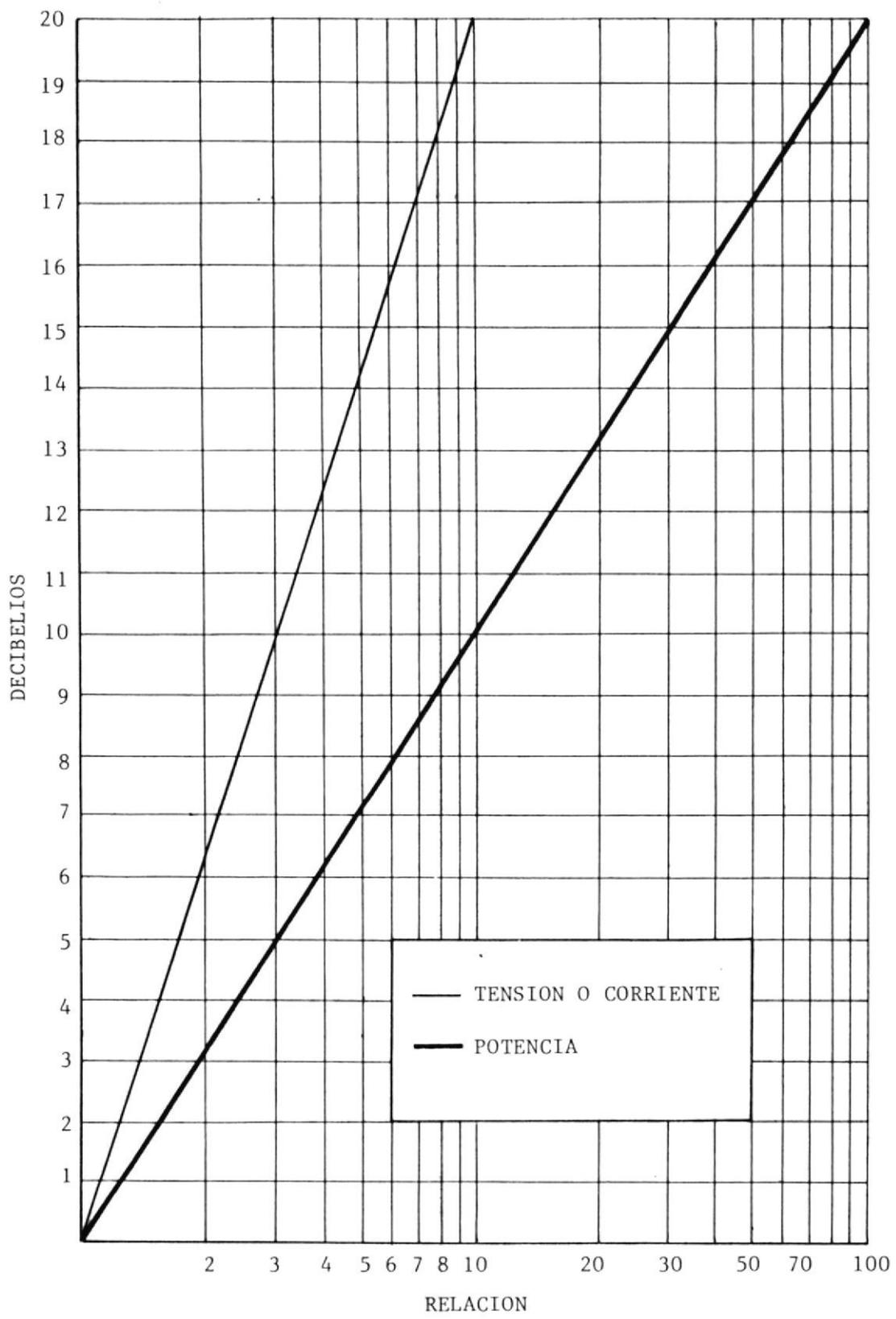


FIGURA 2. CURVA RELACION CONTRA DECIBELIOS

Los decibelios relativos de voltaje dBv se define para Z2 diferente a Z1 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, y en los 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:

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

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

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	Wattios	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	43.58
+34	2.51	11.2	38.84
+33	2.00	10.0	34.62
+32	1.58	8.90	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	2.82	9.76
+21	0.126	2.51	8.70
dBm	mW	voltios	
+20	100.0	2.24	7.75
+19	79.4	1.99	6.91
+18	63.1	1.78	6.16
+17	50.1	1.58	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	158	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	195
-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	54.87
-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	12.28
-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	1.378
-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	138
-76	25.1	35.4	123
-77	20.0	31.6	109
-78	15.8	28.2	98
-79	12.6	25.1	87
-80	10.0	22.4	76

TABLA 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:

$$\text{dBm} = \text{dBr} + \text{dBm0}$$

1.2.3 dBmp - dBmOp.

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

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 F1A, 2.5 dB si se trata de un filtro CCITT y 1.5 dB para patrón C-MSG.

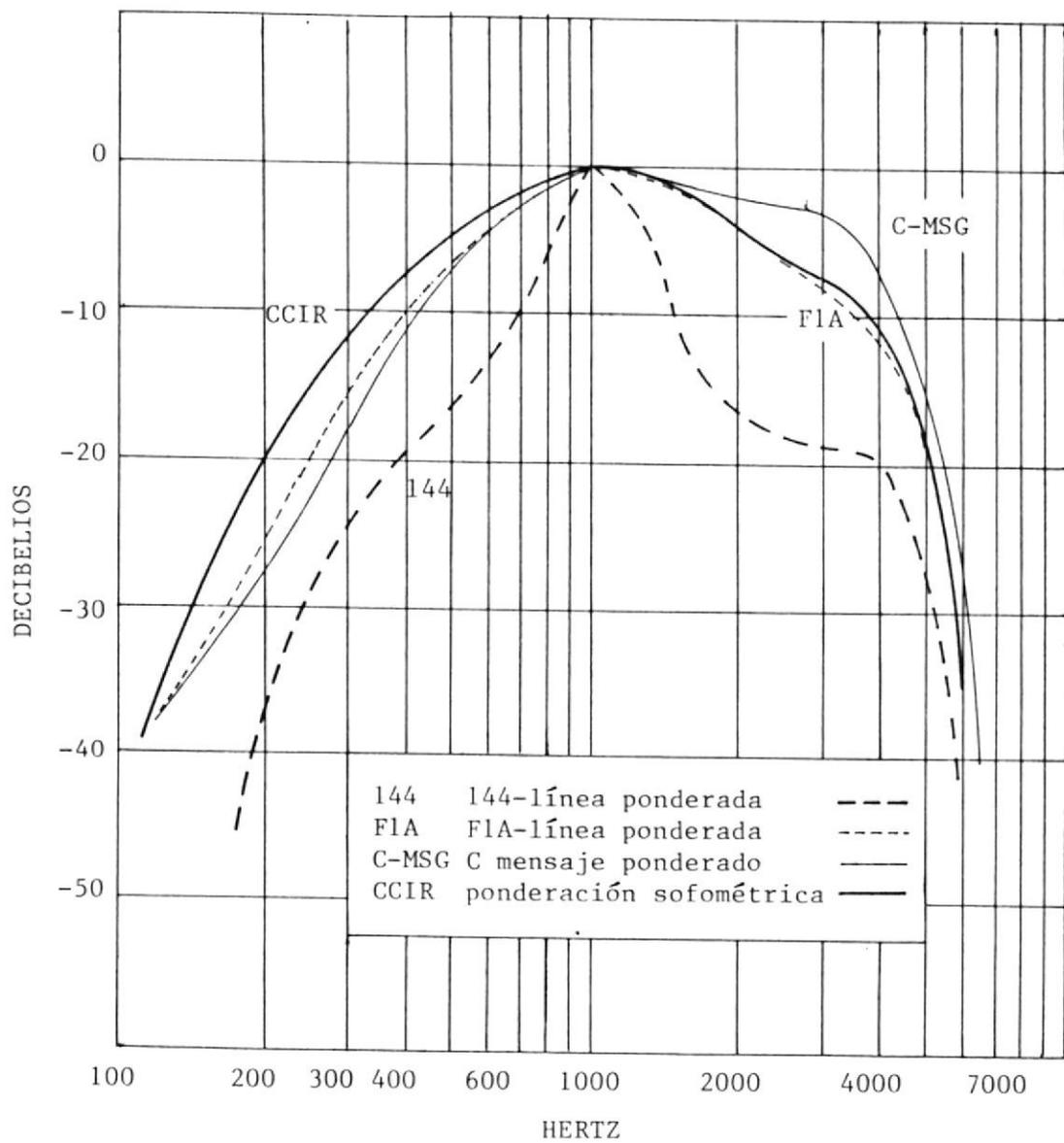


FIGURA 3. CURVAS DE PONDERACION

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 dBmp.

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:

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

$$\text{dBmp(softométrico)} = \text{dBmp(isofométrico)} - 2,5 \text{ dB}$$

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

$$\text{dBmOp(softométrico)} = \text{dBmOp(isofométrico)} - 2,5 \text{ dB}$$

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

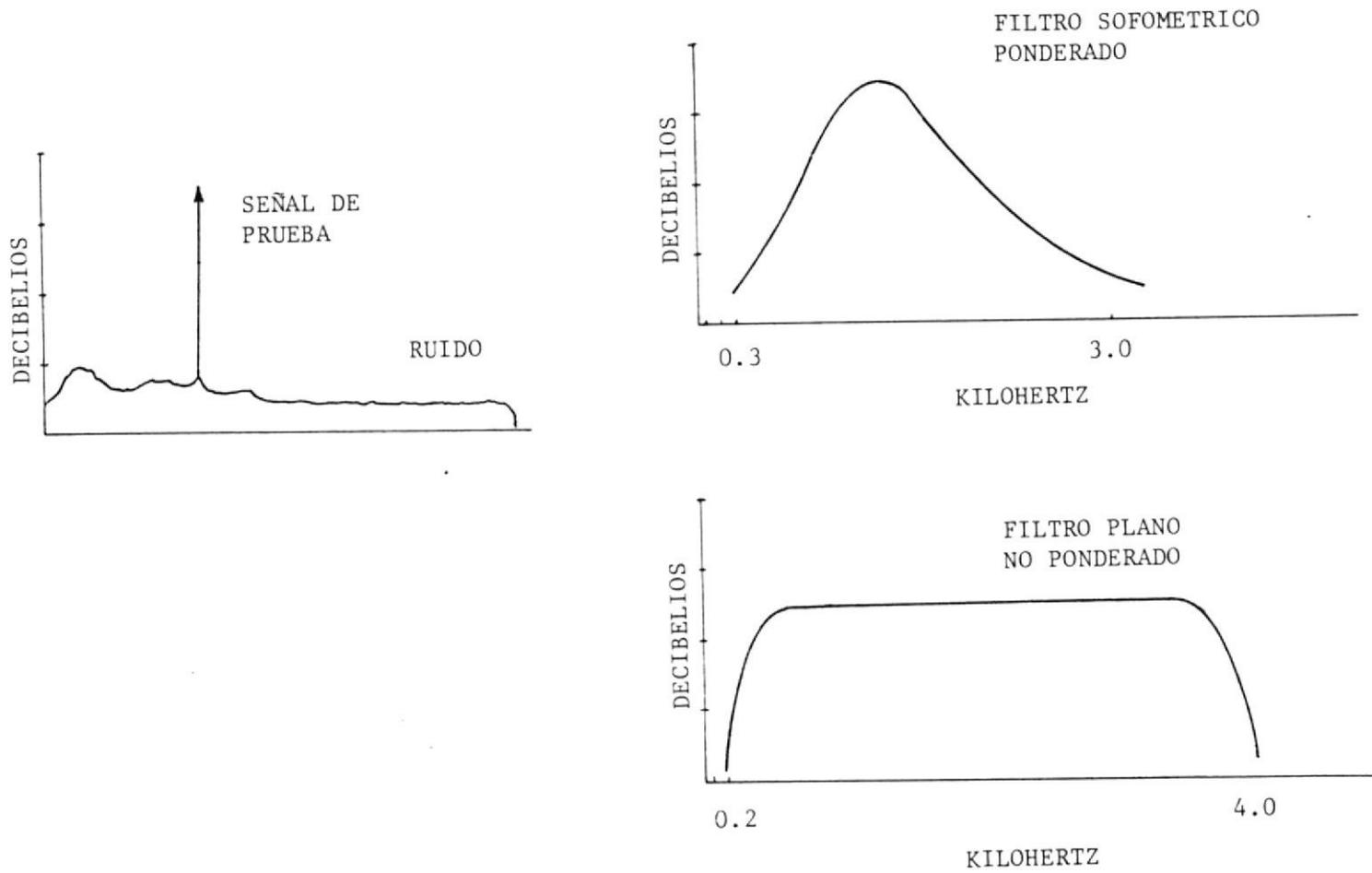


FIGURA 4. MEDICIONES DE RUIDO

1.5 LA RELACION SEÑAL-RUIDO.

La relación señal-ruido expresada en dB es 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:

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

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.

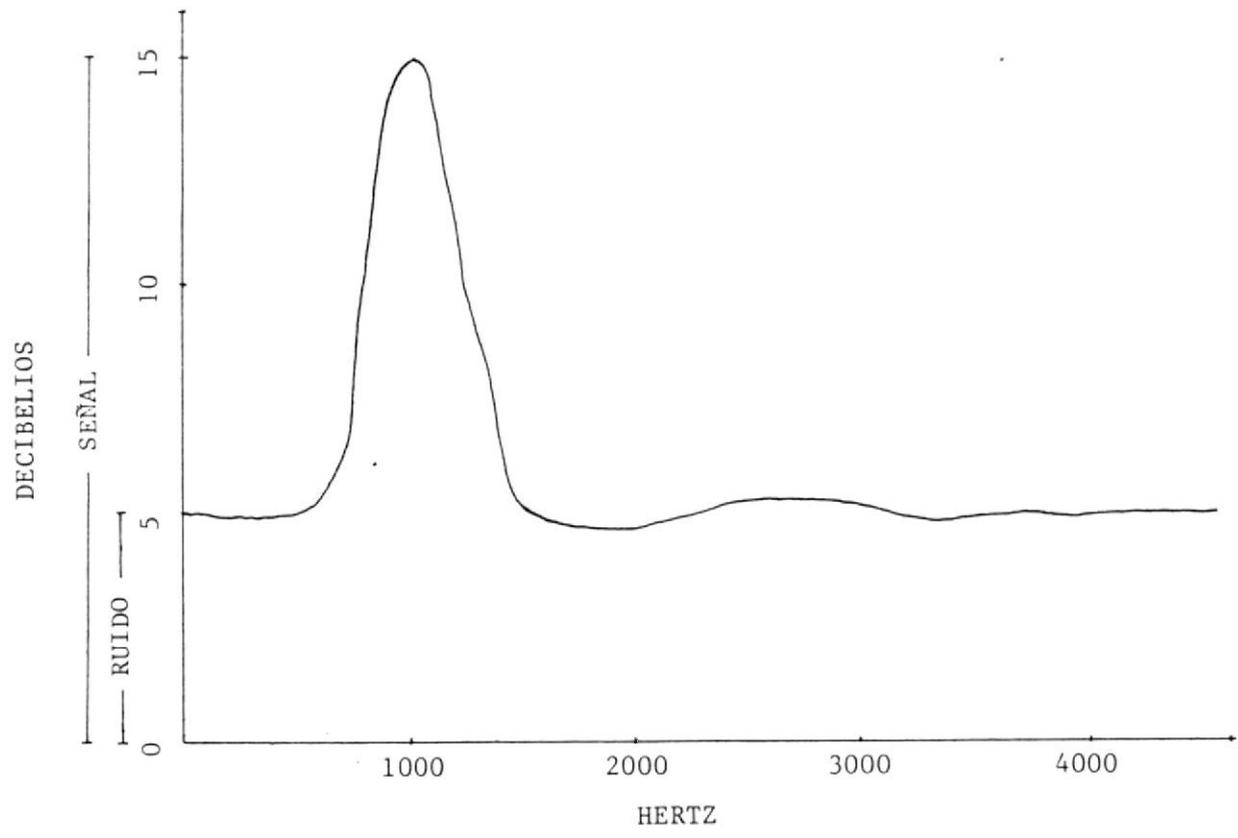


FIGURA 5. EXPOSICION DE S/N IGUAL A 10 DECIBELIOS

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:

$$y = A_c \cos (w_c * t + \theta)$$

Dos parámetros pueden alterarse: La amplitud de la portadora A_c ó el argumento de la función coseno $(w_c * t + \theta)$. 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:

$$y = A_c \cos (w_c * t + \theta)$$

puede ser expresada en la forma:

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

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:

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

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:

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

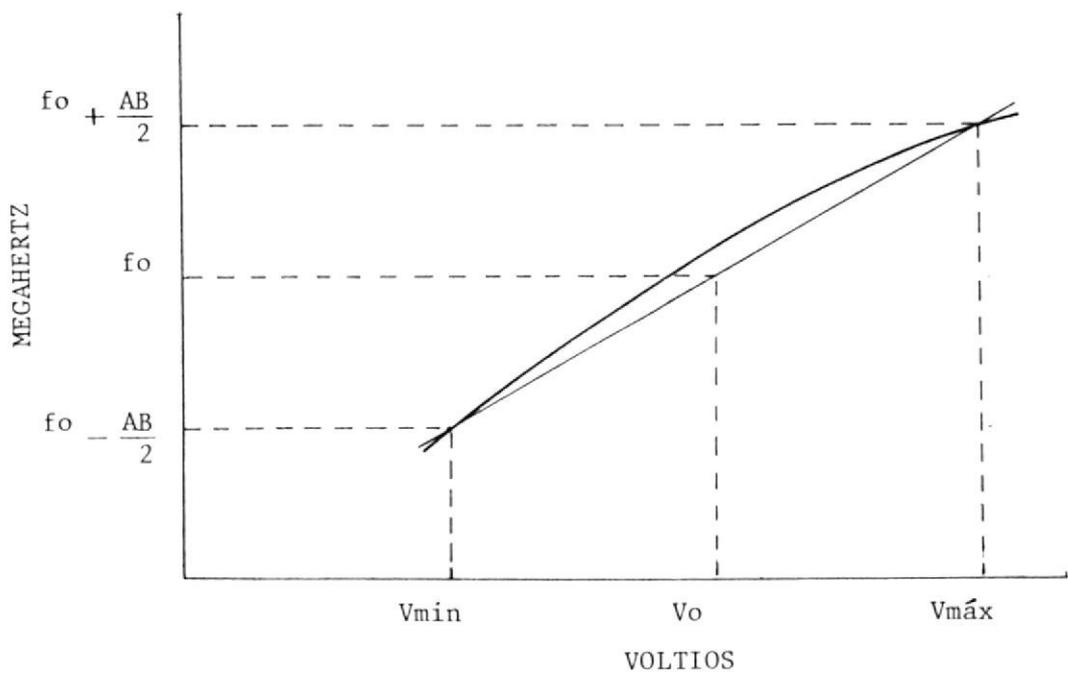


FIGURA 6. CURVA CARACTERISTICA DE UN V. C. O.

1.6.3 EL OSCILADOR MODULADOR.

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

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

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

lo que produce

$$\phi(t) = K_v \int^t e(\alpha) d\alpha$$

El parámetro K_v es conocido como constante del VCO.

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

La frecuencia de salida está comprendida en el segmento $f_0 \pm (AB/2)$, 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.

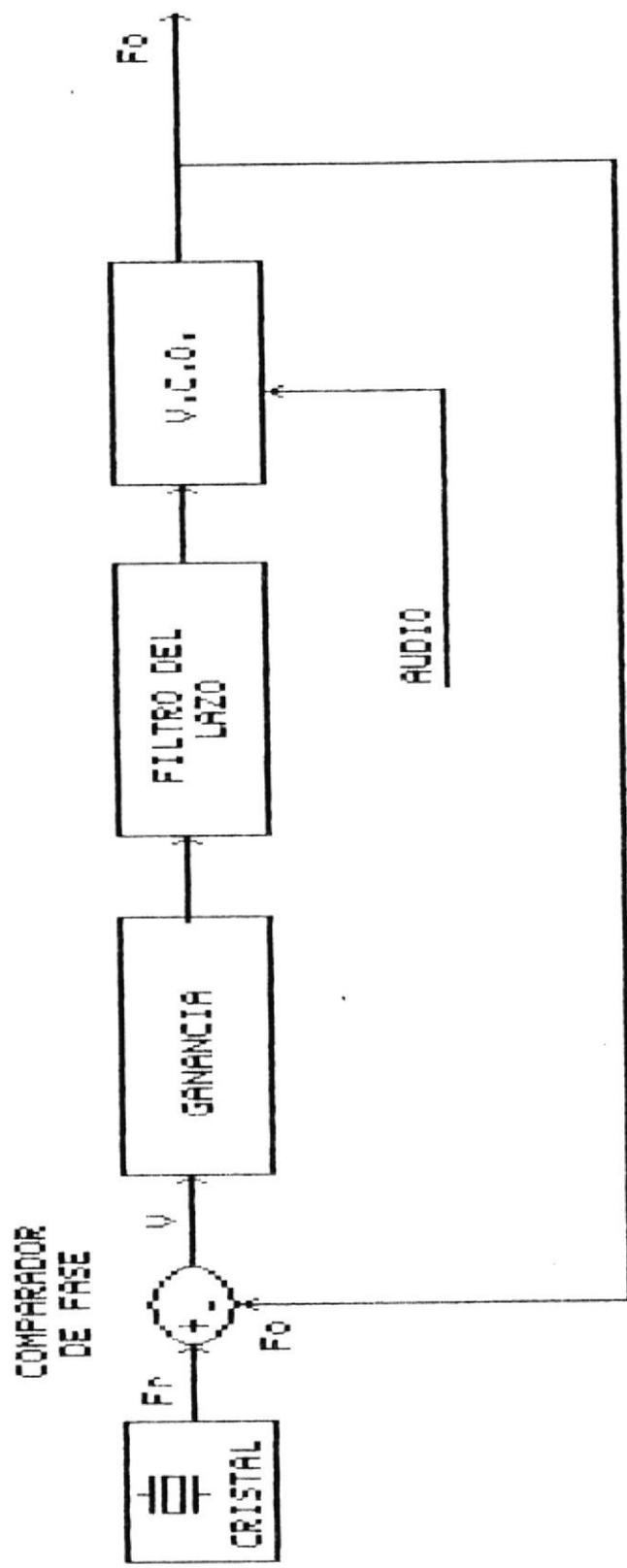


FIGURA 7. BUCLES DE CONTROL DE FASE

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:

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

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;

S₁: suma de cuadrado de las amplitudes de las armónicas

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

1.12 PERDIDAS DE RETORNO.

Las pérdidas de retorno RL es la pérdida de transmisión medida a través del circuito 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_n es la impedancia de la red y Z_t es la impedancia en la terminación a 2 Hilos:

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

1.13 BANDAS DE FRECUENCIA.

De acuerdo a la recomendación 142 del CCIR transcribimos la nomenclatura utilizada en la tabla II.

N°	RANGO	DIVISION METRICA	DIVISION EN FRECUENCIA
04	3-	30 KHz	Miria VLF muy baja
05	30-	300 KHz	Kilo LF baja
06	300-	3.000 KHz	Hecto MF media
07	3.000-	30.000 KHz	Deca HF alta
08	30-	300 MHz	métricas VHF muy alta
09	300-	3.000 MHz	deci UHF ultra alta
10	3.000-	30.000 MHz	centi SHF super alta
11	30.000-	300.000 MHz	mili EHF extrema alta
12	300.000-3'000.000	MHz	deci ---

TABLA II.

1.14 DETERMINACION DEL ANCHO DE BANDA.

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

$$B = 2*(M + D*K)$$

donde;

M = desviación de frecuencia nominal.

D = desviación máxima de frecuencia.

K = factor de fidelidad de transmisión.

B = ancho de banda FM.

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

1.15 DESIGNACION DE EMISIONES.

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

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

TIPOS DE MODULACION

<i>MODULACION EN AMPLITUD</i>	<i>A</i>
<i>MODULACION ANGULAR</i>	<i>F</i>
<i>MODULACION POR PULSOS</i>	<i>P</i>

TIPOS DE TRANSMISION

<i>AUSENTE DE CUALQUIER MODULACION</i>	<i>0</i>
<i>TELEGRAFICA SIN FRECUENCIAS DE AUDIO</i>	<i>1</i>
<i>TELEGRAFICA CON FRECUENCIAS DE AUDIO</i>	<i>2</i>
<i>TELEFONICAS</i>	<i>3</i>
<i>FACSIMIL</i>	<i>4</i>
<i>TELEVISION</i>	<i>5</i>

CARACTERISTICAS SUPLEMENTARIAS

<i>DOBLE BANDA LATERAL</i>	
<i>BANDA LATERAL UNICA</i>	<i>a</i>
<i>DOS BANDAS LATERALES INDEPENDIENTES</i>	<i>b</i>

TABLA III.

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

16 F 3

CAPITULO II

DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA

2.1 OBJETIVOS.

El proyecto tiene por título: "CONSTRUCCION DE LAS SECCIONES DE BAJA FRECUENCIA Y DE CONTROL POR MICROPROCESADOR DE UN SISTEMA DE RADIOENLACE", 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 radioenlace, 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.

2.2 APLICACIONES.

Los sistemas de radiomonocanal son utilizados en la transmisión de fonía, datos, o ambas mediante el empleo de una banda compartida, esto es; fonía en la parte baja de la banda y datos en la parte alta.

El Instituto Ecuatoriano de Telecomunicaciones IETEL utiliza estos sistemas en su Plan de Desarrollo de las Telecomunicaciones Rurales, para enlazar abonados remotos con centrales telefónicas urbanas o estaciones repetidoras provistas de sistemas multiplex.

El esquema representativo de nuestro prototipo se muestra en la figura 8.

El sistema microcomputador seleccionado es el SDK-85 basado en el microprocesador 8085 de la INTEL.

La unidad INTERFAZ A 4 HILOS, permitirá el tránsito de la señal de baja frecuencia. Esta unidad será desarrollada, preferentemente utilizando circuitos amplificadores operacionales.

La FUENTE D.C., será diseñada con circuitos reguladores de tensión independientes para suministrar las tensiones de +5 Voltios, y +12 Voltios.

RADIO CENTRAL

RADIO ABONADO

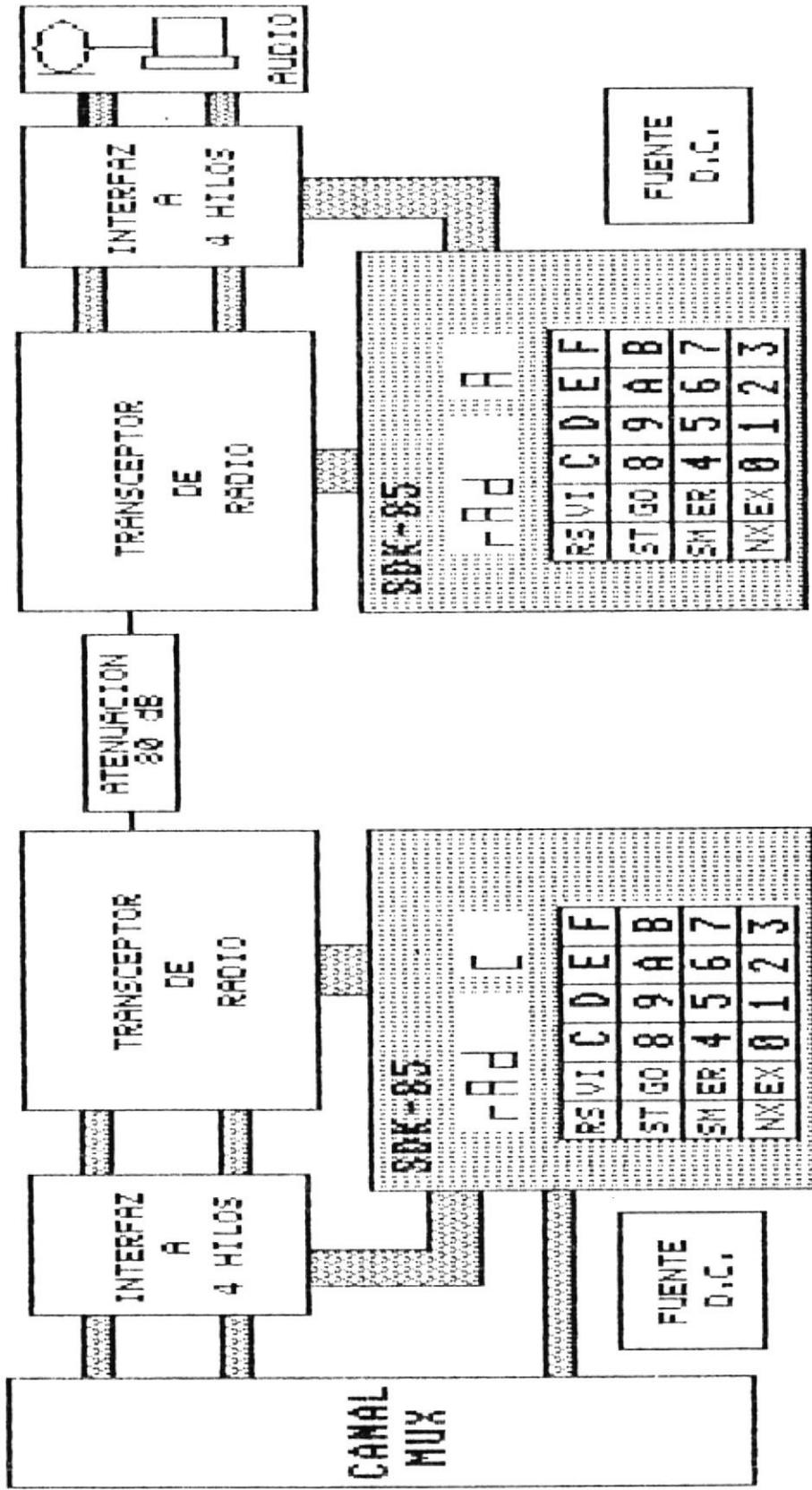


FIGURA 8. EXPOSICION GENERAL DEL PROTOTIPO

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 seccrafonía 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, en donde se concentra el doble de la energía total resulta que:

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

r: radio del elipsoide de Fresnel.

d1: distancia del punto seleccionado a una estación.

d2: distancia a la otra estación.

λ : longitud de onda.

c: velocidad de la luz.

f: frecuencia de propagación.

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

2.3.2 FACTOR DE CORRECCION K.

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

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

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

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

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

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

El informe 338 del volumen V del CCIR establece:

"Para atmósferas subrefractivas, y en un clima templado continental, el valor mínimo efectivo 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.

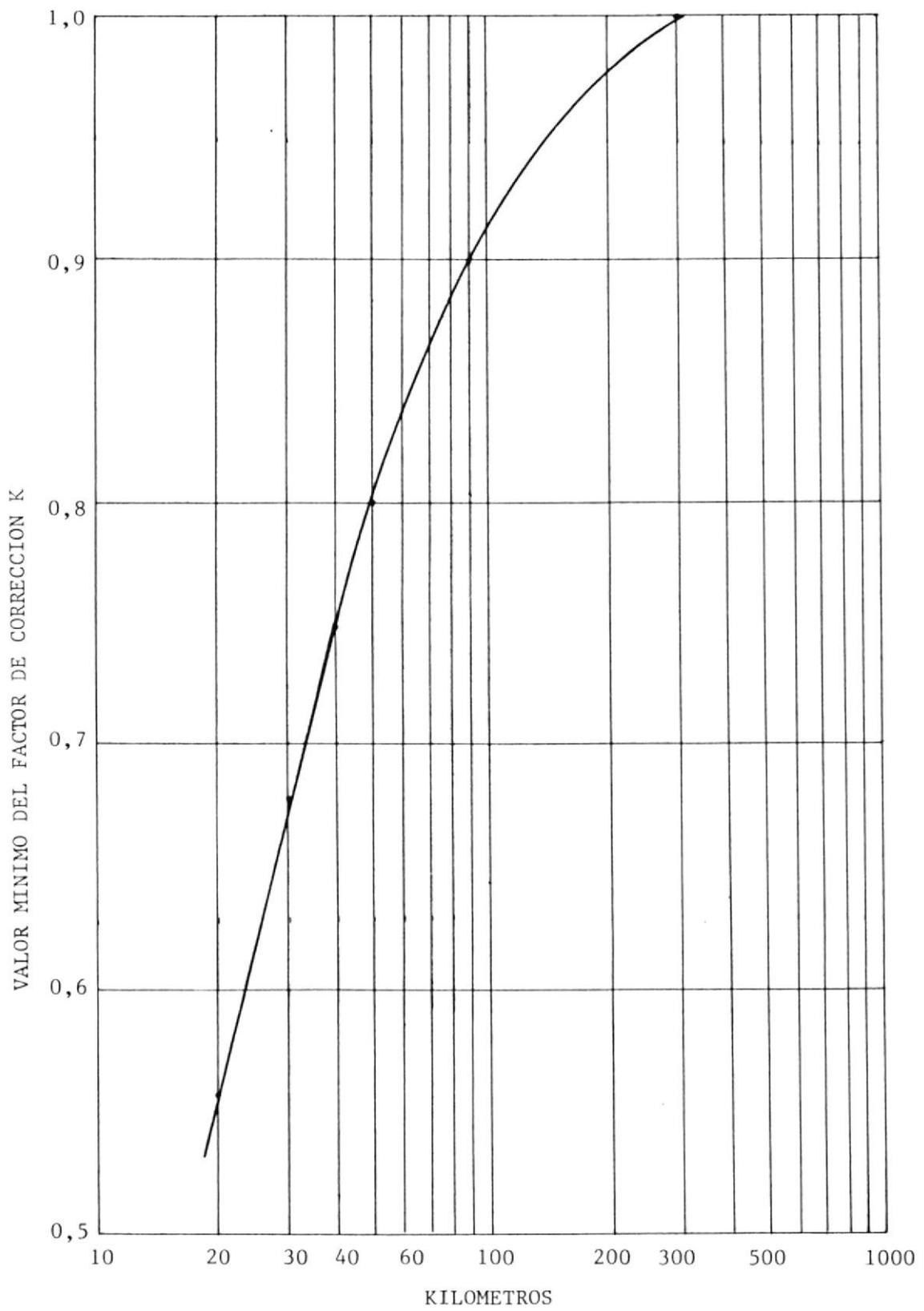


FIGURA 9. CURVA FACTOR DE CORRECCION CONTRA LONGITUD

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:

$$MS_i = C - X_i * R_f$$

donde;

C : despejamiento.

X_1 : porcentaje del radio de la primera zona de Fresnel.

R_f : radio de la primera zona de Fresnel.

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

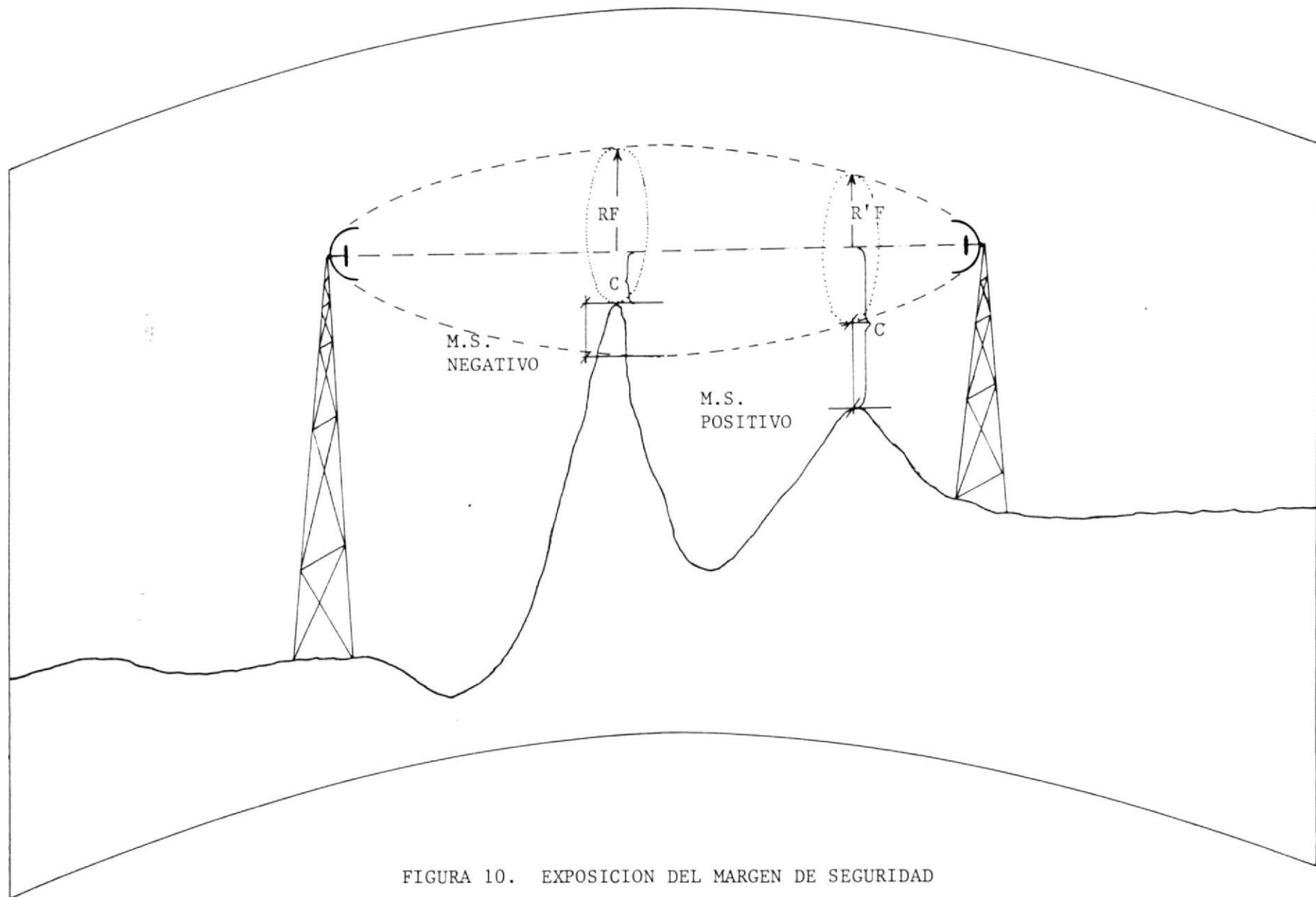


FIGURA 10. EXPOSICION DEL MARGEN DE SEGURIDAD

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:

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

La atenuación fundamental A_0 viene expresada en dB. Estamos interesados en estudiar sistemas de radioenlace que operan a frecuencias inferiores a las de microondas esto es: frecuencias muy elevadas VHF 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 5/1041 S, se establece que: La profundidad de desvanecimiento 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 ó 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

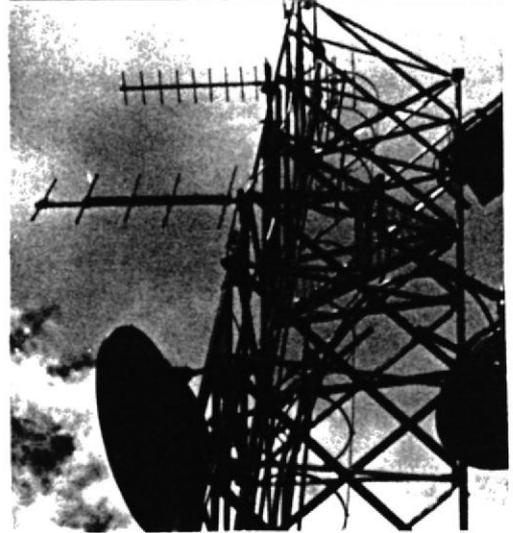
ANTENA YAGI UHF
Ganancia 12 dBi
Banda de 400 - 470 MHz.

CARACTERISTICAS

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 de UHF de 400 a 470 MHz con la REF. 75-511, REF. 75-512 y REF. 75-513 con sub-bandas solapadas permitiendo una aplicación con las mejores especificaciones en la sub-banda de trabajo.

De 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 sujección: Acero inoxidable
 base tubo de 30

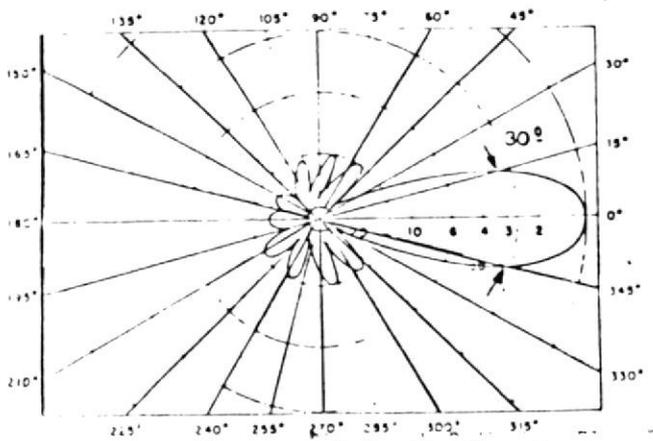


Diagrama de Radiación: Plano E

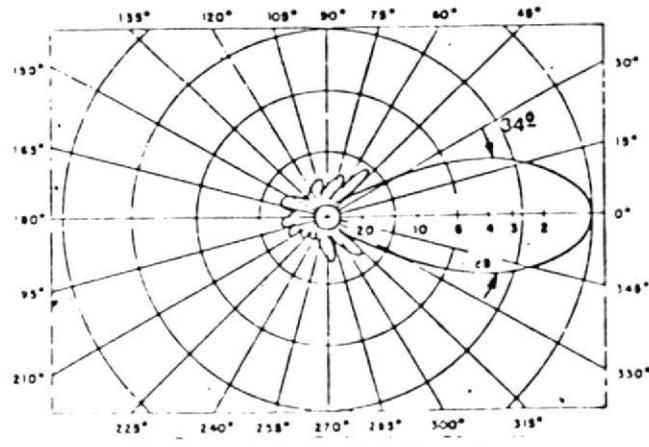


Diagrama de Radiación: Plano H

CODIFICACION

Ref. 7X - 5 XX

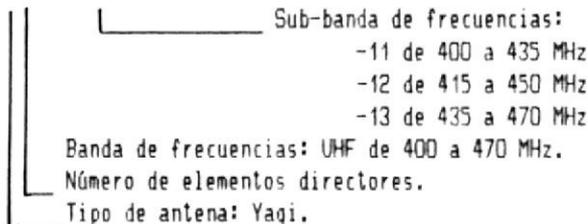


FIGURA 11. HOJA TECNICA DE ANTENA YAGI

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

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

2.3.4.3 GANANCIA.

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

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

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

La ganancia de potencia se expresa en decibelios.

2.3.4.4 IMPEDANCIA.

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

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

2.3.4.5 ANCHO DE BANDA.

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

2.4 EL TRANSCEPTOR DE RADIO.

A La unidad trasmisora-receptora de un equipo monocanal se la denomina comúnmente *TRANSCEPTOR*. 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 CARACTERISTICAS TECNICAS.

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

<i>Banda de frecuencias disponibles</i>	400 a 470 MHz
<i>Separación Tx/Rx</i>	15 MHz
<i>Ancho de banda RF</i>	1,6 MHz
<i>Número de canales</i>	16
<i>Número de grupos de canales</i>	8
<i>Canalización</i>	25 KHz
<i>Estabilidad de frecuencias</i>	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

<i>Potencia en antena Tx</i>	≥ 7 W
<i>Radiación espúreas Tx</i>	$\leq 0,25$ W
<i>Relación S/N (sofométrica)</i>	≥ 58 dB
<i>Sensibilidad 20 dB S/N</i>	≤ -113 dBm
<i>1ra. Frecuencia Intermedia</i>	21,4 MHz
<i>2da. Frecuencia Intermedia</i>	455 KHz

2.4.2 DESCRIPCION DE UNIDADES.

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

- SINTETIZADOR TX-RX.
- VCO TX-RX.
- AMPLIFICADOR 1 VATIO.
- AMPLIFICADOR 10 VATIOS.
- 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		DETECTOR DE UMBRAL INFERIOR
	FILTRO PASA ALTA		DISCRIMINADOR		V.C.O.
	FILTRO PASA BANDA		MEZCLADOR		CONVERTIDOR D.C. A D.C.
	AMPLIFICADOR		MULTIPLICADOR DE FRECUENCIA		FILTRO ELIMINA BANDA
	AMPLIFICADOR AISLADOR		DIVISOR DE FRECUENCIA		INTERRUPTOR ELECTRONICO BIPOLAR
	AMPLIFICADOR VARIABLE		INTERRUPTOR		ATENUADOR FIJO
	OSCILADOR		CUARZO		ATENUADOR AJUSTABLE
	DETECTOR		COMPARADOR DE FASE		ACOPLADOR DIRECCIONAL
			CONECTOR COAXIAL		SEÑAL DE SALIDA
			SEÑAL DE ENTRADA		MEZCLADOR
			SENSOR		

FIGURA 12. SIMBOLOGIA

2.4.2.1 SINTETIZADOR TX-RX.

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

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

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

El preselector es una memoria 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 8 disponibles mediante microinterruptores alojados en el módulo. El hilo A10 determina si el radio es abonado o central.

Para proceder a la programación de los divisores se parte del cambio de estado de los hilos A3 a A6, se envía desde el exterior la señal FRX y 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 8 Bytes de 4 bits cada uno. La nueva frecuencia establecida deberá someterse al proceso del bucle de enganche de fase.

Las unidades VCO Tx y VCO Rx entregan a esta unidad la señal de monitoria FVCO con un nivel no inferior a -17 dBm/50 ohmios, La señal FVCO entra a un predivisor de 2 módulos. En el predivisor de dos módulos se divide la frecuencia de la señal de monitoria FVCO para 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 estan conectadas en paralelo recibiendo la señal digital a un régimen $FVCO/B1$.

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 M-S ciclos siguientes que le restan al contador M hasta completar su cuenta. A partir de este instante, los contadores se autoreinician repitiendo el ciclo descrito.

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

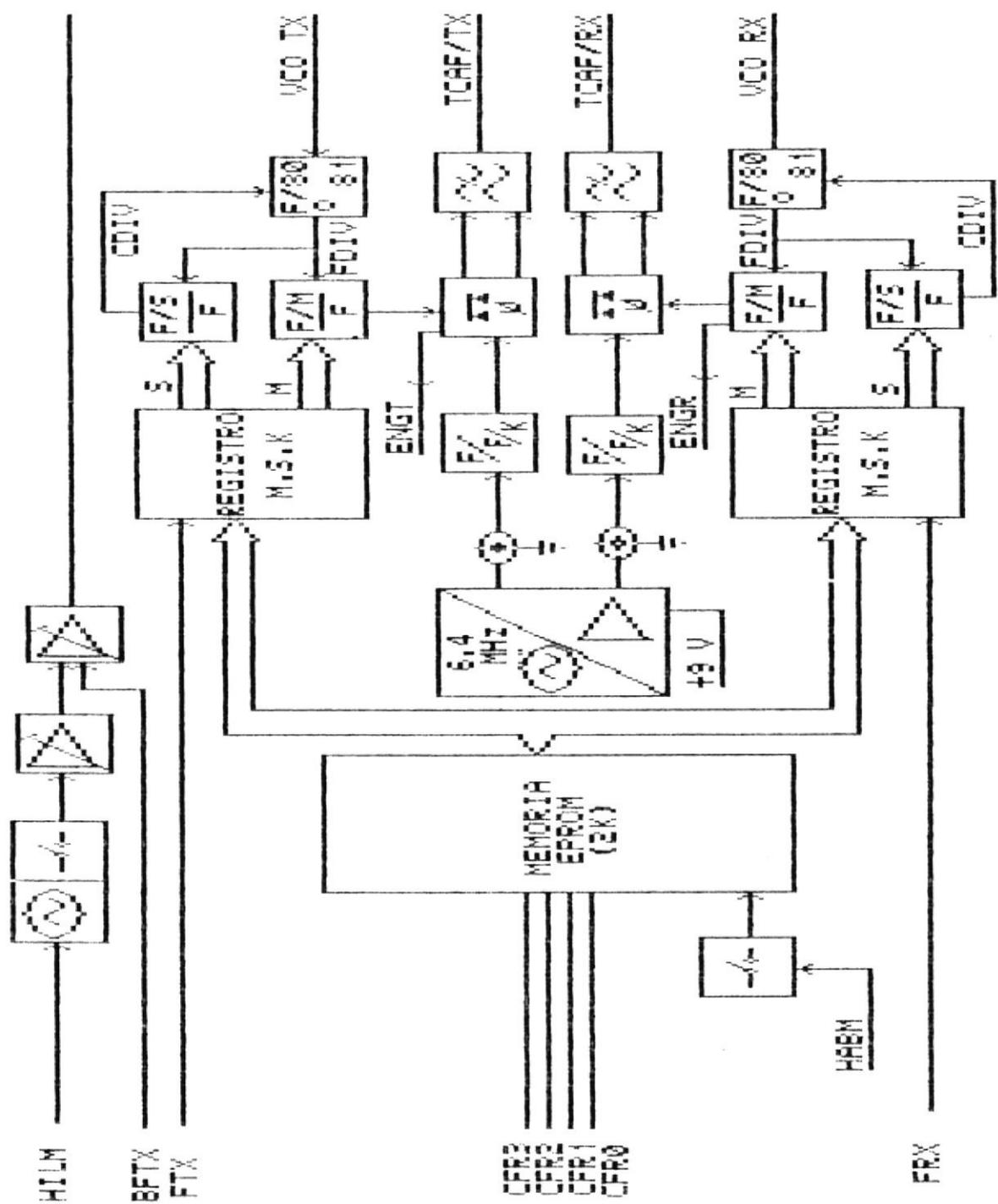


FIGURA 13. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SINTETIZADOR TX-RX

La salida del comparador de fase es **DFA** y la de frecuencia es **DFD**.

El filtro del Lazo obtiene la tensión de control del VCO señal denominada **T.CAF** que evolucionará en el sentido necesario para cancelar los errores de fase y frecuencia en el comparador.

En condición de enganche la frecuencia del VCO viene definida por:

$$FVCO = (80 * M + S) * Fq/K$$

Siendo **Fq** la frecuencia de referencia igual a 6,4 MHz, **K** es la constante del sistema igual a 256. El margen de enganche del bucle, queda definido por el conjunto de valores **M**, **S** y **K** grabados en el preselector.

En la figura 14, se ha esquematizado el diagrama circuital del sintetizador.

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 VATIO (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 anotamos:

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

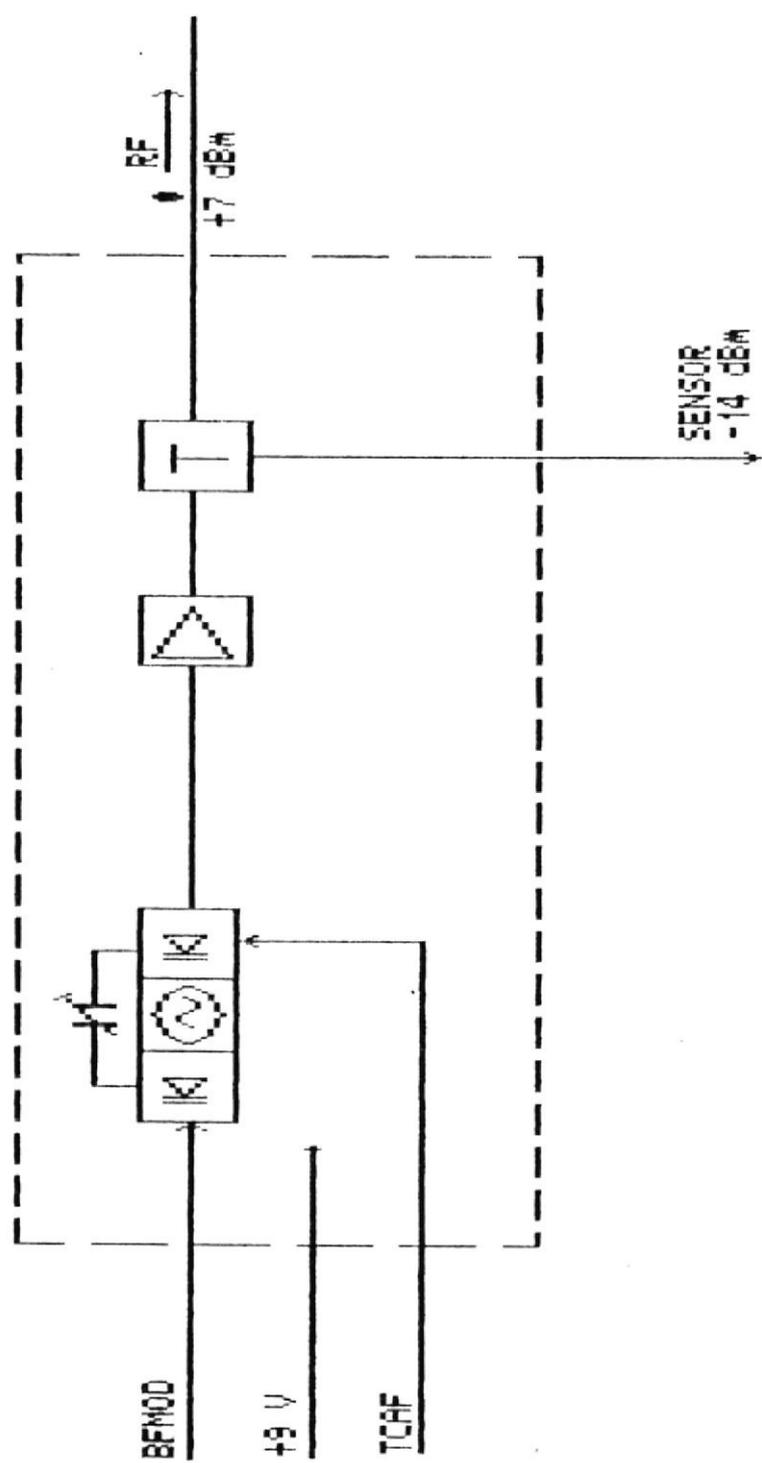


FIGURA 15. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL VCO TX.

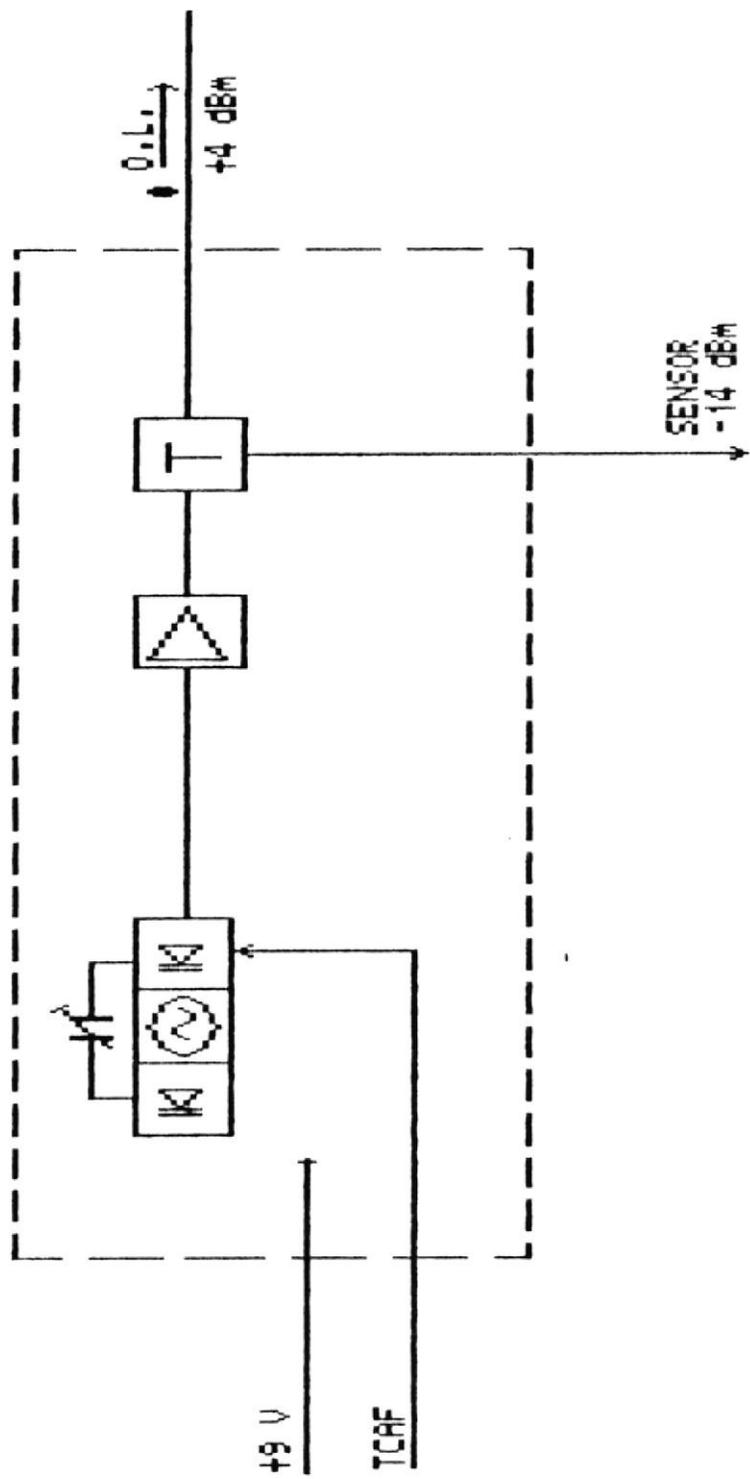


FIGURA 16. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL VCO RX.

2.4.2.3 AMPLIFICADOR 1 VATIO.

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

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

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

La primera etapa de amplificación es un circuito híbrido, funcionando en clase A y prevee 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 13 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 ohmios

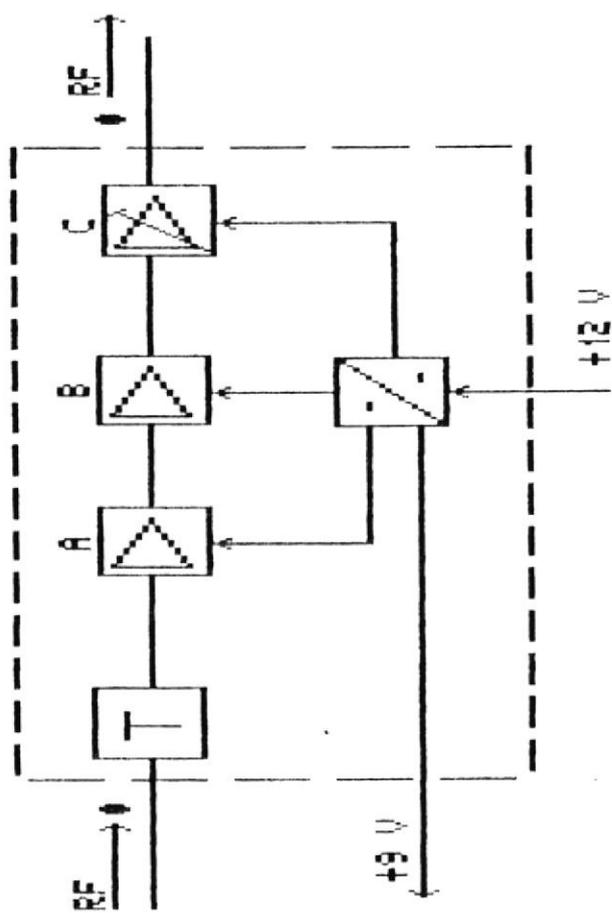


FIGURA 19. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL AMP-1 WATTIO

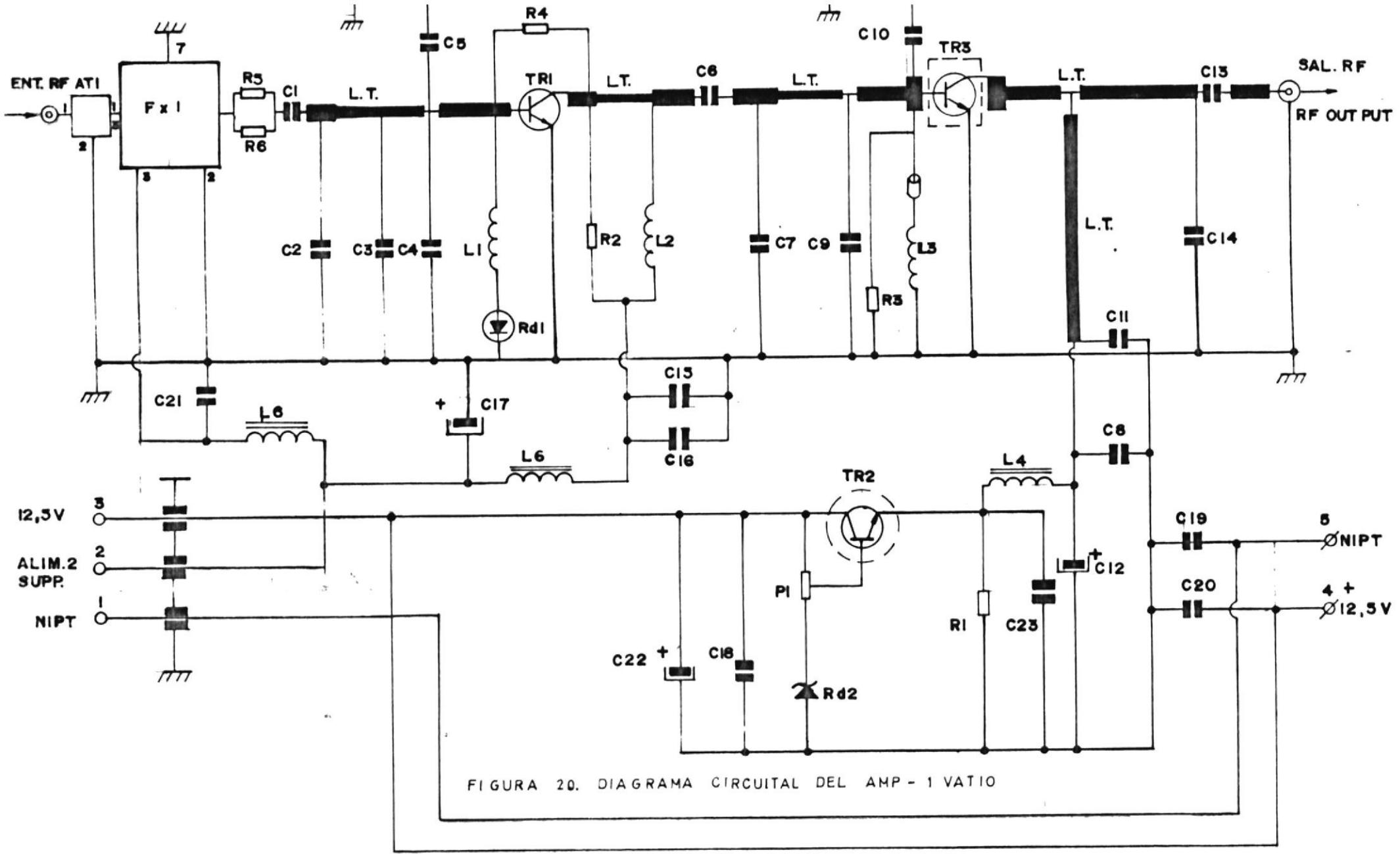


FIGURA 20. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL AMP - 1 VATIO

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.
Ganancia	13 dB
Impedancia	50 ohmios

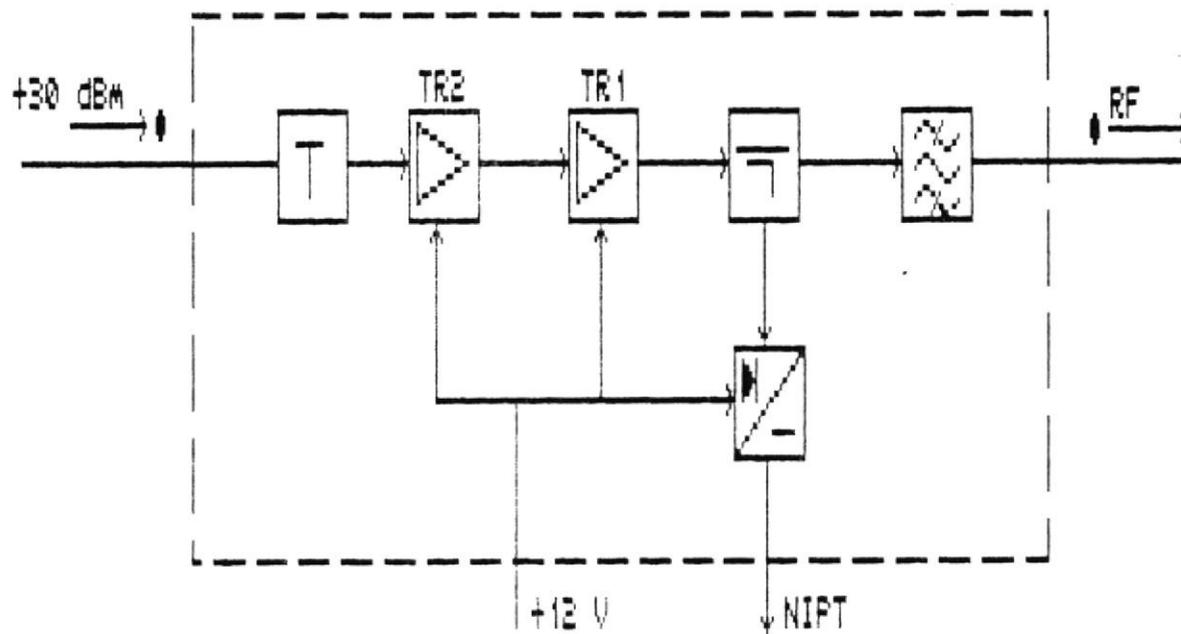
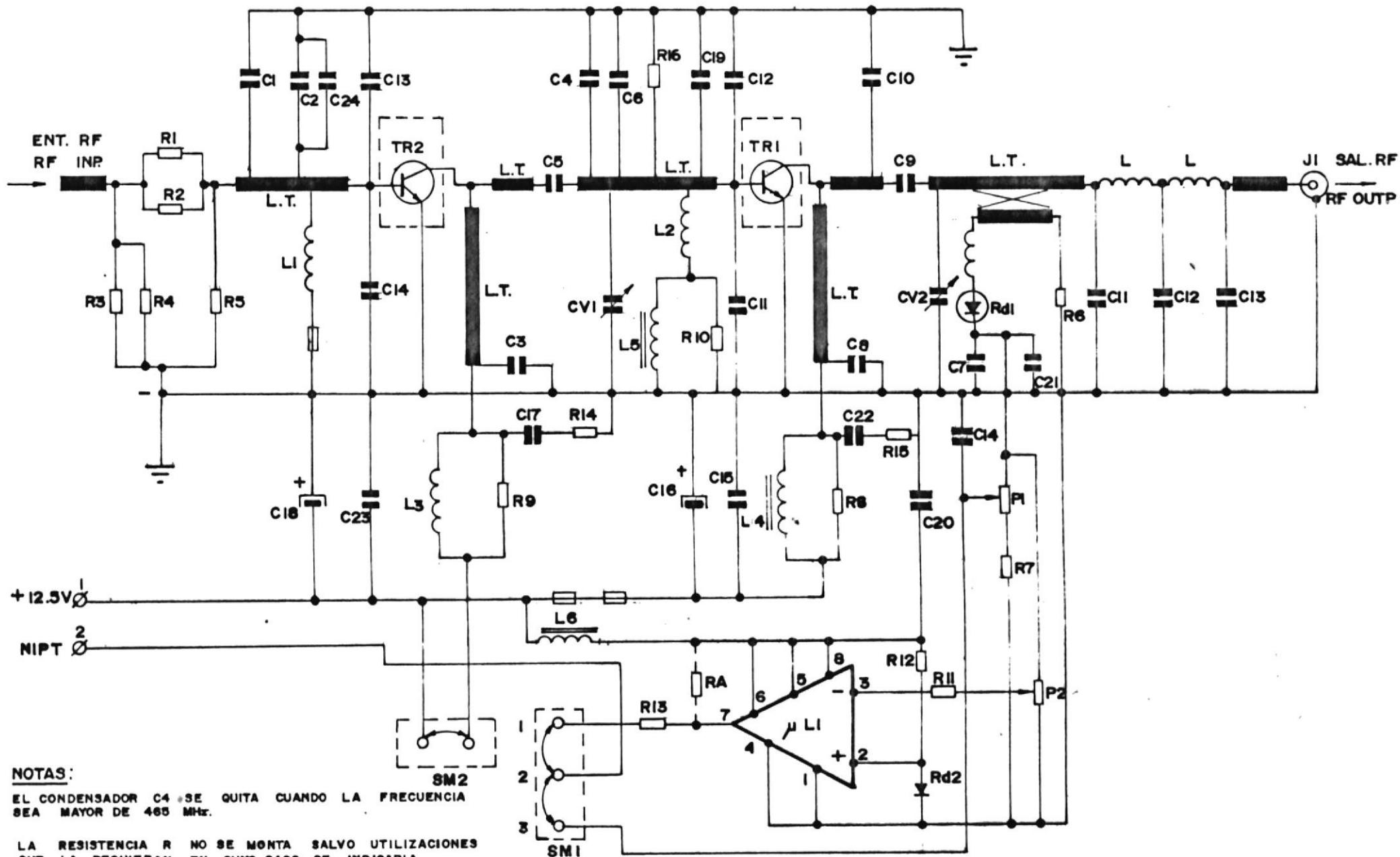


FIGURA 21. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL AMP-10 WATTIOS



NOTAS:

EL CONDENSADOR C4 SE QUITA CUANDO LA FRECUENCIA SEA MAYOR DE 465 MHz.

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

L.T. LINEA DE TRANSMISION

FIGURA 22 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL AMP 10 VATIOS

2.4.2.6 FRECUENCIA INTERMEDIA Y BF.

El módulo a partir de la primera frecuencia intermedia de 21.4 MHz, dada por el AMPLIFICADOR RF Y MEZCLADOR, genera internamente la segunda frecuencia intermedia de 455 KHz para la obtención de la banda vocal, la misma que es amplificada y filtrada, y 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

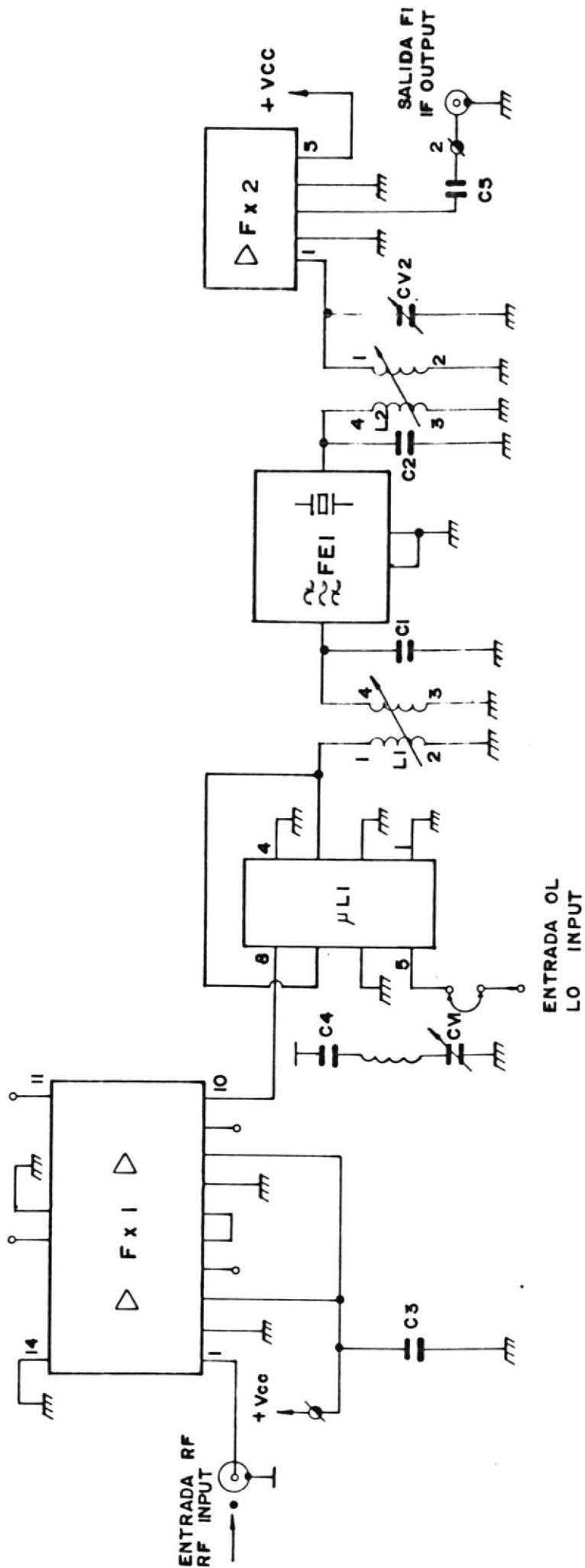


FIGURA 24. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL RF MEZCLADOR

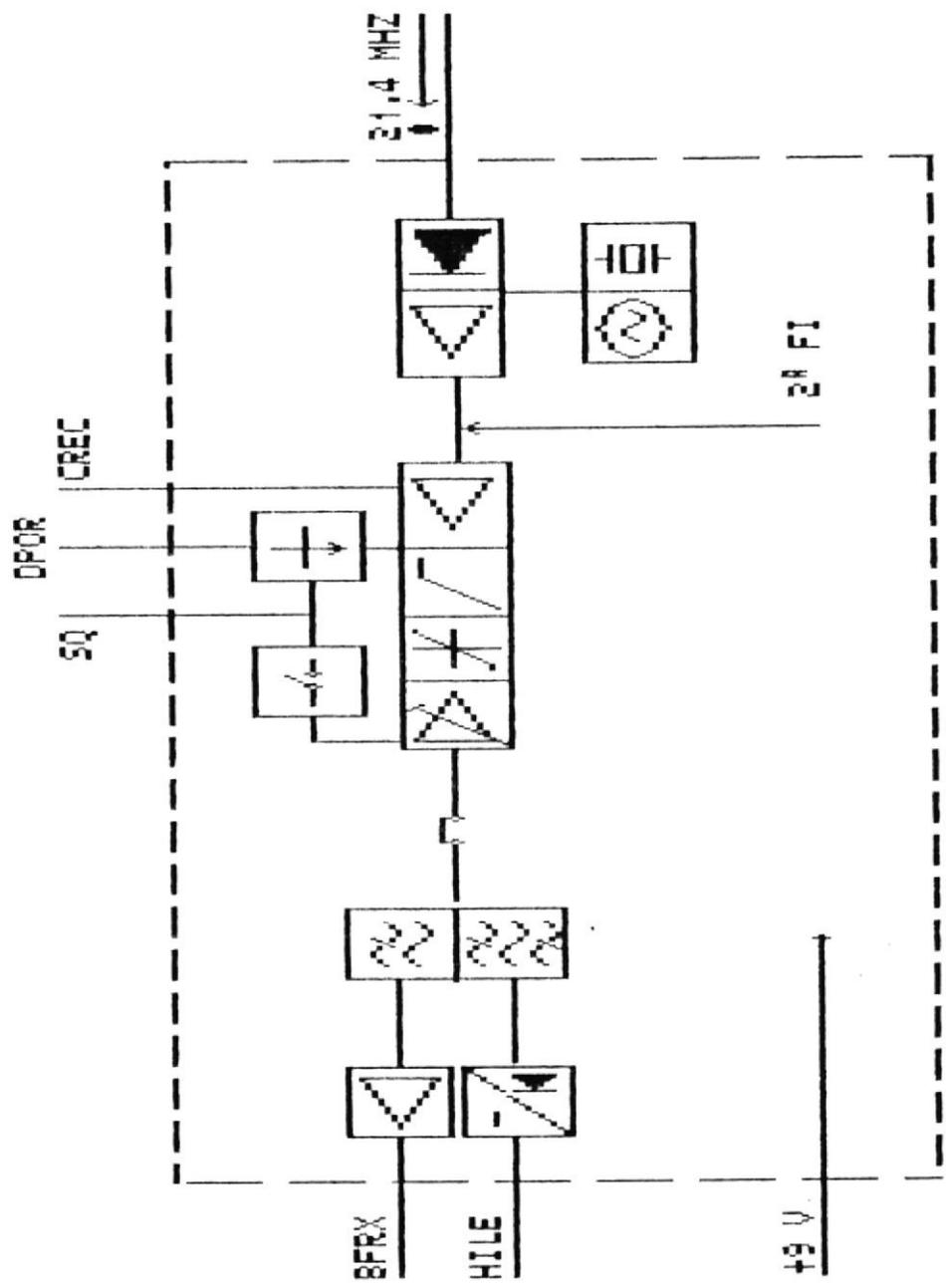


FIGURA 25. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL FI Y BF

2.4.2.7 REGULACION Y DISTRIBUCION.

El módulo tiene la función de regular las tensiones de 5.2 y 9 Voltios, distribuyéndola a todos los módulos que componen la unidad transceptora de radio.

A partir de la tensión de entrada de 12.5 Voltios, el módulo obtiene sus tensiones de salida mediante dos reguladores serie, uno por cada tensión de salida.

Las tensiones de salida pueden ser ajustadas mediante potenciómetros localizados en el módulo.

Los 5.2 Voltios, son utilizados por los circuitos auxiliares del sintetizador y aparecen cuando la señal de control exterior ENCO es activada.

Cuando se activan externamente las señales ENC1 y ENC2 el módulo suministra alimentación de 9 Voltios, a los módulos amplificadores y de potencia.

Todos los transistores utilizados son de conmutación.

En la figura 27, se presenta el diagrama de bloques y en la figura 28, el diagrama circuital.

Entre las características técnicas anotamos:

tensión de entrada	+12.5	Voltios
tensiones de salida	+9 y 5.2	Voltios

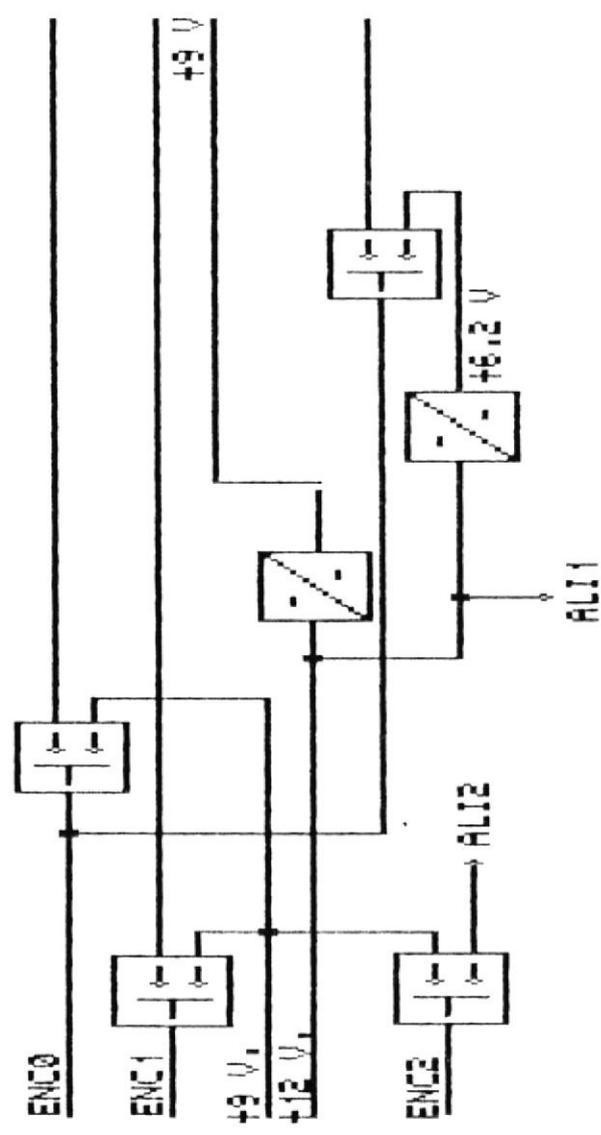


FIGURA 27. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR

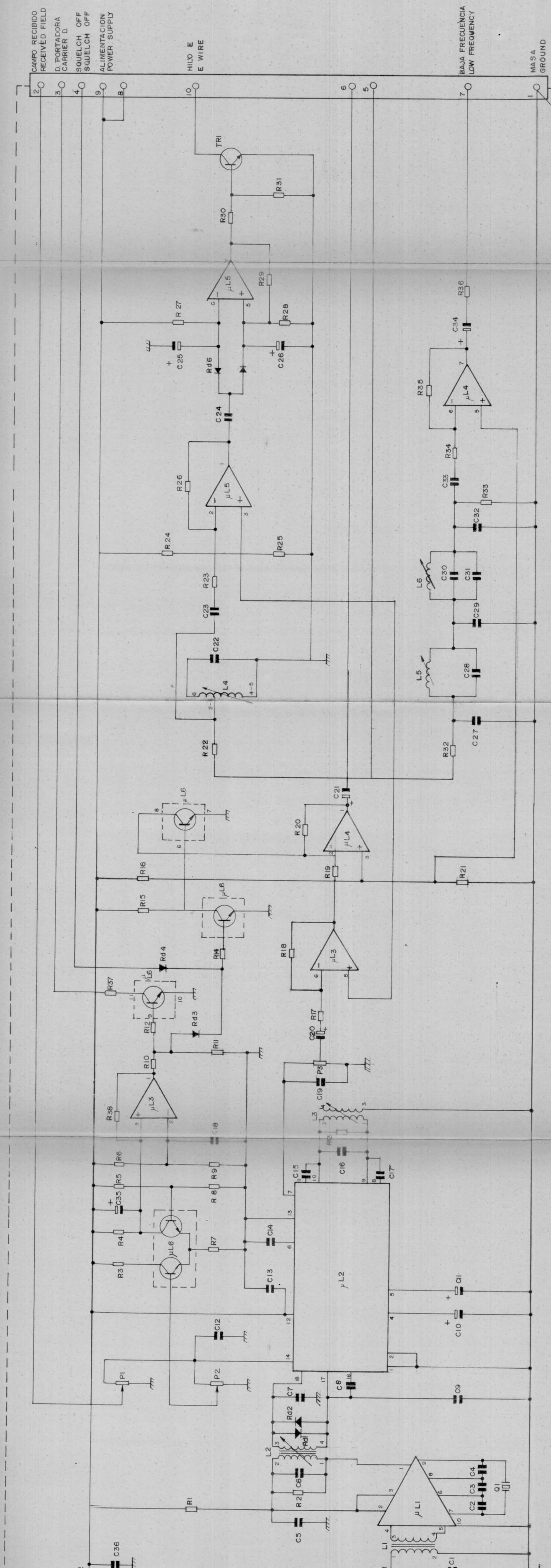


FIGURA 26 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL FI Y BF

LAS μ L 3, 4 Y 5 LLEVAN EL PIN 8 A + 9V Y EL PIN 4 A MASA
 μ L 3, 4 AND 5 HAVE PIN 8 AT + 9V AND PIN 4 TO GROUND

2.4.2.8 FILTRO DUPLEXOR.

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 "angosto" diseñado para obtener bajas pérdidas 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	$15 \text{ MHz} > f > 10 \text{ MHz}$
Ancho de banda	1,8 MHz
Potencia Admisible	≤ 15 Vatios.
Pérdidas de inserción antena Tx	$\leq 1,8$ dB
Pérdidas de inserción antena Rx	$\leq 3,9$ dB

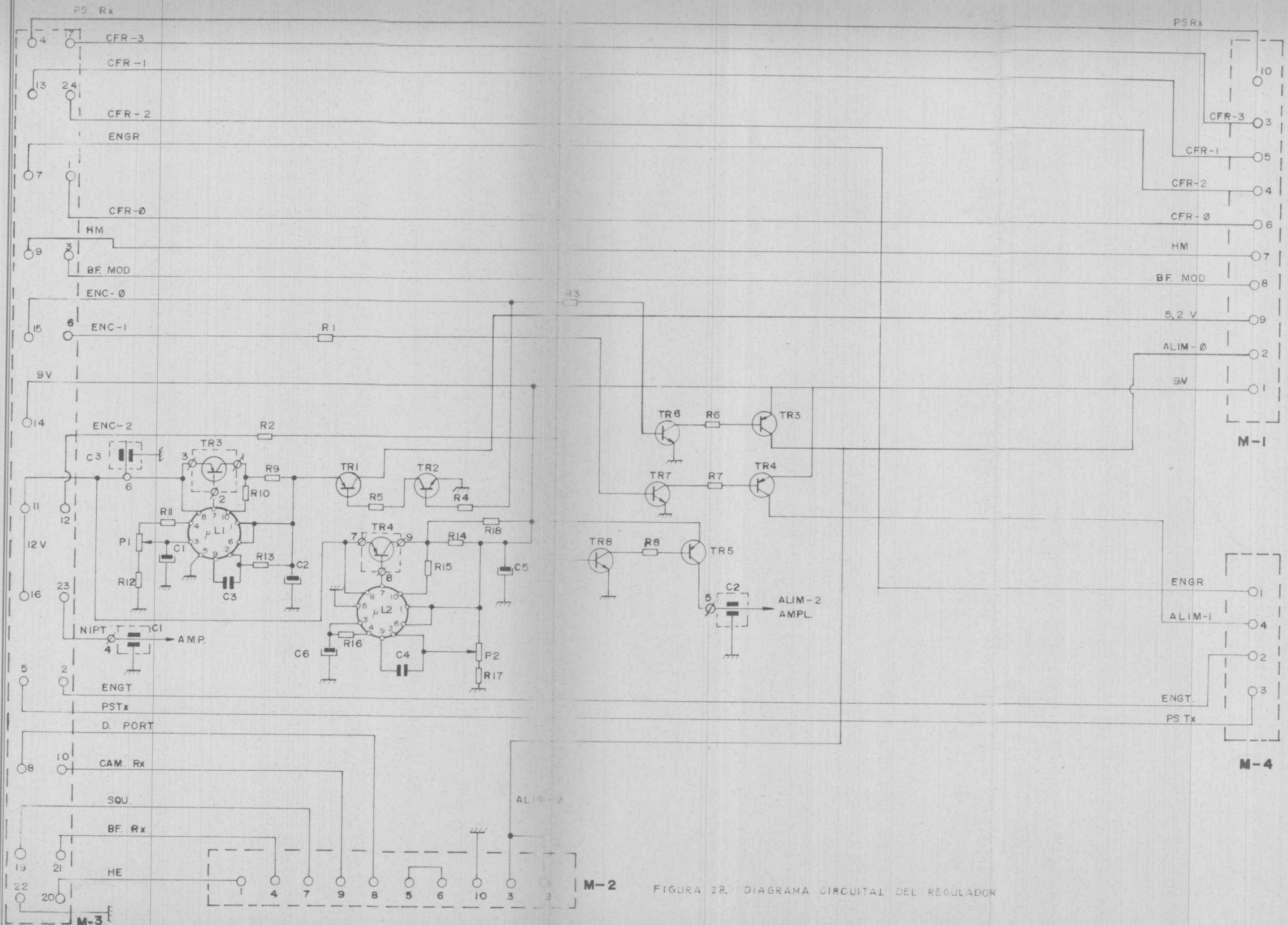


FIGURA 28. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL REGULADOR

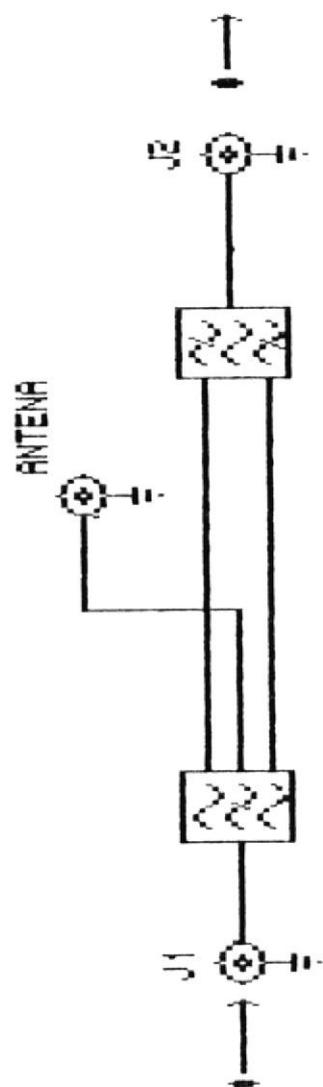
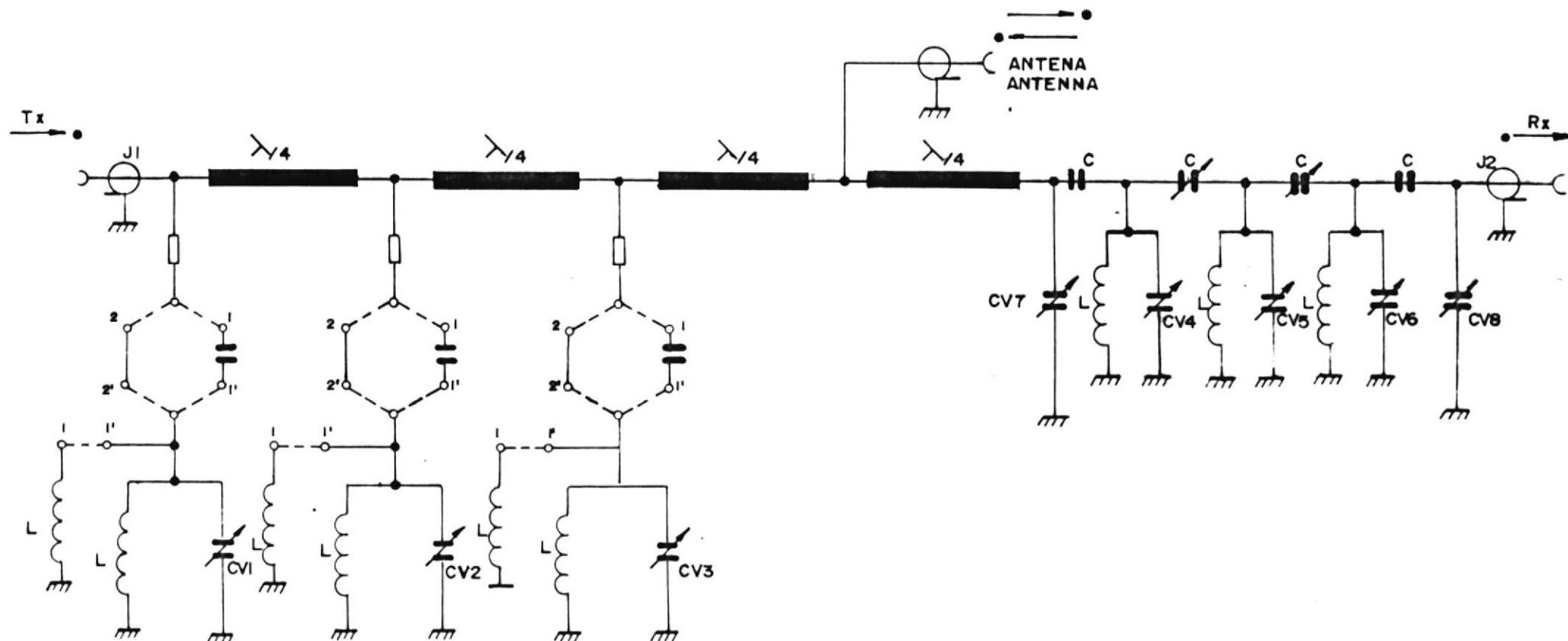


FIGURA 29. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DUPLEXOR



NOTA: NOTE:

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

$F_{T_x} < F_{R_x}$: 1 - 1'

$T_x > F_{R_x}$: 2 - 2'

FIGURA 30 DIAGRAMA CIRCITAL DEL DUPLEXOR

2.4.3 SEÑALES DE CONTROL REQUERIDAS.

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

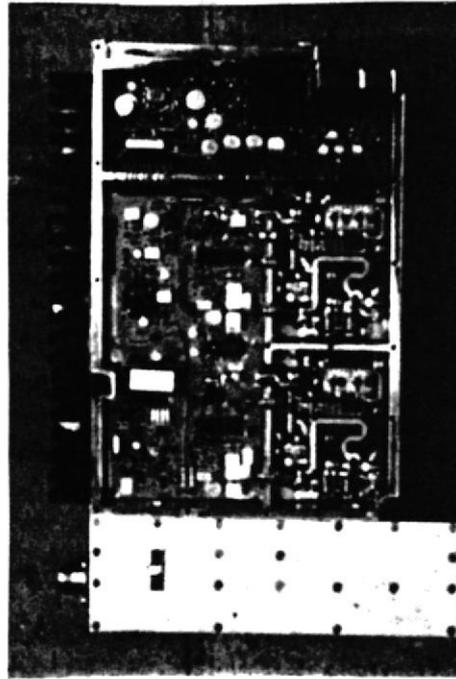
Señales de salida:

ENGT	Enganchado sintetizador transmisión.
ENGR	Enganchado sintetizador recepción.
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 entrada:

CFR0	!	
	!	
CFR1	!	
	>	Selección de frecuencia del sintetizador.
CFR2	!	
	!	
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.

SINTETIZADOR TX-RX



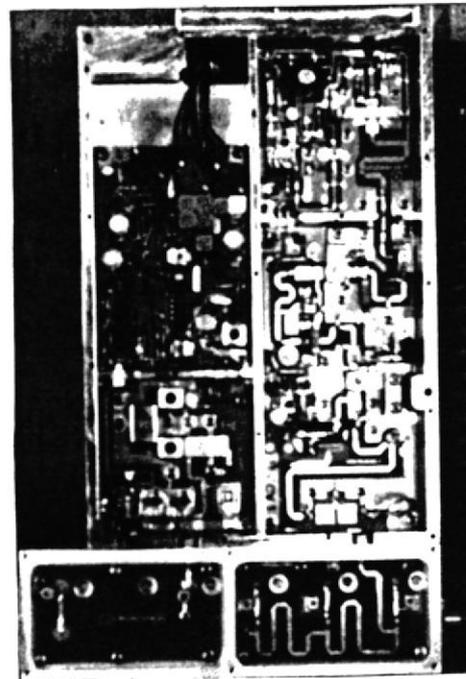
REGULACION Y
DISTRIBUCION

V.C.O. TX.

V.C.O. RX.

FRECUENCIA
INTERMEDIA Y
BAJA FRECUENCIA

AMPLIFICADOR DE
RADIO FRECUENCIA Y
MEZCLADOR



AMPLIFICADOR 1 VATIO

AMPLIFICADOR 10 VATIOS

FILTRO DUPLEXOR

FIGURA 31. ARREGLO DE MODULOS EN EL TRANSEPTOR

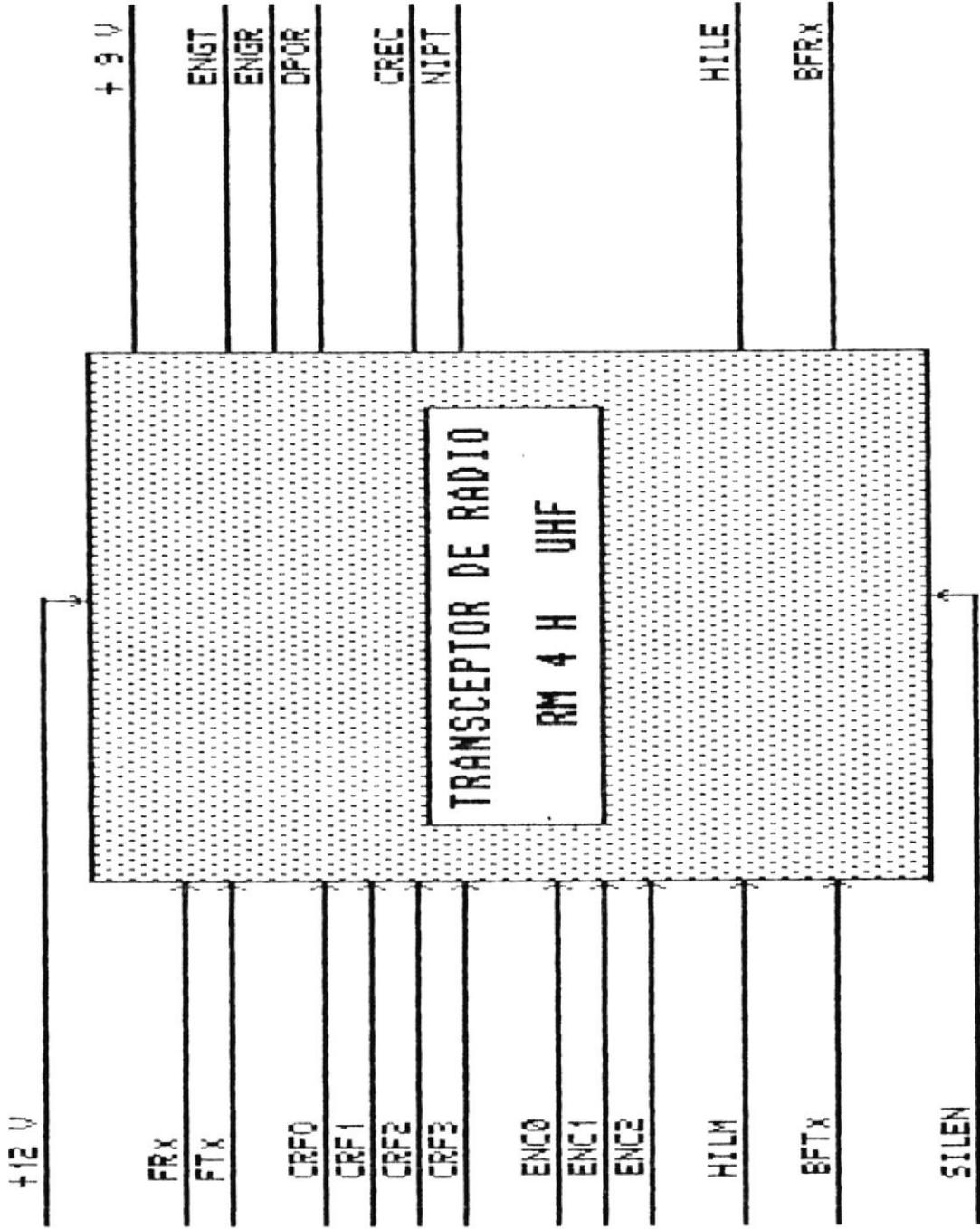


FIGURA 32. SEÑALES DE CONTROL REQUERIDAS

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 HILOS Y TRANSCCEPTOR DE RADIO. Con +5 voltios se energizará el MICROCOMPUTADOR SDK-85.

3.1.1 ESPECIFICACIONES.

REQUERIMIENTOS PARA EL SDK-85.

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 %
funcionamiento:	continuo.

3.1.2 ANALISIS DEL CIRCUITO.

MODELAJE DE LA FUENTE DE PODER PARA EL SDK-85

Consideremos:

- a: área del núcleo
- L: densidad del núcleo (asumido 1.12 gr/cm^3)
- N: número de vueltas por voltio
- B: densidad del campo magnético (8500 Gauss)
- V1: voltaje en el primario
- V2: voltaje en el secundario
- Vcc: voltaje requerido por regulador

potencia requerida.

$$P_o = V_o * I_o = 5 * 1.5$$

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

$$P_{ac} = 1.5 P_o = 1.5 * 7.5$$

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

cálculo del Área del núcleo requerido.

$$a = L \sqrt{P_{ac}} = 1.12 * \sqrt{11.25}$$

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

voltaje Vcc para actuación del regulador

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

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

voltaje r.m.s en el secundario

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

$$V_m = 8(1 + 0.1\sqrt{3}) = 9.38 \text{ V}$$

$$V_s = V_m + 2(1) = 11.38 \text{ V}$$

$$V_{s \text{ rms}} = V_s/\sqrt{2} = 11.38/\sqrt{2} = 8.05 \text{ V}$$

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

Corriente en el primario.

$$I_1 = P/V_1$$

$$I_1 = 11.25/120 = 93.75 \text{ mA} \quad \text{-----} \rightarrow \text{AWG-31}$$

Corriente en el secundario.

$$I_2 = P/V_2$$

$$I_2 = 11.25/8\text{V} = 1.4 \text{ A} \quad \text{-----} \rightarrow \text{AWG-20}$$

Número de vueltas del primario.

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot 10^8}{4.44 \cdot f \cdot B \cdot a} = \frac{120 \cdot 10^8}{4.44 \cdot 60 \cdot 8500 \cdot 3.75}$$

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

Número de vueltas del secundario.

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

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

DISEÑO DEL FILTRO CAPACITIVO.

$$C = \frac{I_o}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot r \cdot V_m} = \frac{1.4}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot 60 \cdot 0.1 \cdot 8\sqrt{2}}$$

$$C = 2977 \text{ uf, } 25 \text{ V}$$

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

$$V_{min} = 2 V_{cc} - V_m = 2(8) - 8\sqrt{2}$$

$$V_{min} = 4.69 \text{ V}$$

$$V_{r \text{ pp}} = V_m - V_{min} = 8\sqrt{2} - 4.69$$

$$V_{r \text{ pp}} = 6.63 \text{ V}$$

corriente de pico del puente rectificador.

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

$$\frac{T_1}{V_{r \text{ pp}}} = \frac{T_2}{V_m}$$

$$T_1 = \frac{V_{r \text{ pp}} (T_2)}{V_m} = \frac{6.63 (1/60 \cdot 4)}{8\sqrt{2}}$$

$$T_1 = 2.44 \text{ mseg}$$

$$T_2 = \frac{T}{2} - T_1 = \frac{1}{2 \cdot (60)} - 2.44$$

$$T_2 = 5.89 \text{ mseg}$$

$$I_p = I_{cc} \cdot \frac{T_2}{T_1} = 1.5 \cdot \frac{5.89}{2.44}$$

$$I_p = 3.62 \text{ A}$$

MODELAJE DE LA FUENTE PARA EL RESTO DEL SISTEMA.

potencia requerida.

$$P_o = V_o * I_o = 12 * 2$$

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

$$P_{ac} = 1.5 P_o = 1.5 * 24$$

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

cálculo del área del núcleo requerido.

$$a = 1.12 \sqrt{P_{ac}} = 1.12 * \sqrt{36}$$

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

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

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

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

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

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

$$V_{s \text{ rms}} = 13.86 \text{ V.}$$

Corriente en el primario.

$$I_1 = P/V_1$$

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

Corriente en el secundario.

$$I_2 = P/V_2$$

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

Número de vueltas del primario.

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

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

Número de vueltas del secundario.

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

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

DISEÑO DEL FILTRO CAPACITIVO.

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

$$C = 2430 \text{ uf, } 25 \text{ V}$$

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

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

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

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

$$V_{r \text{ pp}} = 9.6 \text{ V}$$

corriente de pico del puente rectificador.

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

$$\frac{T_1}{V_{r\ pp}} = \frac{T/4}{V_m}$$

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

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

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

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

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

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

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

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

$$R2 = 100 \Omega$$

$$R2 = \frac{Vout - Vled}{Ir2} = \frac{5 - 1.8}{32 \text{ mA}}$$

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

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

$$R1 = 334 \Omega$$

$$R1 = \frac{Vout - Vled}{Ir1} = \frac{12 - 1.8}{32 \text{ mA}}$$

RESISTENCIA DE PROTECCION DE LOS INDICADORES

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

Vcc in (V)	Vcc out (V)	Icc (A)	r (%)	I _p (A)	C (uf)
8	5	1.5	10	3.62	2977/25V

SECCION INDICADOR DE POTENCIA

R2 = 100 Ohmios (102,4 mW)

TABLA IV.

PARA RESTO DEL SISTEMA

SECCION TRANSFORMADOR

	V (V)	I (A)	número de vueltas	Calibre del conductor
primario	120	0.300	789	AWG - 26
secundario	14	2.6	91	AWG - 17

SECCION RECTIFICADOR, FILTRO Y REGULADOR

Vcc in (V)	Vcc out (V)	Icc (A)	r (%)	Ip (A)	C (uf)
15	12	2.0	10	6.24	2430/25V

SECCION INDICADOR DE POTENCIA

R1 = 334 Ohmios (342 mW)

TABLA V

3.1.4 SELECCION DE ELEMENTOS.

PARA EL CDK-85

Area de los núcleos escogidos para los transformadores

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

$$a2 = 3,85 \text{ cm}^2$$

Puente rectificador y filtro

Disp.	ECG	Io dc (A)	FRV (V)	Ip (A)	Vak max	FILTRO uf
W10M	5307	1.5	1000	50	1.0	3300/25 V

Regulador fijo de voltaje

Disp.	ECG	Io dc (A)	Vin max (V)	Vin min (V)	Pd (W)	Vo (V)	Env
XLX307K	309K	1.5	35	7.5	20	+5	T0-3

Resistencia del indicador

$$R2 = 100 \text{ Ohmios (250 mW)}$$

TABLA VI

PARA EL RESTO DEL SISTEMA

Area de los núcleos escogidos para los transformadores

$$a1 = 7,20 \text{ cm}^2$$

$$a2 = 6,85 \text{ cm}^2$$

Puente rectificador y filtro

Disp.	ECG	Io dc (A)	PRV (V)	Ip (A)	Vak max	FILTRO uf
BR36	5310	4.0	600	250	1.0	3300/25V

Regulador fijo de voltaje

Disp.	ECG	Io dc (A)	Vin max (V)	Vin min (V)	Pd (W)	Vo (V)	Env.
7812KC	1914	1.5	35	14	15	12	T0-3

Resistencia del indicador

$$R1 = 330 \text{ Ohmios (500 mW)}$$

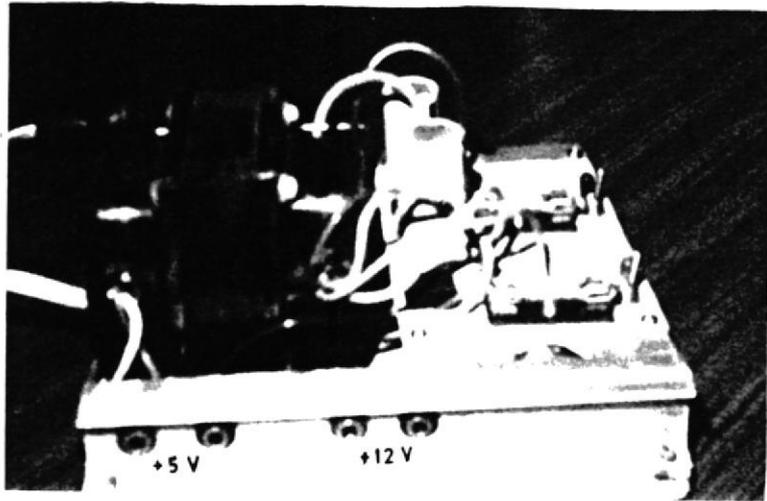


FIGURA 33. ARREGLO DE ELEMENTOS EN LA FUENTE

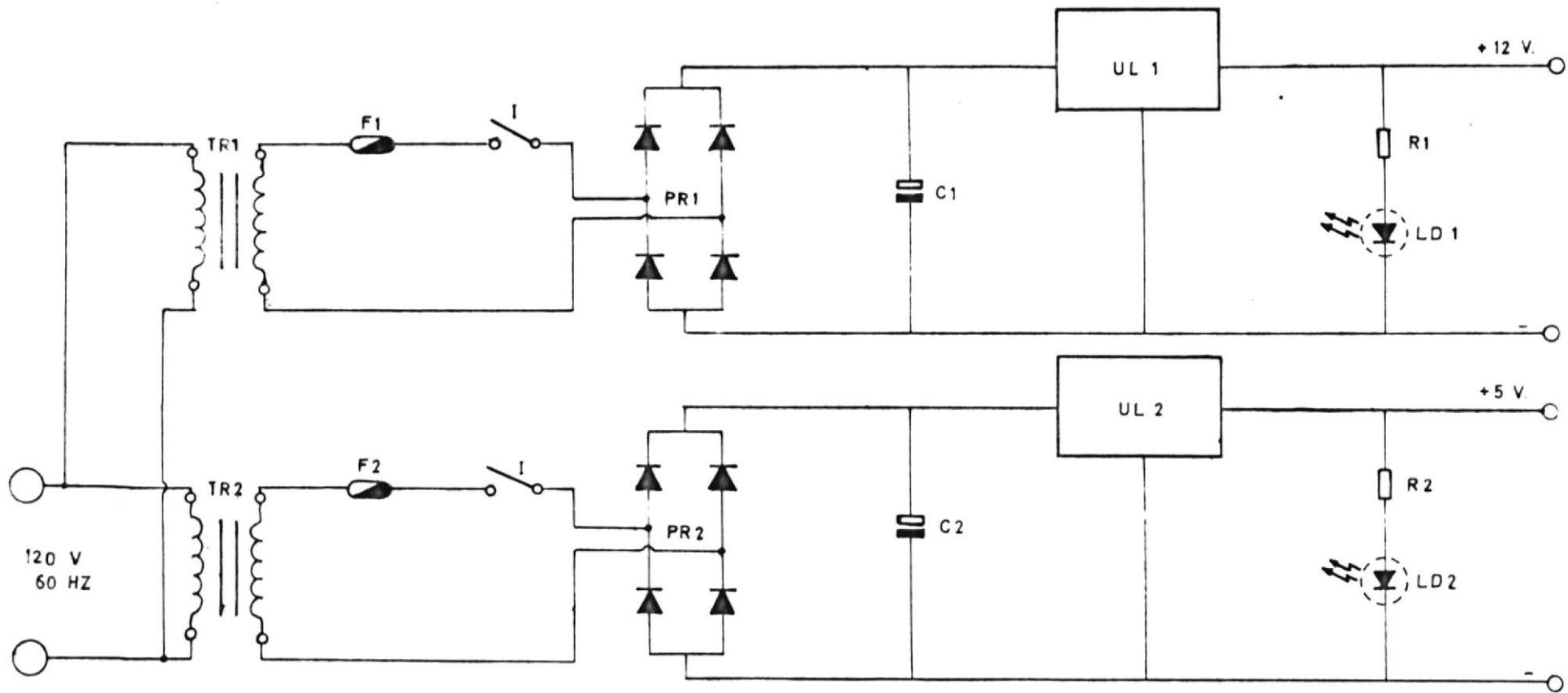


FIGURA 35 DIAGRAMA CIRCITAL DE LA FUENTE

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 multiplex 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

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 uL1.

La señal de audio entra a un amplificador estable acoplado en alterna (uL1: 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:

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

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

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 (uL1: pines 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 (uL1: pines 9,10, y 8), es un filtro activo de pasa banda. La frecuencia de corte inferior de la banda viene dada por:

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2 * R7 * C3} = \frac{1}{2 * 4700 * 0,000000047}$$

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

La frecuencia de corte superior es por tanto:

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

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

Dado que:

$$C3 * R7 = C2 * R6$$

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:

$$f_0 = \frac{1.44}{(R14 + 2*R15)*C} = \frac{1.44}{(4700 + 20000)*0.047}$$

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

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:

$$f_0 = \frac{1.2}{4 * F_4 * C_B}$$

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 sobrenivel del pulso de salida. La red de filtros escalonada es utilizada para quitar la componente portadora de la salida. Finalmente, para convertir el nivel d.c. entregado por el 565 y la red de filtros a niveles lógicos, utilizamos un circuito comparador.

La 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, HMRT, HMBF, y HEBF. 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 HMBF.

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.

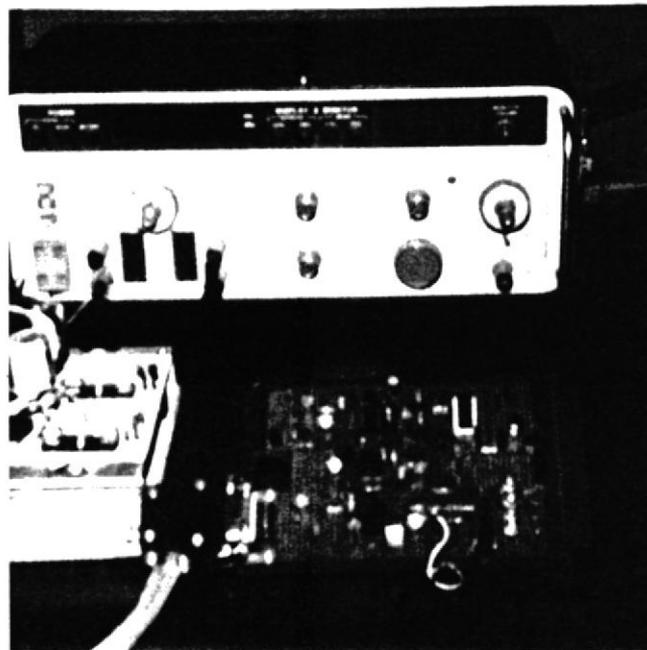


FIGURA 37. ARREGLO DE ELEMENTOS EN EL INTERFAZ.

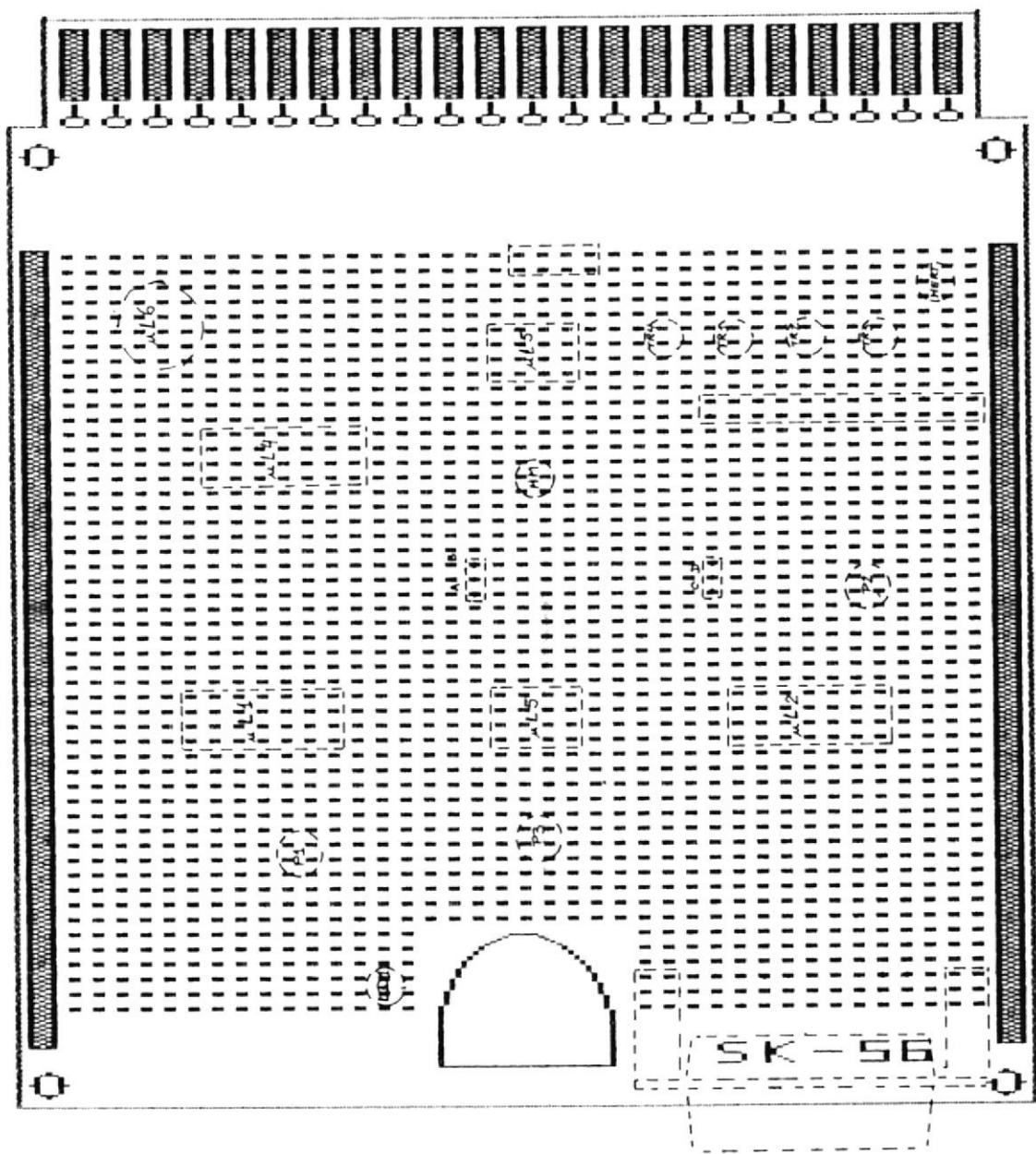


FIGURA 38. DIAGRAMA DE PISTA DEL INTERFAZ

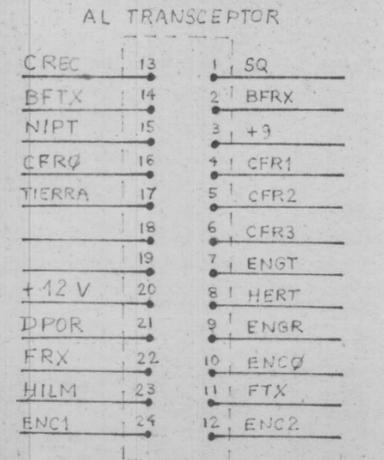
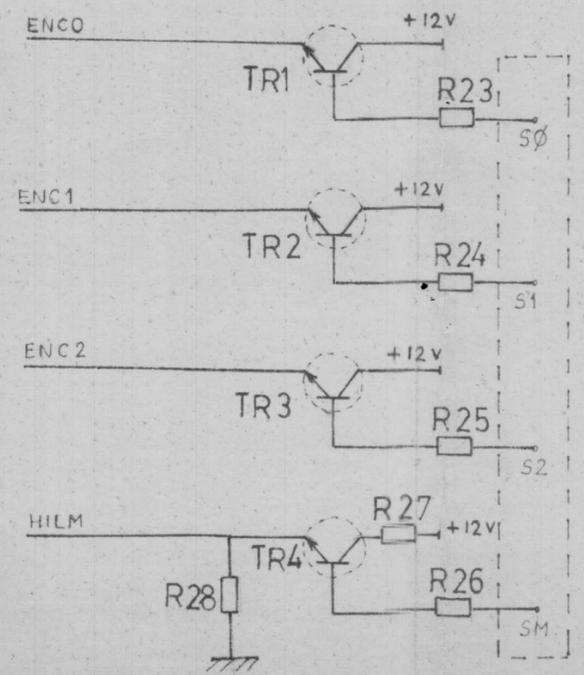
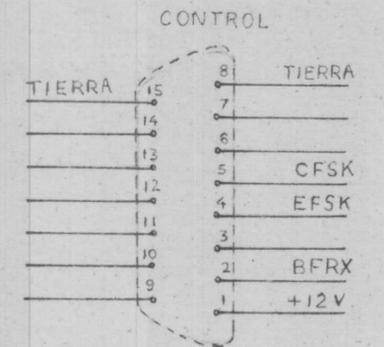
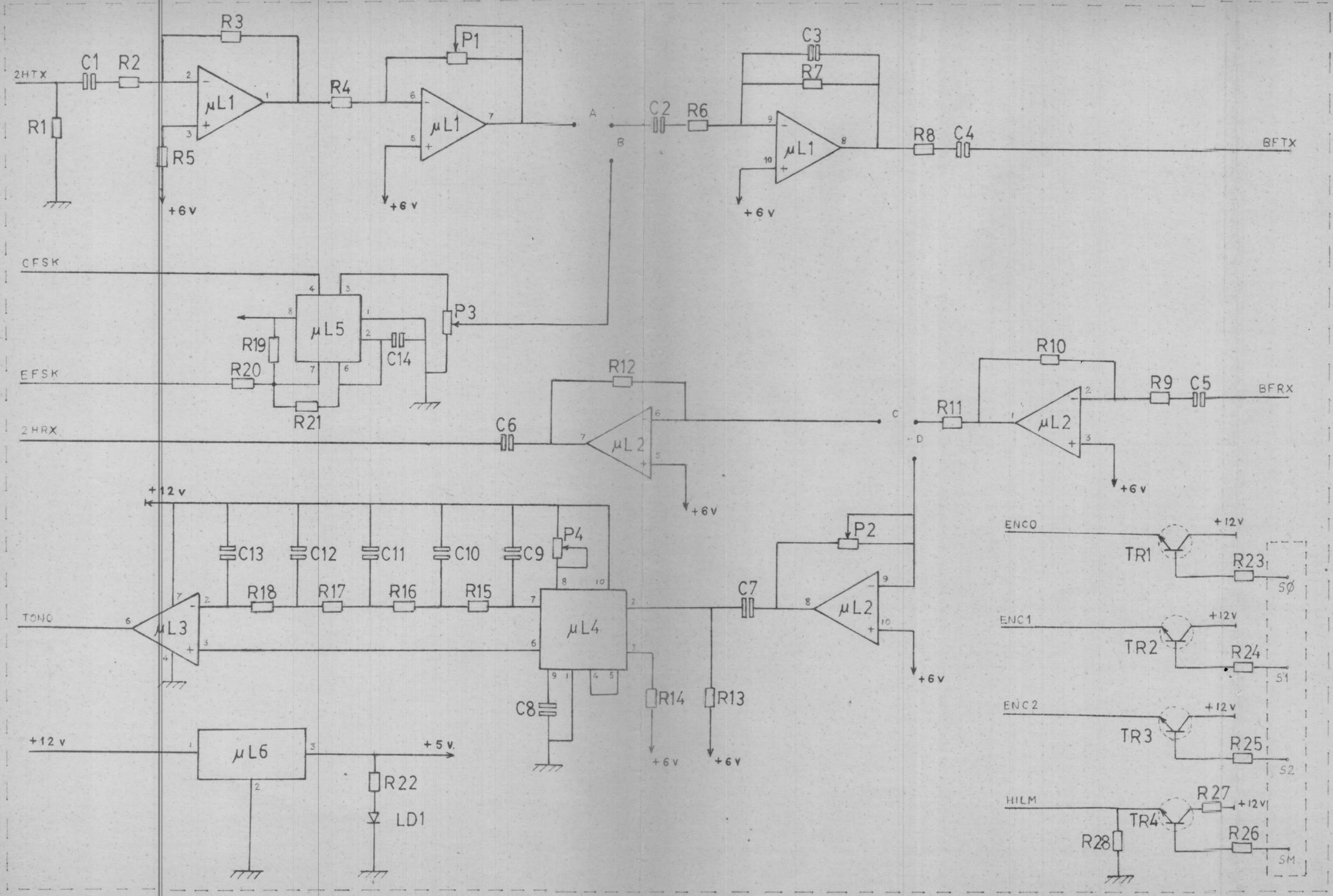


FIGURA 39. DIAGRAMA CIRCUITAL DEL INTERFAZ

LISTA DE COMPONENTES

UNIDAD: INTERFAZ A 4 HILOS

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

R. 110 OHM	0,25 W	R	26
R. 62 OHM	0,25 W	R	27
R. 100 OHM	0,25 W	R	28
CI. MC3503 L	4-OPAM	UL	01
CI. MC 3503L	4-OPAM	UL	02
CI. UA 741CP	OPAM	UL	03
CI. NE 565N	DEMODULADOR FSK	UL	04
CI. NE 555P	MODULADOR FSK	UL	05
CI. 78M05HM	REGULADOR +5 V.	UL	06
TR. 2N720A	TRANSISTOR DE CONMUTACION	TR	01
TR. 2N720A	TRANSISTOR DE CONMUTACION	TR	02
TR. 2N720A	TRANSISTOR DE CONMUTACION	TR	03
TR. 2N720A	TRANSISTOR DE CONMUTACION	TR	04
CONECTOR HEMBRA DA 155 531			
CONECTOR AMP-4 MACHO			

3.3 LA UNIDAD DE CONTROL.

3.3.1 GENERALIDADES.

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

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

Entre las funciones más importante que ejecuta anotamos las siguientes:

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

3.3.2 DEFINICION DE PUERTOS.

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

PUERTO DE ENTRADA 2AH

BIT	SEÑAL	DESCRIPCION
1	RAOC	Indicador de abonado(1) o central(0).
2	EMBF	Detector de hilo E del interfaz 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 2IH

BIT	SEÑAL	DESCRIPCION
8	EFSK	Envío de tonos FSK.

PUERTO DE SALIDA 22H

BIT	SEÑAL	DESCRIPCION
1	ENCO	Encender receptor.
2	ENC1	Encender transmisor.
3	ENC2	Encender potencia del transmisor.
4	CFSK	Activar circuito de datos.
5	TIMB	Activar timbre.
6	ALBF	Alimentar canal vocal.
7	HMBF	Envío de hilo M al interfaz.
8	HMRT	Envío de hilo M al transceptor.

3.3.5 COMANDOS DE SUPERVISION.

Los comandos de supervisión se refieren a las funciones que realizarán las diferentes teclas del SDK-85.

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.
0 AL 9	Teclado equivalente al disco de marcación.

3.3.6 SUBRUTINAS.

SUBRUTINA FORMATIS

La subrutina presenta a caracteres alfanuméricos en el frontal de los visualizadores. En el par de registros H-L se colocará la dirección inicial del primer carácter.

2080	HVT A, 00	ZE	00		
2082	HVT B, 00	06	00		
2084	CALL OUTPT	CP	H7	02	VISUALIZAR EN
2087	HVT A, 04	ZE	04		CAMPO DIRECCION
2089	AND L	85			
208A	HVT A, 01	ZE	01		VISUALIZAR EN
208C	CALL OUTPT	CD	H7	02	CAMPO DATOS
208E	RET	09			

SUBRUTINA ERITACE

La subrutina envía la señalización de 3825 Hertz y espera por la contestación, supervisando además el proceso de conversación.

2090	ENLA HVT A, 07	ZE	A7		ABRIR CANAL Y
2092	OUT 22	H3	22		ACTIVAR H-MRT
2094	IN 2A	DB	2A		
2096	ANI 80	E6	80		DETECTAR H-ERT
2098	CFI 80	FE	80		
2099	JNZ ENLA	CD	90	20	
209D	RET	09			

SUBROUTINA 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: ALBF,
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	78			
282F		CMP C	B9			NUMERO=REG. B
2830		JZ TEMP	CA	3A	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	FF	COLOCAR RETARDO
284F		XCHG	EB			
2850		CALL DELAY	CD	F1	05	
2853		LHLD FFFF	2A	FF	FF	COLOCAR RETARDO
2856		XCHG	EB			
2857		CALL DELAY	CD	F1	05	
285A	XSAL	RET	C9			

SUBROUTINA DATOS

Esta subrutina realiza la transmisi3n en FSK del c3digo hexadecimal predispuesto en el teclado del microcomputador SIM-85 radio transmisor:

2860	DAT0	LXI D, 2000	21	AA	20	
2863		CALL DISF	CD	80	20	
2866		CALL ENLA	CD	70	20	
2869		IN 2A	DB	2A		ENTRAR BJT 3
286B		ANI 08	E6	08		PUERTO 2A
286D		CPI 08	FE	08		ES TRANSMISOR?
286F		JNZ DARY	C2	77	28	
2872	DATX	CALL RDLDB	CD	F7	07	TRANSMISOR
2875		MOV C, 6	4F			
2876		CPI EXFC	FE	10		
2878		JZ XSDA	EA	B9	28	
287B		JHC DATX	D2	77	28	
287E		MVI B, 00	06	00		
2880	L A70	CMP B	88			
2881		JZ FFFF	EA	80	28	
2884		MVI A, 10	3E	80		ENVIAR TONO
2886		OUT 21	D3	21		
2888		MOV A, C	77			
2889		INR B	04			
288A		JMP L A70	C3	00	28	
288D	INLT	CALL UPDD1	CD	6F	03	
2890		MVI A, 00	3E	00		EMITIR TONO
2892		OUT 21	D3	21		
2894		JMP DATX	C3	77	28	
2897	DARY	MVI A, 00	3E	00		RADIO RECEPTOR
2899		CALL UPDD1	CD	6F	03	MOSTRAR DA__00
289C	CERO	MVI B, F3	06	F3		AJUSTE RETARDO
289E		IN 2A	DB	2A		
28A0		ANI 04	E6	04		
28A2		CPI 04	FE	04		TONO?
28A4		JNZ CERO	C2	9C	28	
28A7	BREB	INR B	04			
28A9		IN 2A	DB	2A		
28AA		ANI 04	E6	04		
28AC		CPI 04	FE	04		
28AE		JZ BREB	EA	A7	28	
28B1		MOV A, B	78			
28B2		CALL UPDD1	CD	6F	03	MOSTRAR DATO
28B5		EI	FB			
28B6		JMP CERO	C3	9C	28	
28B9	YSDA	RET	C9			

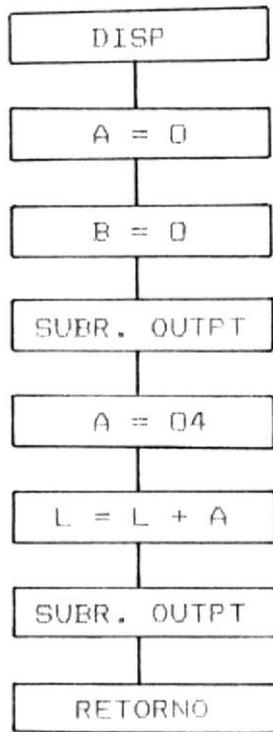


FIGURA 40. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBRUTINA FORMATO

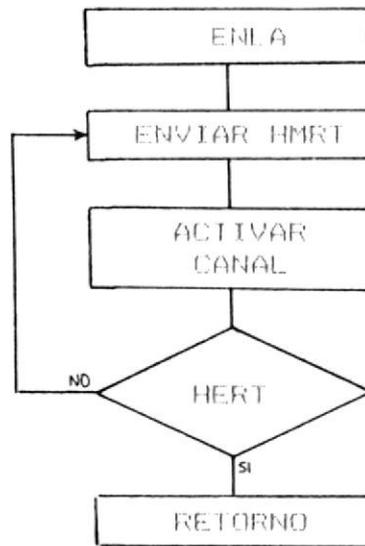


FIGURA 41. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBROUTINA ENLACE

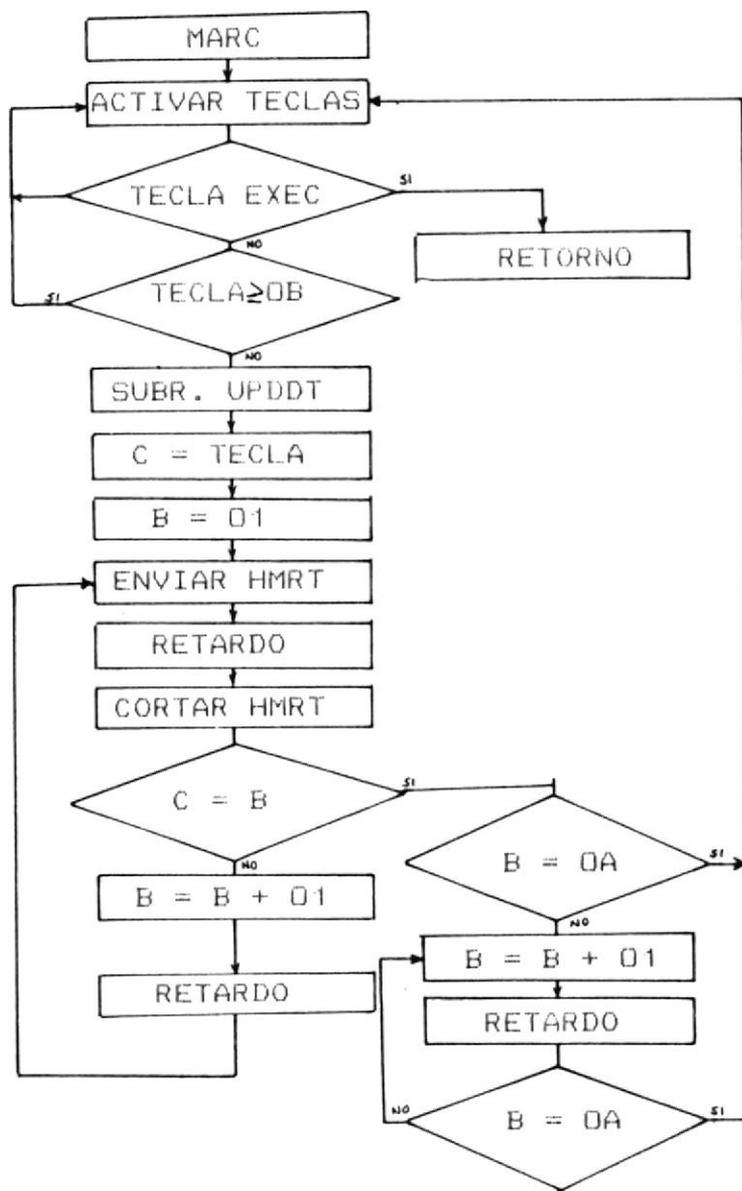


FIGURA 42. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA SUBRUTINA MARCAR

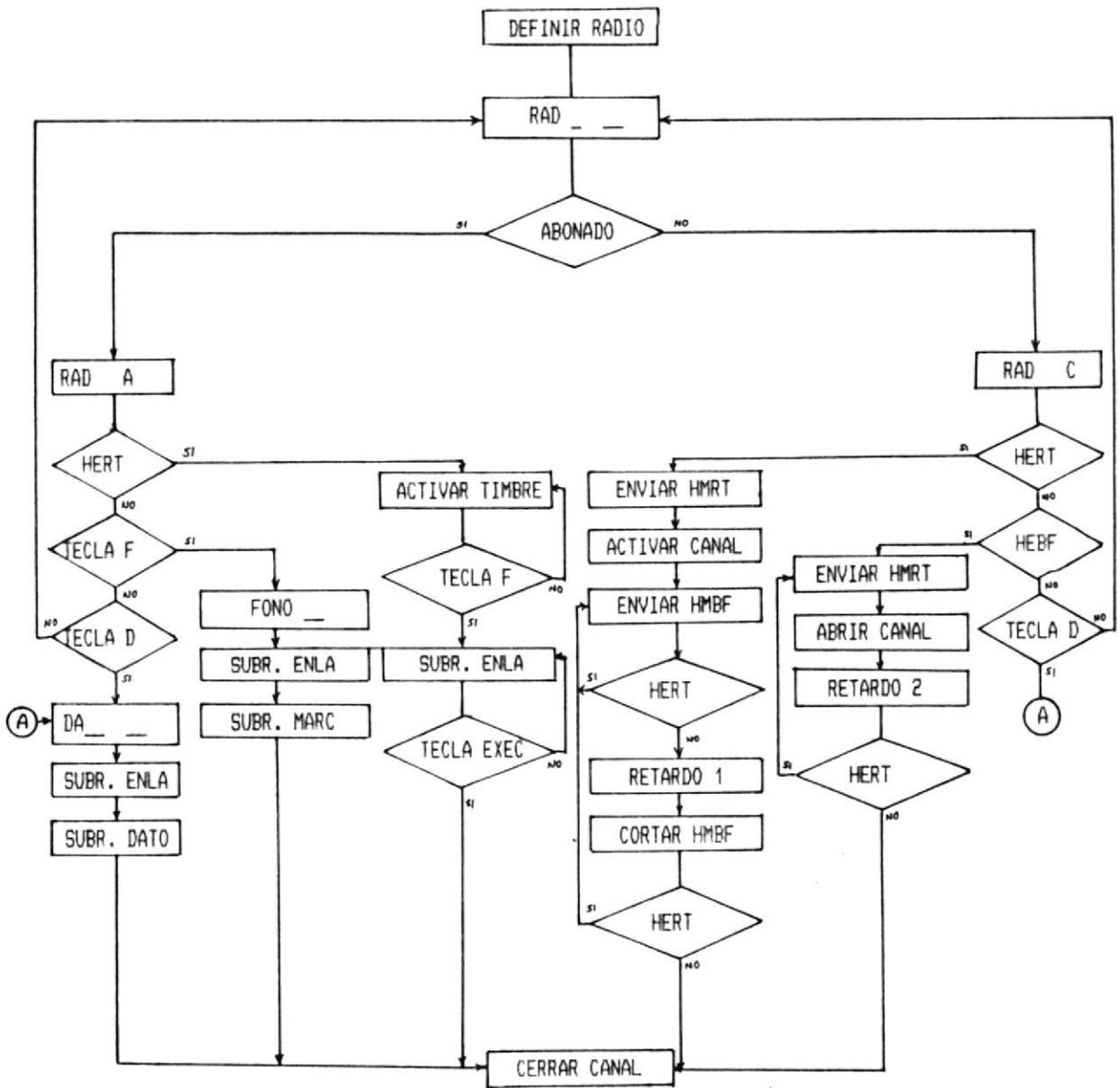


FIGURA 44. DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL

3.3.8. PROGRAMA DE INSTRUCCIONES.

LOCALIDADES DE MEMORIA RESERVADAS POR EL PROGRAMA

RADIO ABOHADO

LOC.	DATO	DESCRIPCION
207E	14	FORMAR LETRA R
207F	0A	FORMAR LETRA A
20A0	0D	FORMAR LETRA D
20A1	15	BLANCO
20A2	15	BLANCO
20A3	0A	FORMAR LETRA A
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
20FE		GUARDAR CIFRA NARC

PROGRAMA PRINCIPAL DEL RADIO ABONADO

2000	INIC	LXI SF, 28FA	31	FA	28	DEFINIR PUNTERO
2003		MVI A, 0C	3E	0C		FUERTOS 29 Y 2A
2005		OUT 28	D3	28		ENTRADAS
2007		MVI A, 03	3E	03		FUERTOS 21 Y 22
2009		OUT 20	D3	20		SALIDAS
200B		MVI A, 0A	3E	0A		INTERRUPCIONES
200D		SIN	70			7.5 Y 6.5
200E	I	LXI H, 209E	21	9E	20	FORMATO:
2011		CALL DISF	CD	80	20	rAd_ _A
2014		MVI A, 01	3E	01		
2016		OUT 22	D3	22		ENCENDER RECEPTOR
2018	ABON	IN 2A	DB	2A		
201A		AMJ 80	E6	80		DETECTAR H-ERT
201C		CPI 80	FE	80		
201E		JZ TIMB	CA	54	20	
2021		EI	FB			
2022		JMP ABON	C3	18	20	
2023	ENTR	CALL CLEAR	CD	D7	01	
2028		CALL RDRD	CD	E7	02	
202B		CPI 0F	FE	0F		DETECTAR TECLA F
202D		JZ FON0	CA	3E	20	
2030		CPI 00	FE	00		DETECTAR TECLA 0
2032		JNZ ENTR	C2	25	20	
2035		CALL DATA	CD	69	28	
2038		JMP FIN	C3	6B	20	
203E	FON0	LXI H, 20A4	21	A4	20	FORMATO:
203F		CALL DISF	CD	80	20	FO00 _ _
2041		MVI A, 82	3E	82		
2043		STA 1900	32	00	19	LETRA 0
2046		MVI A, BA	3E	BA		FORMATO:
2048		STA 1800	32	00	18	FO00 _ _
204B		CALL ENLA	CD	90	20	
204E		CALL HARC	CD	09	28	
2051		JMP FIN	C3	6B	20	
2054	TIMB	MVI A, 11	3E	11		ACTIVAR:
2056		OUT 22	D3	22		ENCO Y TIMB
2058		CALL RDRD	CD	E7	02	
205B		CPI 0F	FE	0F		TECLA F
2060		JNZ TIMB	C2	54	20	
2060		CALL ENLA	CD	90	20	
2063	EXTB	CALL RDRD	CD	E7	02	
2066		CPI EXEC	FE	10		TECLA EXEC
2068		JNZ EXTB	C2	63	20	
206B	FIN	MVI A, 01	3E	01		
206D		OUT 22	D3	22		CERRAR CANAL
206F		JMP INIC	C3	00	20	
20CE		JMP ENTR	C3	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	0D	FORMAR LETRA D
20A1	15	BLANCO
20A2	15	BLANCO
20A3	0C	FORMAR LETRA C
20A4	0F	FORMAR LETRA F
20A5	00	FORMAR LETRA O
20A6	12	FORMAR LETRA P
20A7	00	FORMAR LETRA O
20A8	15	BLANCO
20A9	15	BLANCO
20AA	0D	FORMAR LETRA D
20AB	0A	FORMAR LETRA A
20AC	15	BLANCO
20AD	15	BLANCO
20AE	15	BLANCO
20AF	15	BLANCO

TELESEÑAL PRINCIPAL DEL RADIO CENTRAL

2000	INIC	EXT SP, 28FA	31	FA	28	DEFINIR PUNTERO
2003		HVI A, 00	3E	00		PUERTOS 29 Y 2A
2005		OUH 28	D3	28		ENTRADAS
2007		HVI A, 03	3E	03		PUERTOS 21 Y 22
2009		OUH 20	D3	20		SALIDAS
200B		HVI A, 0A	3E	0A		INTERRUPCIONES
200D		SH	30			7.5 Y 6.5
200E	E	EXT H, 209E	21	9E	20	FORMATO
2011		CALL D130	CD	30	20	rad_ C
2014		HVI A, 01	3E	01		
2016		OUH 22	D3	22		ENCENDER RECEPTOR
2018	CFNI	IN 2A	DB	2A		
201A		ANI 80	EA	80		DETECTAR H-ERI
201C		CFI 80	EE	80		
201E		JZ HIRI	CA	3E	20	
2021		IN 2A	DB	2A		
2023		ANI 02	E6	02		DETECTAR H-EBF
2025		CFI 02	EE	02		
2027		JZ LLAM	CA	67	20	
2026		EL	EB			
202H		JMP CFNI	CB	18	20	
202F	FNTR	CALL CLAVE	CD	D7	01	
2031		CALL ROTOR	CD	E7	02	
2034		CFI 0D	EE	0D		TECLA D
2036		JNZ FNTR	CB	2E	20	
2039		CALL D610	CD	50	23	
203C		JMP FIN	CB	71	20	
203F	HIRI	HVI A, 07	3E	07		ABRIR CANAL Y
2041		OUH 22	D3	22		ACTIVAR H-MRI
2043	HBEF	HVI A, 17	3E	E7		ACTIVAR H-NIF
2045		OUH 22	D3	22		
2047		EXT B, 0000	31	00	00	
204A	QUIES	IN 2A	DB	2A		
204C		ANI 80	EA	80		DETECTAR H-ERI
204E		CFI 80	EE	80		
2050		JZ HIRI	CA	43	20	
2053		HVI A, 07	3E	07		CORTAR H-MBE
2055		OUH 22	D3	22		
2057		INX D	13			
2058		MOV A,D	7A			
2059		CFI FF	EE	FF		
205B		JNZ QUIES	CB	4A	20	
205E		MOV A,E	7B			
205F		CFI FF	EE	FF		
2061		JNZ QUIES	CB	4A	20	
2064		JMP FIN	CB	71	20	
2067	LLAM	HVI A, 07	3E	07		
2069		OUH 22	D3	22		
206B		CALL ENLA	CD	90	20	
206E		JMP HIRI	CA	3E	20	
2071	FIN	HVI A, 01	3E	01		
2073		OUH 22	D3	22		
2075		JMP INIC	CB	00	20	
2077		JMP FNTR	CB	2E	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 entrega los resultados típicos dados por el fabricante.

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

4.2 EQUIPOS UTILIZADOS.

La siguiente descripción se refiere a los equipos disponibles en el Laboratorio de Radiomonocanales del IETEL, 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 & GOLTERMANN, INC.
MODELO: PMG-3.

VOLTIMETRO DIGITAL

MARCA: FLUKE
MODELO: 77

ATENUADOR DE PASO

MARCA: NARDA.
MODELO: 7048-99.

CABLES COAXIALES A 50 OHMIOS

ADAPTADORES Y CONECTORES

4.3 TIPOS DE PRUEBAS.

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

4.3.1 TRANSMISION.

LECTURA DE POTENCIA Y FRECUENCIA.

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

1. Conecte la salida del transceptor a la entrada del ANALIZADOR y seleccione la función MONITOR.
2. Digite la frecuencia de operación del monocanal en el teclado del ANALIZADOR DE SISTEMAS. Si se desconoce la frecuencia, utilice el CONTADOR ELECTRONICO para determinarla directamente 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 (38,5 dBm)	7	Wattios
ERROR DE FRECUENCIA	±200	Hertz

Para ajuste a estos valores refieráse a la tabla XI.

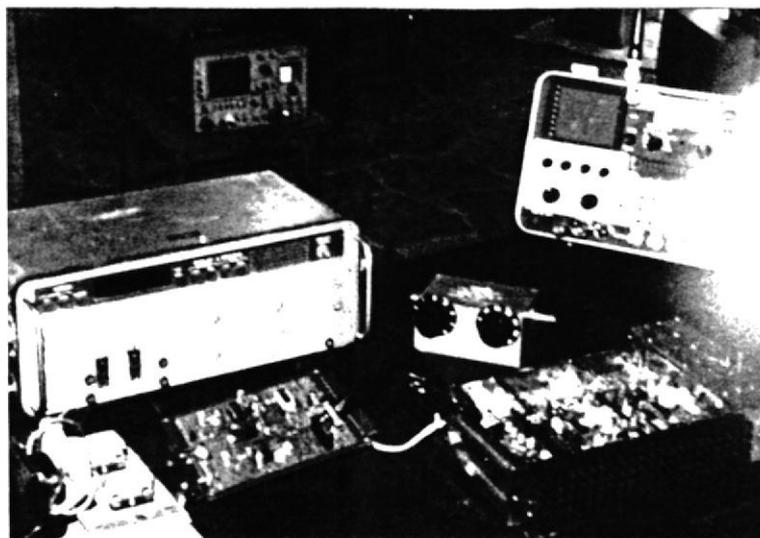
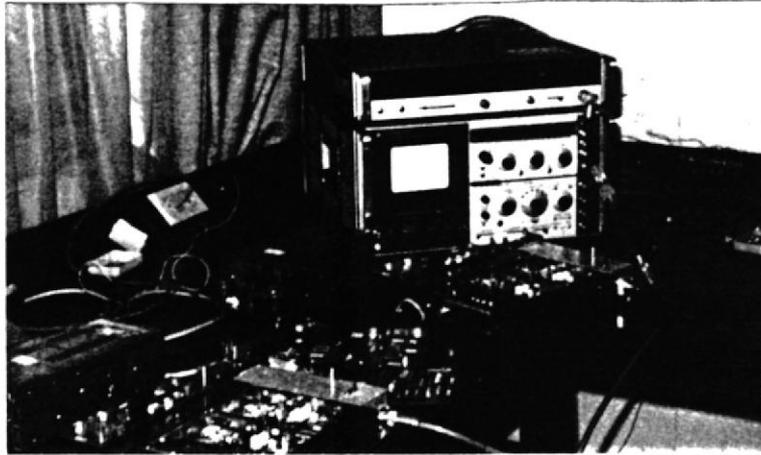
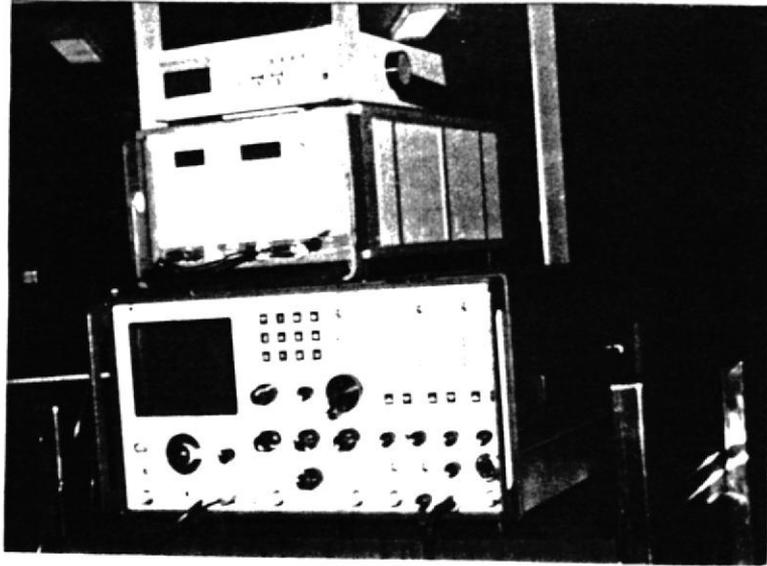


FIGURA 45. UBICACION DE LOS EQUIPOS DE MEDIDA

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	VATIOS
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 matematicamente 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. Manteniéndolo 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 A 4 HILOS. La salida de la unidad citada debe ser -5 dBm a impedancia de 600 ohmios.

CURVA DE RESPUESTA DEL TRANSMISOR

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	1.84
50	2.52
60	2.80
80	3.00
90	3.06
100	3.12
200	3.20
300	3.20
400	3.16
500	3.12
600	3.10
700	3.08
900	3.02
1000	3.00
1500	2.96
2000	2.82
2500	2.75
3000	2.68
3200	2.60
3400	2.50
3500	1.50
3800	0.00
4000	0.00

TABLA VIII

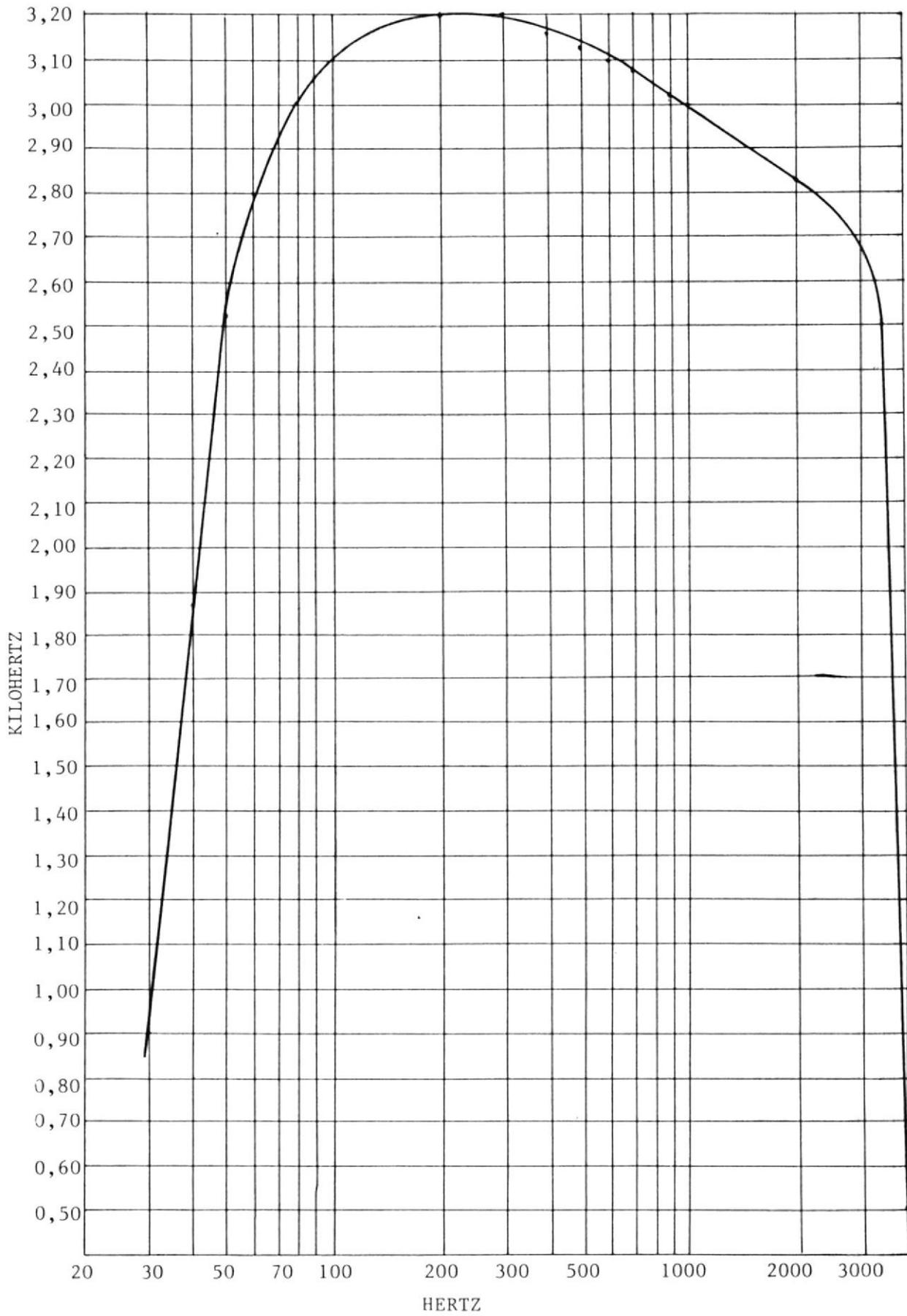


FIGURA 46. CURVA DE RESPUESTA DEL TRANSMISOR

PRUEBA DE 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	VATIOS
ERROR DE FRECUENCIA	±	200 HERTZ
DESVIACION DE FRECUENCIA	±	1 KHz

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

NIVEL	-24 dBm
FRECUENCIA	3825 Hz

Para ajustes ver tabla XI.

4.3.2 RECEPCION.

CURVA DE SILENCIAMIENTO

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

El procedimiento experimental es el siguiente:

1. Digite la frecuencia de recepción del monocanal en el teclado del ANALIZADOR DE SISTEMAS.
2. Conecte la entrada de radiofrecuencia del radiomonocanal a la salida del ANALIZADOR. Coloque el interruptor de funciones en la posición GENERADOR.
3. Revise que la señal de radiofrecuencia generada tenga un nivel de -60 dBm.
4. Encienda el modulador y seleccione el TONO A, el cual produce un tono de 1000 Hz, Ajuste el nivel del modulador del ANALIZADOR hasta que produzca una desviación de ± 3 KHz.
3. Atenúe 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	-28.6
-103	-27.7
-104	-27.0
-105	-26.0
-106	-25.3
-107	-24.5
-108	-23.5
-109	-22.5
-110	-21.5
-111	-20.5
-112	-20.0
-113	-----

TABLA IX.

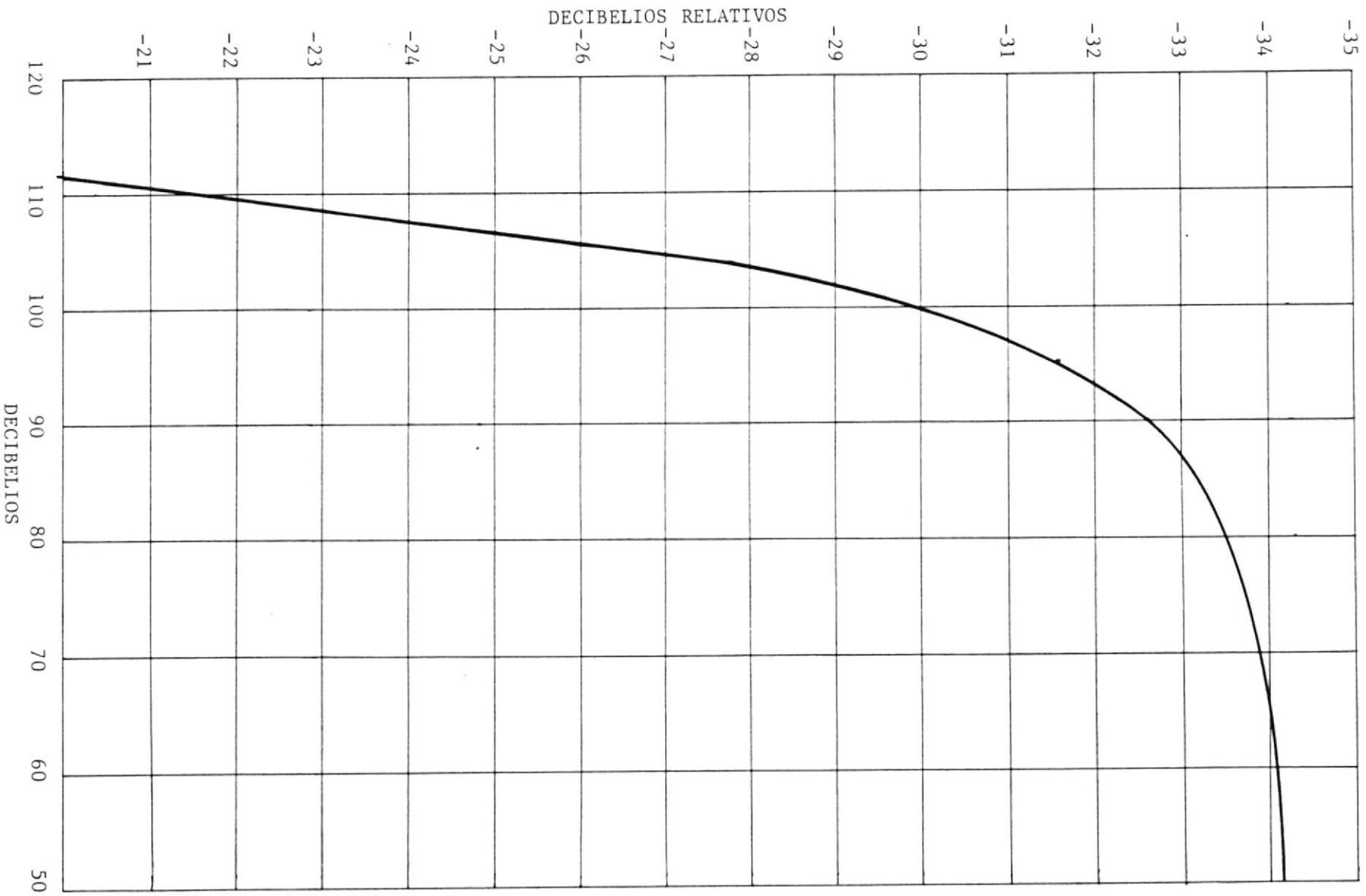


FIGURA 47. CURVA DE SILENCIAMIENTO

RESPUESTA DE AUDIO.

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

Predisponemos de la siguiente manera:

1. Digite la frecuencia de recepción del monocal en el teclado del ANALIZADOR DE SISTEMAS.
2. Genere la señal de radiofrecuencia con un nivel de -80 dBm. Module seleccionando el TONO A.
3. Conecte la salida del Hilo BFRX 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 48.

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

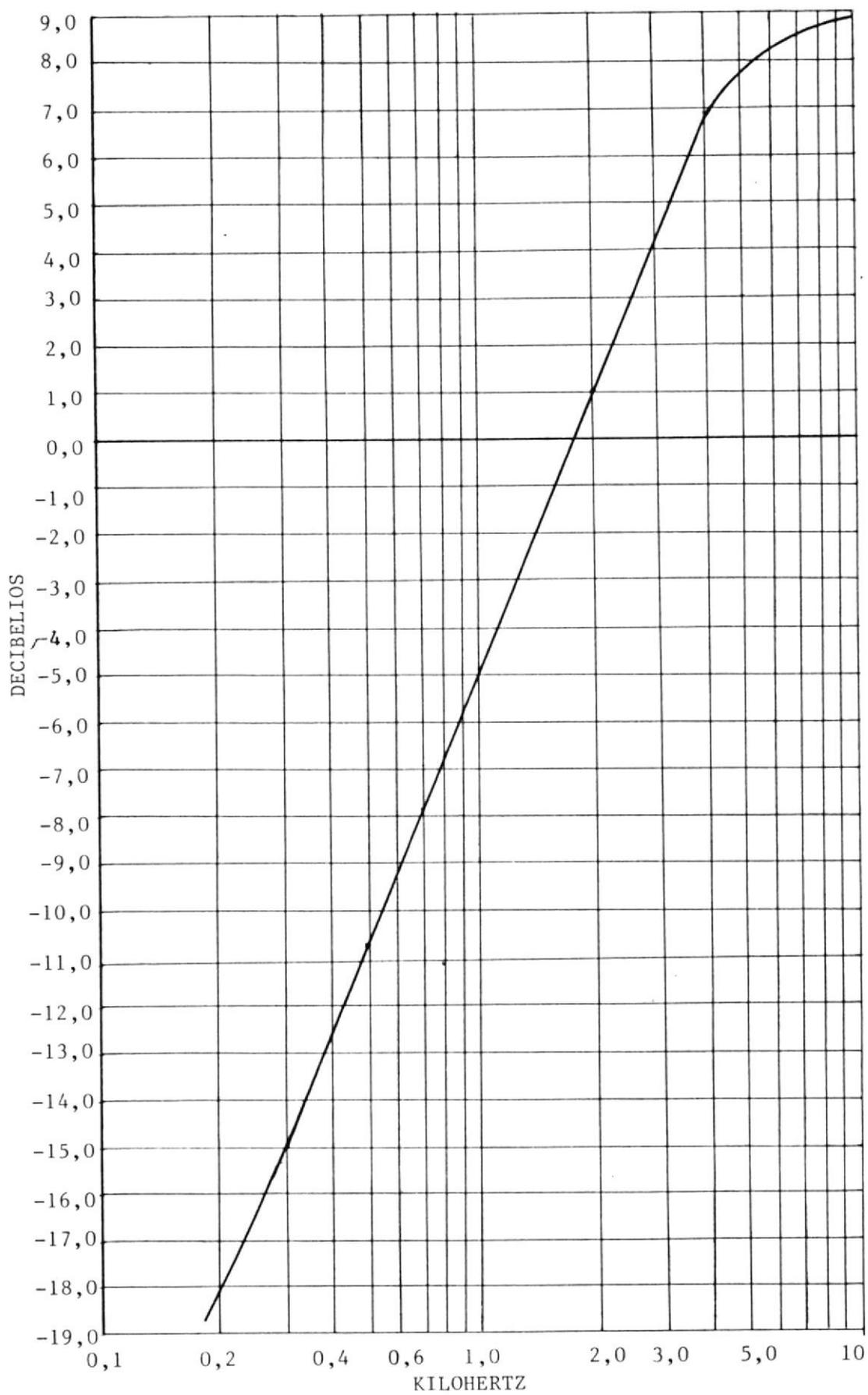


FIGURA 48. CURVA DE AUDIO

4.3.3 EN MODO ENLACE.

Para realizar las pruebas en el modo enlace es necesario enlazar a los dos monocanales mediante cable coaxial atenuado 80 dBm, el mismo que representará las pérdidas que por vano se presenta en el trayecto radio-eléctrico.

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

Las pruebas típicas a realizarse son:

PRUEBA DE RECEPCION DE AUDIO

Para esta prueba se envía por la sección transmisora de uno de los monocanales el tono de -14.5 dBm a 1000 Hz y se verifica en la sección receptora del otro monocanal el nivel de +4.5 dBm a 1000 Hz.

PRUEBA EN BUCLE DE AUDIO

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

Se envía un tono de -14,5 dBm a 1000 Hz por el otro monocanal y se chequea que en el mismo, en la sección BFRX se reciba un nivel de +4.5 dBm a 1000 Hz.

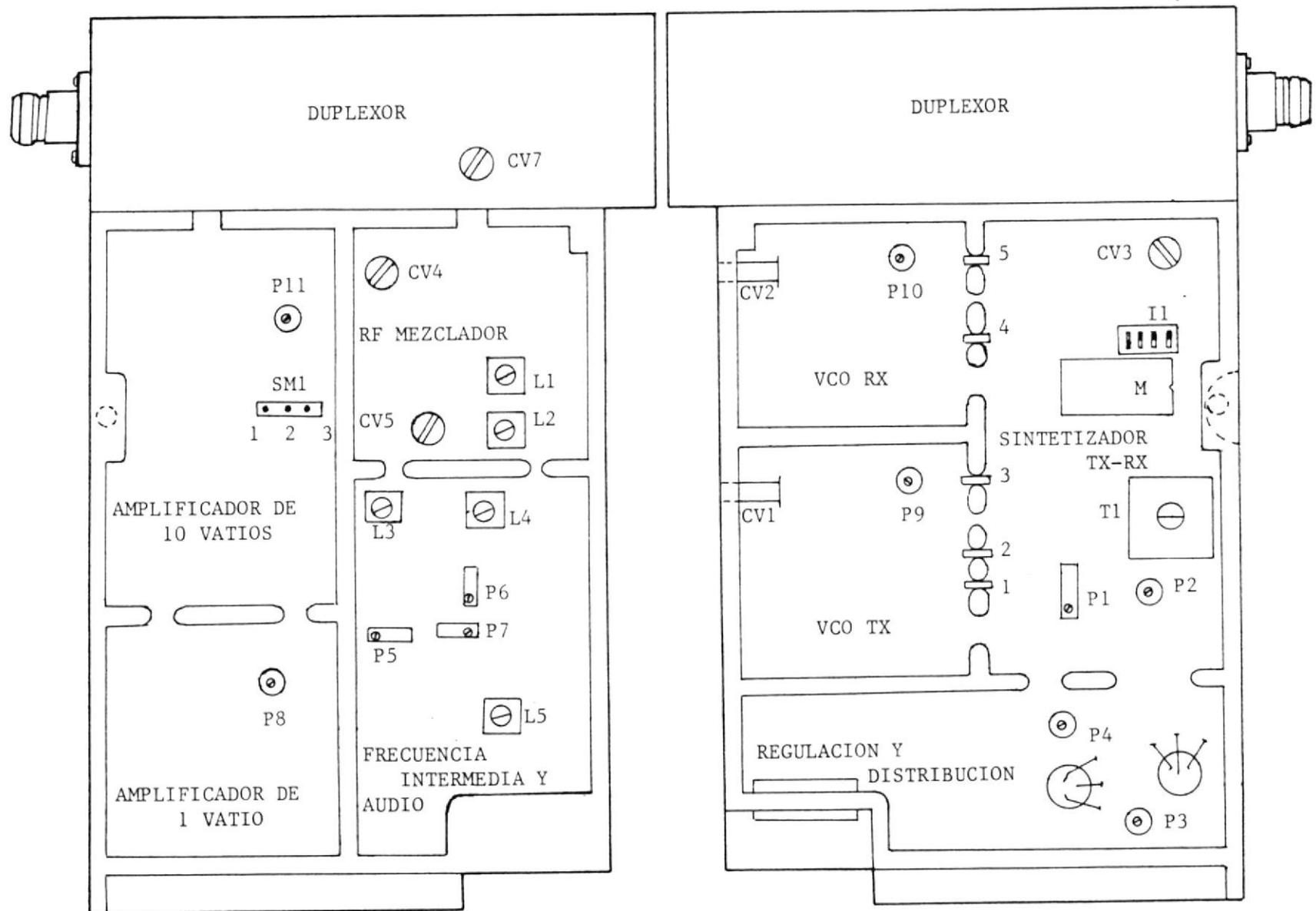


FIGURA 50. UBICACION DE AJUSTADORES EN EL TRANSCÉPTOR

<i>CONTROL</i>	<i>UBICACION</i>	<i>FUNCION</i>
P1	SINTETIZADOR TX-RX	AJUSTE DE LA MODULACION
P2	SINTETIZADOR TX-RX	AJUSTE DE SEÑALIZACION
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 SEÑAL NIPT
L1	RF MEZCLADOR	AJUSTA DISTORSION
L2	RF MEZCLADOR	AJUSTA SEÑAL-RUIDO
L3	FI Y BF	AJUSTA DISTORSION
L4	FI Y BF	GANANCIA SEÑALIZACION
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 SEÑAL-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	PUENTE RECTIFICADOR(W10M)	234	468
2	PUENTE RECTIFICADOR BR36	300	600
10	TRANSISTORES (2N720A)	100	1000
2	REGULADORES 5 V(LX309K)	1500	3000
4	REGULADORES 12V	3000	6000
4	PLUG BANANA	250	1000
2	CAPACITORES 0.47uf	100	200
8	CAPACITORES 0.047uf	100	800
4	CAPACITORES 1 uf	100	400
4	CAPACITORES 10 uf	100	400
8	CAPACITORES 0.022uf	100	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's	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

<i>MARCA</i>	<i>PRECIO EN DOLARES</i>
<i>ERICSSON</i>	<i>20396</i>
<i>DIGICOM</i>	<i>19288</i>
<i>DECISION</i>	<i>13529</i>
<i>ALCATEL</i>	<i>10732</i>
<i>TELETTA</i>	<i>8430</i>
<i>JRC</i>	<i>7974</i>
<i>PHILLIPS</i>	<i>7739</i>
<i>ABC TELEINFORMATICA</i>	<i>7209</i>

MANUAL DEL USUARIO.

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

a) El tipo de información la misma que puede ser voz o datos. Los 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 2 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 60 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 HLM en el mismo, y el encendido de la lámpara HRF 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 parpadeo 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 2HX del radio central. Repita el procedimiento para el radio central.
7. Digite la tecla EXE en el radio abonado para finalizar la conversación y observe el apagado de los indicadores de presencia de señalización.
8. Coloque los puentes 5 y 9 en ambas tarjetas 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 VCT UNR 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 hilo HMBF a nivel bajo en el radio central y observe el encendido del indicador TIMB 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, algunos criterios 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, leyendas al usuario, control de datos y retardos. El análisis del programa diseñado e implementado se hace de esta manera fácil de entender. Aliquerándose 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 secrafonía por inversión de banda, transmisión de datos en banda compartida, tarificación.

La inducción de señales alternas 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 una batería (batería en flotación), la misma que filtra la alimentación.

Recomendamos para futuras experiencias antes de proceder a realizar mediciones a baja 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 radiomonocanal prototipo se desarrollaron en los Laboratorios del IETEL de las regiones 1 y 2. El diseño del programa de control y las pruebas de adaptación al transceptor de radio se realizaron en los Laboratorios de la ESPOL.

APENDICE A
ESPECIFICACIONES DEL SDK-85

Unidad de Proceso

CPU: 8085A

Ciclo instrucción: 1,3 microsegundos.

Tcy: 330 ns.

Memoria

ROM: 2K bites (con expansión a 4 K bites)
8355 o 8755

RAM: 256 bites (con expansión a 512 bites)
8155

Direccionamiento: ROM 0000-07FF (expandibles a 0FFF)
RAM 2000-20FF (2800-28FF expandible)

ENTRADAS/SALIDAS

Paralelo: 38 líneas (expandibles a 76 líneas)

Serie: A través de puertos SID/SOD del 8085

Velocidad: 110 baudios.

Interfases

Bus: Todas las señales son compatibles con TTL

Paralelo E/S: Compatible con TTL.

Serie E/S: Lazo de corriente a 20 mA TTY.

Interrupciones

3 niveles: (RST 7.5) Interrupción de Teclado
(RST 6.5) Entrada TTL
(INTR) Entrada TTL

Programa Fuente

sistema monitor: ROM 8755 o 8355
localización: 0000-07FF

Características eléctricas

Vcc: +5 V \pm 5 % 1,3 A

BIBLIOGRAFIA

1. E. Torres, "Construcción de las secciones de baja frecuencia y control por microprocesador de un sistema de radiomóvil" (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 Engineers, (2da. edición; New York: ITIC, 1957), Capítulo 11.
4. Wandel & Goltermann, Telecommunications Technology (Munich: W&G productions, 1983), pp. 56-80.
5. Japan International Cooperation Agency, Radio Communications in the Bands of VHF and 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 vía Radio para la Dirección de la Marina Mercante"(Tesis, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Escuela Superior Politécnica del Litoral, 1986).
9. J. Rosero, "Estudio de un Sistema de radioenlace para 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).