

L 193

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

44
"DISEÑO DE UN RECEPTOR DE SEÑALES PATRONES DE
TIEMPO Y FRECUENCIA"

4987D
TESIS DE GRADO
PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE:
INGENIERO ELECTRONICO

POR:

LUIS HERNANDO LALAMA FERNANDEZ

GUAYAQUIL-ECUADOR

NOVIEMBRE, 1977

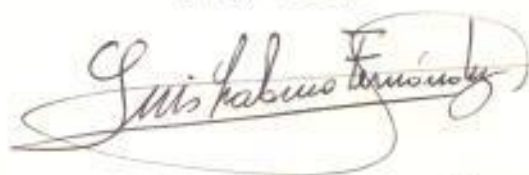
"DISEÑO DE UN RECEPTOR DE SEÑALES PATRONES DE
TIEMPO Y FRECUENCIA"

DIRECTOR DE TESIS



ING. PEDRO CARLO P.

A U T O R



LUIS H. LALAMA F.

44

Lalama Fernandez, Luis Hernand

621.3304

L 193

5/ 1,000
6 Mayo/83

Inv. 4997-D.

AGRADECIMIENTO

A la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA
DEL LITORAL, que me brindó la o
portunidad de realizarme.

A todos mis profesores,
compañeros y ex-alumu
nos.

AL ING. PEDRO CARLO P., Director
de Tesis, por su valiosa
guía y colaboración en
el desarrollo del presente
trabajo.

A Cecilia Pazmiño B.

DEDICATORIA

Con todo cariño a mis padres:

LUIS LALAMA R.

FANNY FERNANDEZ A.

quienes con abnegación y desinterés han hecho posible la culminación de esta etapa.

A mis hermanos:

CESAR EDUARDO

GERMAN RAMIRO

MILTON ALBERTO

JENNY ELIZABETH

OSCAR ALEJANDRO

como muestra de afecto y superación.

DECLARACION EXPRESA:

DECLARO QUE: Hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis son de mi exclusiva responsabilidad y que el patrimonio intelectual de la misma corresponde a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL.

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

CONTENIDO

	Pág.
I. INTRODUCCION	
1.1. Señales patrones de tiempo y frecuencia.	1
1.2. La necesidad de señales patrones de tiempo y frecuencia.	2
1.3. Métodos de generación	3
1.3.1. Modos de operación activo y pasivo.	4
1.3.2. Fuentes de patrones de frecuencia.	4
1.4. Métodos de difusión	5
1.4.1. Distribución por señales de radio.	5
1.4.2. Distribución por relojes portátiles.	10
1.4.3. Distribución por satélites.	11
1.4.4. Distribución por transmisión de líneas y cables.	
1.4.5. Sintentizadores de frecuencia.	
1.5. Métodos de recepción	
II. ESPECIFICACIONES	
2.1. Características eléctricas del equipo	13
2.2. Características mecánicas del equipo	13
III. DISEÑO PRELIMINAR	
3.1. Generalidades	
3.1.1. Requerimientos generales del diseño del RSPTF	16
3.1.2. Diagrama de bloques del RSPTF	17

3.2. Filtros de Entrada	
3.2.1. Tipo de circuito usado como filtro de entrada	19
3.2.2. Diseño y cálculo de los circuitos sintonizados.	20
3.2.3. Construcción de los circuitos sintonizados.	22
3.2.4. Medición del factor de mérito de los filtros de entrada y cálculo del ancho de banda de sus respuestas de frecuencia.	23
3.3. Sistema de acoplamiento del filtro de entrada a la antena.	
3.3.1. Red de acoplamiento	24
3.3.2. Mediciones de las impedancias de los preamplificadores.	25
3.3.3. Diseño y cálculo de los circuitos equivalentes de las impedancias de entrada de los preamplificadores.	27
3.3.4. Análisis y conclusiones de los resultados.	22
3.3.5. Diseño y cálculo del circuito de acoplamiento.	34
3.3.6. Construcciones de los circuitos de acoplamiento.	37
3.3.7. Medición del factor de mérito de los circuitos de acoplamiento y cálculo del ancho de banda de sus respuestas de frecuencia.	38

	Pág.
3.4. Preamplificador	
3.4.1. Selección del transistor	38
3.4.2. Diseño y cálculo del circuito de polarización del preamplificador	39
3.4.3. Construcción del circuito de polarización y pruebas experimentales del mismo.	44
3.4.4. Diseño y cálculo del circuito de colector de los preamplificadores sintonizados.	45
3.4.5. Construcción de los circuitos de colector de los preamplificadores sintonizados.	48
3.4.6. Medición de las impedancias, cálculos del factor de mérito y ancho de banda de la respuesta de frecuencia de los circuitos de colector de los preamplificadores sintonizados.	49
3.4.7. Análisis experimental de las respuestas de frecuencia de los circuitos de colector de los preamplificadores sintonizados.	52
3.4.8. Pruebas experimentales del preamplificador sintonizado.	56
3.4.9. Análisis y conclusiones de las pruebas experimentales.	73
3.4.10. Análisis experimental de la respuesta de frecuencia del preamplificador sintonizado.	75
3.4.11. Conclusión de los resultados de los análisis experimentales.	88

3.4.12.	Medición de las impedancias de salida de los preamplificadores sintonizados y cálculos de las resistencias de salida de los transistores.	89
3.4.13.	Análisis y conclusiones de los resultados.	91
3.5.	Mezclador	
3.5.1.	Generalidades y selección de la frecuencia intermedia	91
3.5.2.	Diseño del circuito de polarización del mezclador.	94
3.5.3.	Construcción del circuito de polarización y pruebas experimentales del mismo.	98
3.5.4.	Circuito selector de la señal de frecuencia intermedia.	102
3.5.5.	Construcción del circuito mezclador y pruebas experimentales del mismo.	105
3.6.	Sistema de Acoplamiento del preamplificados al Mezclador.	
3.6.1.	Mediciones de las impedancias de entrada de los mezcladores.	109
3.6.2.	Cálculos de los circuitos equivalentes de las impedancias de entrada de los mezcladores.	110
3.6.3.	Análisis y conclusiones de los resultados.	110
3.6.4.	Diseño y cálculo de los circuitos de acoplamiento.	111
3.6.5.	Conclusiones de los resultados.	114
3.7.	Oscilador Local	
3.7.1.	Diseño del circuito oscilador	115

3.7.2.	Cálculo de los criterios de oscilación.	117
3.7.3.	Diseño y cálculo del circuito de polarización del oscilador.	126
3.7.4.	Selección de los cristales	128
3.7.5.	Investigación experimental del <u>e</u> quivalente eléctrico de los cristales.	129
3.7.6.	Medición de las impedancias de <u>en</u> trada y salida del circuito <u>ampli</u> ficador del oscilador.	134
3.7.7.	Análisis y conclusiones de los <u>re</u> sultados	135
3.7.8.	Cálculo de los condensadores de la red de realimentación del oscilador.	136
3.7.9.	Construcción del circuito oscilador y pruebas experimentales del mismo.	139
3.7.10.	Análisis y conclusiones de los <u>re</u> sultados de las pruebas <u>experimen</u> tales.	141
3.8.	Sistema de Acoplamiento del oscilador al Mezclador.	144
3.8.1.	Generalidades	144
3.8.2.	Diseño del circuito de <u>acoplamiento</u> .	144
3.8.3.	Construcción del circuito de <u>acoplamiento</u> y pruebas experimentales del mismo.	145
3.9.	Etapas de Frecuencia Intermedia	
3.9.1.	Generalidades y selección del <u>cir</u> cuito <u>integrado</u> .	147
3.9.2.	Circuitos componentes del <u>cir</u> cuito <u>integrado</u> .	149

	Pág.
3.9.3. Primera etapa de FI	151
3.9.4. Circuito de control automático de ganancia.	152
3.9.5. Segunda etapa de FI	153
3.9.6. Tercera etapa de FI	154
3.9.7. Cuarta etapa de FI	155
3.9.8. Circuito producto detector/cuadratura.	156
3.9.9. Detector de pico activo	157
3.9.10. Filtros pasabanda de la FI	157
3.9.11. Diseño del circuito de FI	158
3.9.12. Construcción del circuito de las etapas de FI y CAG. Pruebas experimentales del mismo.	160
3.10. Detector	
3.10.1. Generalidades	163
3.10.2. Diseño del circuito detector	163
3.10.3. Construcción del circuito detector y pruebas experimentales del mismo.	165
3.11. Amplificador de potencia de audio	
3.11.1. Generalidades	165
3.11.2. Diseño del circuito amplificador de potencia de audio.	166
3.11.3. Construcción del circuito amplificador de potencia de audio y pruebas experimentales del mismo	167
3.12. Circuito de selección de canal	
3.12.1. Generalidades	168
3.12.2. Diseño del circuito selector de canal.	168

	Pág.
IV. DISEÑO FINAL	
APENDICE "A". <i>Equipo utilizado</i>	175
APENDICE "B". <i>Componentes del diseño final</i>	176
BIBLIOGRAFIA	179

1. INTRODUCCION

1.1. SENALES PATRONES DE TIEMPO Y FRECUENCIA

Una de las mayores preocupaciones del hombre ha sido la observación del transcurso del tiempo, pero en vista de que la sensación enteramente subjetiva de este fenómeno no le ofrecía ninguna garantía para su evaluación, fue necesario crear una manera de medirla, esto es, compararla con otro fenómeno tomado como referencia o patrón elegido convencionalmente, pues no hay magnitudes más sencillas o más fundamentales en función de las cuales pueda expresarse el tiempo.

Así en la actualidad tenemos que prácticamente se ha adoptado en todo el mundo como patrón mundial natural de tiempo disponible en todos los laboratorios del mundo: el período de vibración de un átomo de cesio y como unidad el segundo que se define como la duración de 9 192'631 770 períodos correspondientes a la radiación de la transición entre dos niveles superfinos del estado básico del cesio 133.

La frecuencia puede ser definida en términos generales como: el número de veces de ocurrencia de un fenómeno determinado en un intervalo de tiempo, siendo su unidad el número de eventos por segundo.

Además del patrón mencionado existen otros como las tran-

siciones entre los estados de la materia en el rubideo, hidrogeno y talio, también fundamentados en las vibraciones propias de los átomos, las cuales permanecen constantes, lo mismo que el tiempo que emplean en cada una de ellas, los que para su discusión son transformadas en señales que son emitidas a cierta frecuencia determinadas y cada ciertos intervalos de tiempo, siendo la recepción de estas señales patrones el objetivo del diseño. Estos patrones atómicos son patrones de frecuencia y tiempo que no requieren una referencia para asegurar que ellos están en esa "frecuencia", con ese "período" y como tales son consideradas patrones absolutos de frecuencia y tiempo.

1.2. NECESIDAD DE SEÑALES PATRONES DE TIEMPO Y FRECUENCIA

El requerimiento de señales patrones de tiempo y frecuencia con la más alta exactitud en todo el mundo ha aumentado en importancia en varios campos de la ciencia. Ellas son esenciales para el rastreo de vehículos espaciales, sincronización y oscilación de los relojes en el mundo entero, comparaciones internacionales de patrones y frecuencias atómicas, ayudas a la radio navegación, astronomía, laboratorio de patrones nacionales, y algunos sistemas de comunicación.

En lo que respecta a nuestra necesidad podría ser utilizada para la calibración de los equipos de los laboratorios

del Departamento de Ingeniería Eléctrica y lo haremos recibiendo transmisiones de radio de alta frecuencia de señales patrones de tiempo y frecuencia.

1.3. METODOS DE GENERACION

El tiempo y la frecuencia están estrechamente interrelacionados, la unidad del uno es inverso de la otra. Sin embargo, desde la introducción de los patrones de frecuencia atómicos principales, la cantidad más básica es la frecuencia relacionada a la resonancia atómica. Los intervalos de tiempo pueden ser definidos por la contabilización de un número definido de períodos. Por ello restringire la discusión a los patrones de frecuencia. Los patrones de frecuencia atómicos están basados en una propiedad fundamental de la naturaleza: los patrones de resonancia atómica, que usan los efectos de la mecánica cuántica en los estados de la materia, particularmente transiciones entre estados separados por energía correspondiente a las frecuencias de microondas.

Transiciones teniendo propiedades bien deseables para usarse como patrones ocurren en los átomos de cesio, rubideo, talio e hidrógeno.

El propósito del patrón de frecuencia es siempre la generación de una señal periódica a una frecuencia tan estable y exacta como sea posible. Existen varios métodos para lo-

grar este objetivo, teniendo cada uno, sus propias ventajas e imperfecciones, las cuales serán brevemente discutidas sin entrar en detalles de diseño.

1.3.1. Modo de operación activo y pasivo

Primero dos categorías principales pueden ser definidas, denominadas el modo de operación activo y modo de operación pasivo. El modo ACTIVO es obtenido por uso del principio la ser o maser, como por ejemplo: la emisión estimulada coherente de la radiación en el interior de una estructura resonante apropiada (cavidad resonante). En el modo PASIVO, un conjunto de partículas (por ejemplo: átomos o moléculas) sufriendo la cantidad deseada de transición es usada como un resonador.⁽¹⁾

1.3.2. Fuentes de patrones de frecuencia

Los siguientes tipos de fuentes de patrones de frecuencia han alcanzado alguna madurez y otros muestran considerables promesas en el futuro:

cámara de haz de cesio

resonador de celdas de gas de rubideo

maser de hidrógeno

cámara de haz de hidrógeno

celdas de absorción saturadas de metano

cámara de haz de talio

maser de amonio

Considerable atención ha sido dirigida a 3 dispositivos: el resonador o cámara de haz de cesio, el resonador de celdas de gas de rubideo, y el maser de hidrógeno. Los dispositivos de cesio y rubideo utilizan resonadores atómicos pasivos para guiar osciladores convencionales, generalmente de cristal de cuarzo, por realimentación de circuitos de control. El maser de hidrógeno, un dispositivo activo, deriva sus señales desde emisiones estimuladas de energía de microondas, la cual puede ser amplificada por medios electrónicos a niveles de potencia útiles, o usadas para guiar un oscilador de cuarzo.

Los otros dispositivos que han sido investigados como patrones de frecuencia mencionados tienen limitado su uso corriente en los laboratorios por su costo, tamaño y complejidad, pero no obstante no dejan de ser una promesa para el futuro.⁽²⁾

1.4. METODOS DE DIFUSION

Los métodos de distribución de señales patrones de frecuencia y tiempo incluyen el uso de transmisiones de radio de alta frecuencia (HF), baja frecuencia (LF) y muy baja frecuencia (VLF), relojes portátiles, satélites llevando relojes, líneas y cables de RF.⁽³⁾

1.4.1. Distribución por señales de radio

4.1.1. Distribución por señales de HF y VHF (3 a 300 MHz)

Existen alrededor de 15 estaciones transmisoras de seña-

les patrones de HF operando en bandas localizadas entre 2.5 y 25 MHz. La Tabla I contiene aquellas con ciertas características, tales como localización, compensación de la portadora, etc. La característica de estaciones de HF y VHF que transmiten señales patrones de tiempo y frecuencia en bandas de frecuencias adicionales están dadas en la Tabla II. Varias de estas estaciones participan en la coordinación internacional de tiempo y frecuencia, y son identificadas en las Tablas. Los tiempos de emisión de las señales de las estaciones coordinadas están menos de un milisegundo la una de la otra y alrededor de 100 ms. de UT₂⁽⁴⁾, sus frecuencias portadoras son mantenidas tan constante como sea posible con respecto a los otros patrones atómicos.

La exactitud de la época e intervalo de tiempo de las señales de HF recibidas dependen de varios factores, tales como la longitud de la distancia desde el transmisor al receptor, la condición de la ionósfera, si el recorrido es en el día o en la noche, la frecuencia usada, etc. En general exactitudes más altas de frecuencia e intervalos de tiempo recibido, están asociados con tiempos promedio más largos, con recorrido de radio durante el día y la noche, y frecuencias HF más útiles. Por ejemplo, las transmisiones de la WWV, promediadas sobre un período de 30 días, fueron usadas para encontrar 1 ms. de diferencia entre tres escalas de tiempo atómicas, 2 de ellas separadas cada una de la otra cerca de

T A B L A I

CARACTERÍSTICAS DE LAS EMISIONES DE SEÑALES PATRONES DE TIEMPO Y FRECUENCIA
EN LAS BANDAS DE DISTRIBUCION

Estación				Portadora				Señales de tiempo			Operación	
Localizac. aproximada	Latitud longitud	Coord. din.	Frecuenc. MHz	Pot. KW	Compel. $\times 10^{-10}$	Precis. $\times 10^{-9}$	Mod. 1 Hz	Durac. minutos	Pasos 100 ms	Días sem.	Horas día	
New Delhi India	28° 34' N 77° 19' E		10	2		20	Si	continuo		5	5	
Paris France	48° 59' N 2° 29' E		2.5	0.3		2	Si	10/20	Si	2	8 1/2	
Neuchatel Switzerland	46° 58' N 6° 57' E	Si	5	0.5	-300	0.1	Si	5/10	Si	7	24	
Rome Italy	41° 52' N 12° 27' E		5	1		0.5	Si	10/15	Si	6	1	
Turin Italy	45° 3' N 7° 40' E		5	0.3		0.1	Si	35/60	Si	6	1 1/3	
Tokyo Japan	35° 42' N 139° 31' E		0.02	3		0.5	Si	continuo	Si	5	2	
Tokyo Japan	35° 42' N 139° 31' E	Si	2.5; 5; 10; 15	2	-300	0.5	Si	continuo	Si	7	24	
Buenos Aires Argentina	34° 37' S 58° 21' W	Si	5; 10; 15	2	-300	20	Si	4/60	Si	6	5	
Rugby United Kingdom	52° 22' N 1° 11' W	Si	5; 5; 5; 10	0.5	-300	0.1	Si	5/10	Si	7	24	
Prague Czechoslovakia	50° 7' N 14° 35' E		2.5	1		1	Si	15/30	50 ms	7	24	
Moscow U.S.S.R.	56° 37' N 36° 36' E		5; 10; 15	20		5	Si	10/120	$n \times 10$ ms	7	19	
Fort Collins Colo.	40° 41' N 105° 25' W	Si	2.5; 20; 25 5; 10; 15	2.5 10	-300	0.02	Si	continuo	Si	7	22 1/2	
Hawaii U.S.A.	20° 46' N 156° 28' W	Si	2.5 5; 10; 15	1 2	-300	0.1	Si	continuo	Si	7	22 1/2	
Fort Collins Colo.	40° 41' N 105° 3' W		0.02	1.8	-300	0.02				7	24	
Lower Hutt New Zealand	41° 14' S 174° 55' E		2.5	0.3		50				1	3	
Johannesburg South Africa	26° 11' S 28° 4' E	Si	10	0.25	-300	0.5	Si	continuo	Si	7	24	
Olifantsfontein South Africa	25° 58' S 25° 14' E	Si	5	4	-300	0.5	Si	continuo	Si	7	24	

CARACTERÍSTICAS DE LAS EMISIONES DE SEÑALES PATRONES DE TIEMPO
 Y FRECUENCIAS EN BANDAS ADICIONALES

Estación	Portadora			Señales de tiempo			Operación					
	Localizac. aproximada	Latitud longitud	Coord. din.	Frecuencia MHz	Pot. KW	Compen. $\times 10^{10}$	Precis. $\times 10^9$	Mod. 1 Hz	Durac. minutos	Pasos 100 ms	Días sem.	Horas día
Ottawa Canada	45° 18' N 75° 45' W	Si		3330 7335 14670	0.5 3 5	-300	5	Si	continuo	Si	7	24
Mainflingen Germany	50° 1' N 9° 9' W			77.5	12			Si		200	6	6
Droitwich United Kingdom	52° 16' N 2° 9' W			200	400		10				7	18-20
Rugby United Kingdom	52° 22' N 1° 11' W	Si			300 40	-300	0.1	Si	4/5	Si	7	22
Prangins Switzerland	46° N 6° E			75	20		0.02	Si	continuo	Si	7	24
Carolina Beach N. C.	34° 4' N 77° 55' W			100	300		0.05		continuo	50	7	24
Rugby United Kingdom	52° 22' N 1° 11' W	Si		60	10	-300	0.1	Si	5/10	Si	7	1
Cutler Me.	44° 39' W 67° 17' W	Si		17.8	2000 1000	-300	0.05				7	24
Balboa Canal Zone	9° 4' N 79° 39' W	Si		24	300 30	-300	0.05	Si	continuo	Si	7	24
Jim Creek Wash.	48° 12' N 121° 55' W	Si		18.6	1200 250	-300	0.05				7	24
Lualaba Ha.	21° 25' N 158° 9' W	Si		26.1	1000 100	-300	0.05				7	24
Annapolis Md.	38° 59' N 76° 27' W	Si		21.4	1000 100	-300	0.05				7	24
Podebrady Czechoslovakia	58° 8' N 15° 8' E			50	5		1	Si	23 hrs/día	50	7	24
Moscow U.S.S.R.	55° 45' N 37° 33' E			100	20		5	Si	40/120	$n \times 10$	7	21
Stockholm Sweden	59° 20' N 18° 3' E			15×10^4	0.06		0.1				1	2
Enköping Sweden	59° 35' N 17° 8' E			10^5	0.1		5				7	24
Lyndhurst Australia	38° 0' S 145° 12' E			5425 7515 12005	0.5 0.5-10 10		1			Si	7	24
Fort Collins Colo.	40° 40.5' N 105° 2.5' W			60	13		0.02	Si	continuo	200	7	24
Johannesburg South Africa	36° 11' S 28° 4' E			10^5	0.05		0.5		continuo		7	24

2400 kilómetros la tercera cerca de 7400 Kms.

Nuestro receptor de señales patrones de tiempo y frecuencia (RSPTF) recibirá transmisiones de radio comprendidas dentro del rango 2,5 a 20 MHz (HF) emitidas por la National Bureau of Standards (NBS) de Ft Collins Colo. He escogido la NBS por cuanto no existe otra estación más cercana que emita dichas señales en la diversidad de frecuencias distribuidas por este Centro.

La Figura 1 muestra las localizaciones de los transmisores de señales patrones de tiempo y frecuencia del mundo.



FIGURA 1

1.2. Distribución por transmisiones de LF (30 a 300 KHz)

Hay alrededor de siete estaciones transmitiendo señales patrones de tiempo y frecuencia en la banda de LF, con exactitudes de intervalos de tiempo y frecuencia transmitidas desde 0,2 a 50 partes en 10^{10} . (Ver Tabla I y II). Experimentos han mostrado que las señales de tiempo de la HBG (75 KHz) pue-

den ser recibidas con una precisión de 0,1 ms. en distancias de 1000 Kms., y la fase de la onda de tierra es típicamente estable alrededor de $\pm 0,2$ us. en 500 Kms.

La exactitud de la frecuencia y fase recibida es mucho mejor en LF que en HF debido de la estabilidad más alta del medio de propagación. Por ejemplo, fluctuaciones de fase rms de la WWVB (60 KHz) que se recibieron en distancias de 2400 Kms. fueron de 0,1 a 0,2 us. durante el día y alrededor de 0,6 us. en la noche. Cada medición fue promediada sobre un período de 30 minutos.

1.1.3. Distribución por transmisiones de VLF (10 a 30 KHz)

Existen alrededor de ocho estaciones de VLF transmitiendo señales patrones de tiempo y frecuencia con exactitudes de unas pocas partes en 10^{11} o mejor. Las Tablas I y II enumeran ellas y sus principales características.

De todas las transmisiones disponibles, las de VLF han demostrado ser las mejores para la distribución exacta de frecuencias patrones sobre grandes áreas del mundo.

1.4.2. Distribución por relojes portátiles

Lo más exacto en métodos de distribución de patrones de frecuencia y tiempo sobre grandes distancias a usuarios individuales en entero uso hoy, es el uso de relojes portátiles, una técnica propuesta inicialmente por la NBS en 1959. Experimentos en los cuales relojes atómicos portátiles fue

ron transportados por aerolíneas comerciales a varios países para ser comparados con los patrones en los laboratorios visitados, concluyeron en errores de frecuencia de unas pocas partes en 10^{12} y comparaciones de tiempo alrededor de 1 us. Estos errores pueden ser consecuencia de cambios no detectados en el reloj durante el tránsito, efectos del medio ambiente en el valor del reloj, tales como vibraciones eléctricas, cambios de temperatura, etc.

4.3. Distribución por Satélites

Experimentos en el uso de satélites para distribuir el tiempo han sido reportados con precisiones hasta alrededor de 0.1 us, los motivos de los errores en estas mediciones incluyen la no reciprocidad de los recorridos de propagación usados, falta de simultaneidad del tiempo de las observaciones de cada uno de los recorridos, etc.

4.4. Distribución por transmisión de Líneas y Cables

Varios sistemas de distribución usan líneas telefónicas o cables coaxiales para llevar las señales patrones de tiempo y frecuencia entre dos puntos, siempre y cuando no sean muy distantes, encontrándose errores de una parte en 10^{12} promediados en 24 horas en una distancia de 30 Kms., siendo estos errores ocasionados por cambios en la resistencia de la línea, cambios de temperatura, etc.

5. Sintetizadores de Frecuencia

Una importante función en la distribución de señales patrones de tiempo y frecuencia es la síntesis de otras señales de frecuencia (y tiempo) desde la frecuencia patrón, manteniendo la exactitud del patrón. Dos dispositivos que son importantes en este proceso son: a) multiplicadores de frecuencia y b) divisores de frecuencia, encontrándose apenas errores de una parte en 10^6 .

1.5. METODOS DE RECEPCION

La mayor parte de la distribución de señales patrones de tiempo y frecuencia es en AM, por lo tanto la recepción también es realizada por medio de equipos de AM.

2. ESPECIFICACIONES

I. CARACTERISTICAS ELECTRICAS DEL EQUIPO

Las características que se requieren del equipo son las siguientes:

Modo:	AM
Frecuencias:	Patrones: 2.5, 5, 10, 15, 20 MHz
Impedancia Entrada:	50 ohms.
Ancho Banda:	+ 3 KHz a - 6 dB
Temp. Operación:	0° a 60°C
FI:	455 KHz
Sensibilidad:	1 μ V 10 dB S+N / N
Fuente de poder:	12 Vdc

II. CARACTERISTICAS MECANICAS DEL EQUIPO

De las construcciones de los circuitos de las diferentes etapas del RSPTF sobre láminas perforadas de epoxy vidrio, pueden observarse las siguientes dimensiones para cada una de ellas:

<u>Circuito</u>	<u>Largo [cm]</u>	<u>Ancho [cm]</u>
Filtro de entrada	2 x	1,5
Preamplificador	4 x	1,5
Mezclador	4 x	2,5
Oscilador	4 x	1,5
Separador	4 x	1,5
Etapas de FI y Detector	4 x	4,0
Amplificador de Audio	4 x	3,0
Circuito selector de canal	6 x	7,0

Si se usa no el método modular, sino la construcción de los circuitos sobre una sola plancha, ya que se necesita solamente de un circuito impreso, pueden ser distribuidos en la siguiente forma:



FIGURA 2

dando un área total de 16 cms. de largo x 13 cms. de ancho. Además un parlante de 8 cms. de diámetro para la salida podría ser colocado en posición horizontal como se aprecia en la gráfica.

En la parte frontal el equipo tendrá los siguientes controles:

- Un interruptor de encendido el cual conecta la potencia al instrumento.

- Un interruptor de selección manual de canal.
- Dos conectores de salida de la señal.
- Un foco indicador de encendido.

La parte posterior del equipo presentará un punto de conexión para el cable de la fuente de poder de 12 voltios.

El equipo con estas características presentaría un volumen de las siguientes dimensiones:

altura	6 cms.
ancho	15 cms.
profundidad	25 cms.

3. DISEÑO PRELIMINAR

3.1. GENERALIDADES

3.1.1. REQUERIMIENTOS GENERALES DEL DISEÑO DEL RSPTF

Considerando que el receptor puede ser utilizado para calibrar generadores y otros equipos de laboratorio tenemos - que, además de las características generales que son requisitos indispensables para todo receptor de comunicaciones, esto es: alta sensibilidad, un alto grado de selectividad y fidelidad, debe poseer una excelente precisión.

La precisión es el requerimiento fundamental del receptor, pero el grado en el cual un sistema de alta exactitud es útil, es una función directa de la confiabilidad, por esta razón precisión y confiabilidad extremada, serán considerados objetivos de diseño inseparables en el receptor.

Características necesarias del instrumento entonces serán:

- estabilidad del oscilador
- capacidad de comparación de alta precisión
- confiabilidad
- simplicidad de operación

El requerimiento de confiabilidad es la razón principal para que el receptor tenga operación multibanda, con el objeto de que si por motivos de propagación, ya que estas cambian durante las 24 horas del día, no se reciban señales en una frecuencia determinada, exista dicha posibilidad en las otras

4 frecuencias restantes mencionadas en las características eléctricas del equipo. Y la otra razón para que el diseño sea frecuencias fijas es el de obtener un alto grado de selectividad.

3.12. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RSPTF

El equipo fundamentalmente se encontrará constituido por las mismas etapas de las de un receptor superheterodino para modulación de amplitud, con la única diferencia que será un receptor diseñado para frecuencias fijas y que adicionalmente tendrá una etapa seleccionadora del canal sintonizado, pudiendo entonces simplificarse en el diseño de las etapas siguientes:

Filtros de entrada

Preamplificador

Osciladores

Mezclador

Etapas de FI

Detector

Etapas de salida de audio

Circuito de selección de canal

Un diagrama en bloques del equipo RSPTF será:

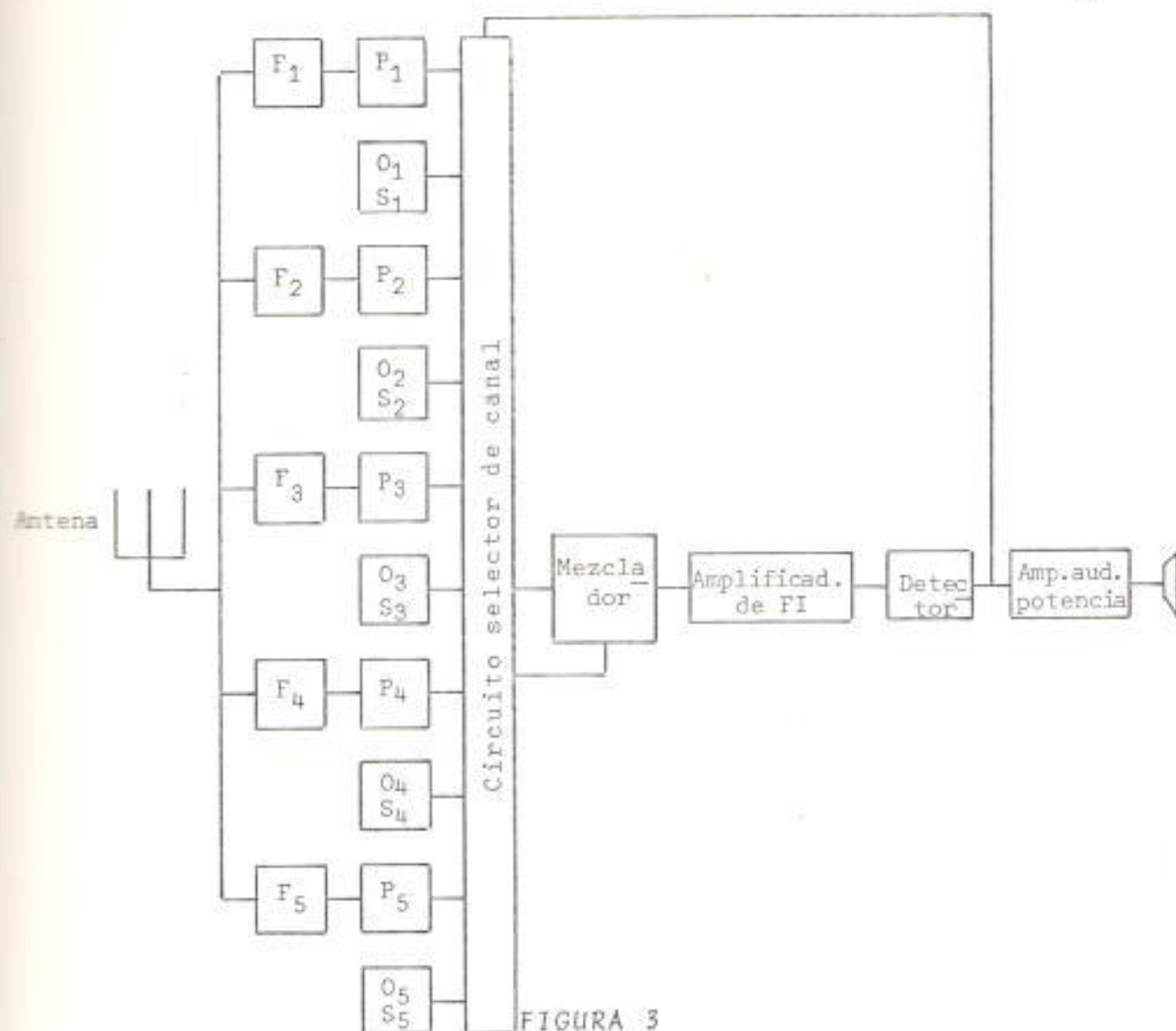


FIGURA 3

Cada bloque de la Figura 3 representa una o más etapas del receptor superheterodino con un bloque adicional de selección de canal. Las flechas en las líneas de interconexión indican la circulación de las entradas y salidas. Sintetizando el receptor trabaja de la siguiente manera: 1) La antena intercepta ondas de radio de diferentes frecuencias emitidas por estaciones trasmisoras y las transforma en tensiones alternas correspondientes. 2) Los filtros de entrada permiten la selección de la señal de radio frecuencia deseada. 3) Los preampli

ficadores amplifican la señal. 4) El circuito de selección de canal conecta la mejor señal de los preamplificadores con el oscilador correspondiente al mezclador. 5) La etapa mezcladora con entrada desde el preamplificador de radio frecuencia y desde el oscilador local, transforma la portadora seleccionada en otra cuya frecuencia es siempre la misma, independiente de la frecuencia original de aquella. 6) Los amplificadores de frecuencia intermedia continúan amplificando la nueva portadora, mejorando la selectividad del receptor, rechazando al mismo tiempo otras portadoras u otras frecuencias que podrían introducirse a través de las etapas de radio frecuencia y el mezclador. 7) El detector recupera la señal de la modulación de la portadora de frecuencia intermedia, haciéndola pasar al audio amplificador, mientras elimina la portadora. 8) El audio amplificador y la etapa de salida amplifican la señal a un nivel capaz de ser utilizado en la comparación con patrones secundarios en el laboratorio de calibración y mantenimiento.

Este circuito utiliza el principio heterodino pues transforma una señal de entrada de radio frecuencia en una portadora de frecuencia intermedia que puede amplificarse más eficazmente.

3.2. FILTROS DE ENTRADA

3.2.1. Tipo de Circuito usado como Filtros de Entrada

Como hay numerosas estaciones trasmisoras enviando a tra

ves del espacio señales de radio utilizaremos como filtros de entrada para obtener la selección deseada y rechazar el resto de frecuencia circuitos resonantes LC en paralelo, para de esa manera mediante una derivación de la bobina poder efectuar el acoplamiento entre la impedancia que presenta a la entrada del preamplificador a la antena.

2.2. Diseño y Cálculo de los Circuitos sintonizados

Estos filtros son diseñados tomando como punto de partida los valores de los condensadores y calculando luego para la frecuencia que deseamos receptor, los respectivos valores de las inductancias, usando la expresión de resonancia para circuitos en paralelo:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (1)$$

Así tenemos que para la frecuencia de 2.5 MHz con una capacitancia de 82 pF la inductancia L es:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 2,5 \text{ MHz})^2 \times 82 \text{ pF}} = 49,42 \mu\text{H}$$

Para la frecuencia de 5 MHz con un condensador de 69 pF la inductancia de L es:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 5 \text{ MHz})^2 \times 69 \text{ pF}} = 14,68 \mu\text{H}$$

Para la frecuencia de 10 MHz con un condensador de 56 pF la inductancia de L es:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 10 \text{ MHz})^2 \times 56 \text{ pF}} = 4,52 \mu\text{H}$$

Para la frecuencia de 15 MHz con un condensador de 56 pF
la inductancia es:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 15 \text{ MHz})^2 \times 56 \text{ pF}} = 2,01 \mu\text{H}$$

Para la frecuencia de 20 MHz con un condensador de 47 pF
la inductancia es:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 20 \text{ MHz})^2 \times 47 \text{ pF}} = 1,35 \mu\text{H}$$

Siendo los circuitos resonantes:

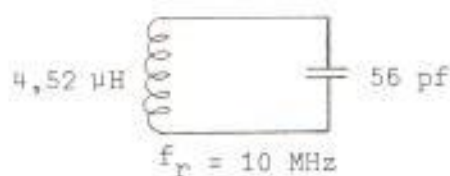
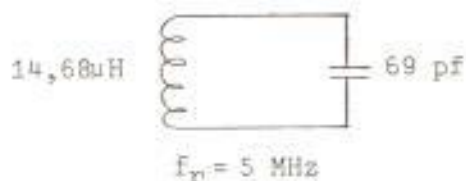
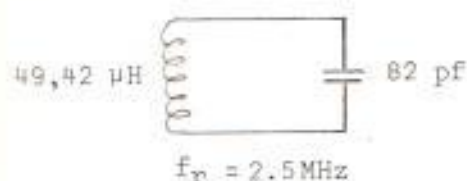


FIGURA 4

2.3. Construcción de los Circuitos sintonizados

Estos circuitos resonantes fueron construidos con condensadores comerciales y con inductancias diseñadas y construidas por el suscrito sobre bases plásticas de forma cilíndrica con núcleos de aire de 1 cm. de longitud por 1 cm. de díametro habiéndose calculado el número de vueltas utilizando la siguiente expresión⁽⁵⁾:

$$L_{\mu H} = \frac{N^2 \pi^2}{22,8\pi + 25,4 \ell} \quad [2]$$

de donde:

$$N = \frac{1}{\pi} \sqrt{L_{\mu H} (22,8\pi + 25,4 \ell)}$$

siendo:

π = radio del cilindro en cms.

ℓ = longitud del cilindro en cms.

$L_{\mu H}$ = inductancia en microhenrios

Para estas bases tenemos que $\pi = 0,5$ cms. y $\ell = 1$ cms., por lo tanto:

$$\begin{aligned} N &= \frac{1}{0,5} \sqrt{L_{\mu H} (22,8 \times 0,5) + (25,4 \times 1)} \\ &= 2 \sqrt{36,8 L_{\mu H}} \\ &= 12,14 \sqrt{L_{\mu H}} \end{aligned} \quad [3]$$

Así tenemos que para la inductancia de 49,42 μH el número de vueltas es:

$$N = 12,14 \sqrt{L_{\mu H}} = 12,14 \sqrt{49,42} = 85,34$$

Para la inductancia de 14,68 μH el número de vueltas es:

$$N = 12,14 \sqrt{L_{\mu H}} = 12,14 \sqrt{14,68} = 46,51$$

Para la inductancia de 4,52 μH el número de vueltas es:

$$N = 12,14 \sqrt{L_{\mu H}} = 12,14 \sqrt{4,52} = 25,81$$

Para la inductancia de 2,01 μH el número de vueltas es:

$$N = 12,14 \sqrt{L_{\mu H}} = 12,14 \sqrt{2,01} = 17,21$$

Para la inductancia de 1,35 μH el número de vueltas es:

$$N = 12,14 \sqrt{L_{\mu H}} = 12,14 \sqrt{1,35} = 14,11$$

2.4. Medición del Factor de mérito de los filtros de entrada y Cálculo de sus anchos de banda de sus respuestas de frecuencia

Una vez construidas las bobinas usando el Puente Universal Hewlett - Packard Modelo 4265, se comprobó su respectiva frecuencia de resonancia y además se midieron los correspondientes factores de mérito Q de los circuitos resonantes en el Medidor de Q Hewlett Packard Modelo 4342A, obteniéndose los siguientes resultados:

Para el circuito resonante a 2,5 MHz el $Q = 102$

Para el circuito resonante a 5 MHz el $Q = 113$

Para el circuito resonante a 10 MHz el $Q = 108$

Para el circuito resonante a 15 MHz el $Q = 120$

Para el circuito resonante a 20 MHz el $Q = 127$

Lo cual nos da un ancho de banda de la respuesta de frecuencia de:

$$\delta_2 - \delta_1 = \frac{\delta_n}{Q} \quad (4)$$

24,5 KHz, 44.3 KHz, 92.6 KHz, 125 KHz y 157,5 KHz respectivamente.

3.3. SISTEMA DE ACOPLAMIENTO DEL FILTRO DE ENTRADA A LA ANTENA

3.7. Red de Acoplamiento

En general una manera de lograr estabilidad en el receptor es mediante un buen acoplamiento de impedancia. Si las diversas etapas del diseño están acopladas en los terminales de entrada y salida, ganancias estables útiles pueden ser obtenidas a muy alta frecuencia.

En vista de ello el equilibrio entre la impedancia de la antena con la impedancia del primer paso de amplificación es justamente realizado mediante una derivación en la bobina del circuito resonante de entrada, en la cual se conecta la antena. Este circuito resonante con la derivación se comporta como un circuito Π compuesto de elementos reactivos que transforma la impedancia de entrada presentada por el preamplificador al valor de la impedancia presentada por la antena, siendo entonces la red Π de acoplamiento de cada canal como se muestra en la Figura 5:

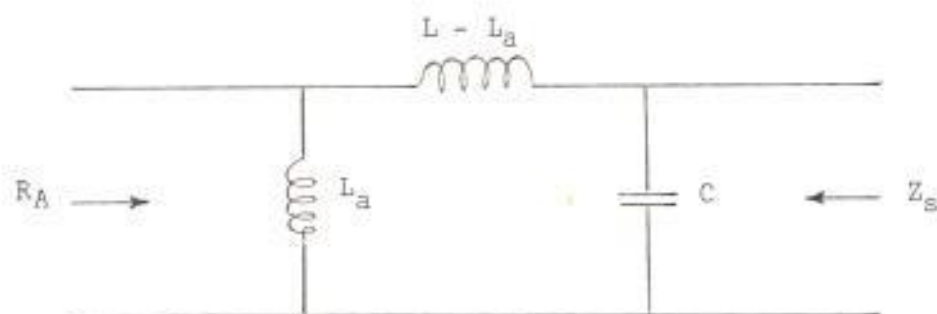


FIGURA 5

Donde:

R_A es la impedancia de la antena.

L_a es la parte de la inductancia desde un extremo de la bobina del circuito resonante de entrada, hasta la derivación donde va a ser conectada la antena.

$L - L_a$ es la inductancia de la bobina del circuito resonante desde la derivación hasta el otro extremo.

C es la capacitancia del circuito resonante; y

Z_S es la impedancia de entrada del preamplificador.

3.2. Mediciones de las Impedancias de entrada de los Preamplificadores.

Los valores de Z_S de cada canal del receptor fueron medidas con el Medidor de Impedancias de RF Modelo 4815A del laboratorio de Comunicaciones, y para efectuar estas mediciones - fue necesario esperar el diseño y la construcción de las etapas posteriores, esto es, osciladores, mezclador, etapas de FI, y etapa de salida de audio, para medir dicha impedancia

con las otras etapas interconectadas, obteniéndose las siguientes mediciones:

$$\begin{aligned}
 f &= 2,5 \text{ MHz} & Z_S &= 826 \angle -69^\circ = 296 - j 771 \ \Omega \\
 f &= 5 \text{ MHz} & Z_S &= 418 \angle -65^\circ = 176,65 - j 381 \ \Omega \\
 f &= 10 \text{ MHz} & Z_S &= 220 \angle -54^\circ = 129,3 - j 86,67 \ \Omega \\
 f &= 15 \text{ MHz} & Z_S &= 155 \angle -34^\circ = 128,5 - j 86,67 \ \Omega \\
 f &= 20 \text{ MHz} & Z_S &= 130 \angle -23^\circ = 119,67 - j 50,80 \ \Omega
 \end{aligned}$$

Como se observan estos valores de las impedancias de entrada de los preamplificadores presentan una parte resistiva y una parte reactiva capacitiva, es decir que los circuitos Π tendrán dicha carga conectada a la derecha, según se muestra en la Figura 6:

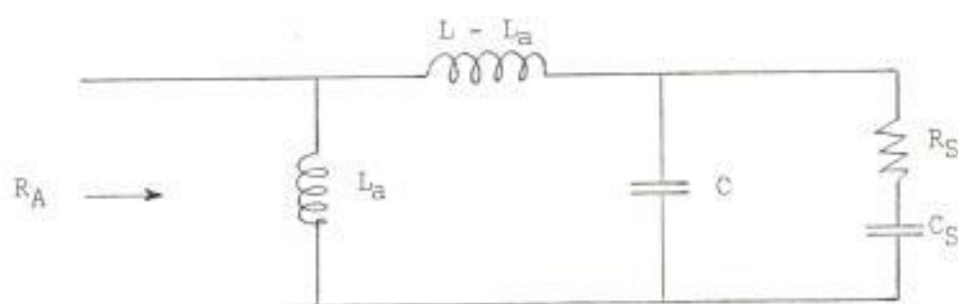


FIGURA 6

Siendo los valores de la resistencia R_S la parte real de las Z_S medidas, mientras que los valores de las capacitancias C_S las obtenemos de la parte imaginaria de las Z_S , mediante la definición de reactivancias capacitivas:

$$C_S = \frac{1}{2 \pi f X_S} \quad (5)$$

$$f = 2.5 \text{ MHz} \quad C_S = \frac{1}{2 \pi \times 2,5 \times 10^6 \times 271} = 82,56 \text{ pF}$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad C_S = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^6 \times 381} = 83,35 \text{ pF}$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad C_S = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^6 \times 178} = 89,4 \text{ pF}$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad C_S = \frac{1}{2\pi \times 15 \times 10^6 \times 86,67} = 122,4 \text{ pF}$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad C_S = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^6 \times 50,8} = 156,64 \text{ pF}$$

puede observarse como la capacitancia del resto del circuito aumenta conforme se trabaja en frecuencia más alta.

3.3.3. Diseño y Cálculo de los Circuitos equivalentes de las impedancias de entrada de los preamplificadores.

Estas capacitancias van a desintonizar los circuitos de resonancia de entrada por cuanto van a afectar a la capacitancia propia de circuito resonante y ello hará que resuenen a otras frecuencias.

Para observar más claramente la manera en que afecta a la capacitancia de circuito resonante procedemos a transferir la resistencia y condensador en serie de la impedancia del preamplificador a su circuito equivalente de una resistencia y condensador en paralelo.

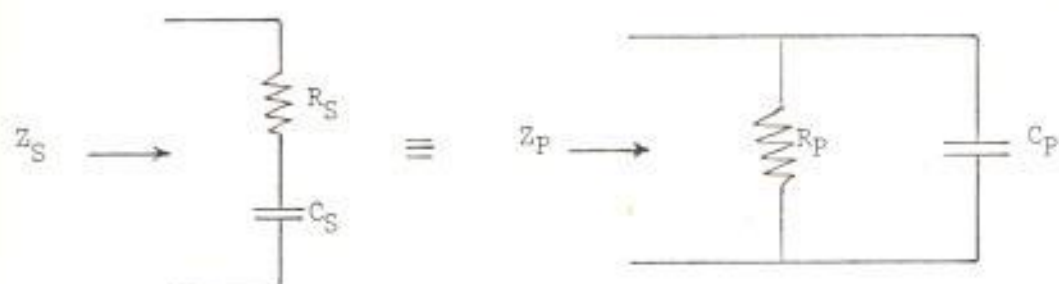


FIGURA 7

$$Z_S = R_S + \frac{1}{j\omega C_S}$$

$$Z_S = R_S - j \frac{1}{\omega C_S} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} Z_P &= \frac{R_P \frac{1}{j\omega C_P}}{R_P + \frac{1}{j\omega C_P}} \\ &= \frac{R_P}{j\omega C_P R_P + 1} \\ &= \frac{R_P (1 - j R_P \omega C_P)}{1 + (R_P \omega C_P)^2} \\ &= \frac{R_P}{1 + (R_P \omega C_P)^2} - \frac{j R_P^2 \omega C_P}{1 + (R_P \omega C_P)^2} \quad (7) \end{aligned}$$

como las impedancias Z_S y Z_P deben ser iguales por ser circuitos equivalentes podemos igualar las partes resistivas y reactivas respectivamente con el objeto de obtener el valor de R_P y C_P en función de R_S y C_S que son conocidos, entonces:

$$R_S = \frac{R_P}{1 + (R_P \omega C_P)^2} \quad (8)$$

de donde:

$$\omega C_P R_P = \frac{\frac{R_P}{R_S} - 1}{R_P^2} \quad (9)$$

$$y \quad \frac{1}{WC_S} = \frac{R_p^2 WC_p}{1 + (R_p WC_p)^2} \quad (10)$$

reemplazando los valores de WC_p y (WC_p) en la ecuación (10) tenemos:

$$\frac{1}{WC_S} = \frac{R_p^2 \sqrt{\frac{R_p - R_S}{R_S R_p^2}}}{1 + R_p^2 \frac{R_p - R_S}{R_S R_p^2}}$$

$$\frac{1}{WC_S} = \frac{R_p \sqrt{\frac{R_p - R_S}{R_S}}}{1 + \frac{R_p - R_S}{R_S}}$$

$$\frac{1}{WC_S} = \frac{R_p \sqrt{\frac{R_p - R_S}{R_S}}}{R_S - R_p - R_S}$$

$$\frac{1}{WC_S} = \frac{R_p \sqrt{\frac{R_p - R_S}{R_S}}}{\frac{R_p}{R_S}}$$

$$\frac{1}{WC_S} = R_S \sqrt{\frac{R_p - R_S}{R_S}}$$

$$\left(\frac{1}{WC_S}\right)^2 = R_S^2 \frac{R_p - R_S}{R_S}$$

$$\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 = R_S (R_p - R_S)$$

$$\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S = R_p \quad (11)$$

Reemplazando (11) en (8) para encontrar C_p tenemos:

$$R_S = \frac{\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S}{1 + \left\{ \left[\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S \right] \omega C_p \right\}^2}$$

$$1 + \left\{ \left[\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S \right] \omega C_p \right\}^2 = \frac{\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S}{R_S}$$

$$\left\{ \left[\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S \right] \omega C_p \right\}^2 = \frac{\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S}{R_S} - 1$$

$$\left\{ \left[\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S \right] \omega C_p \right\}^2 = \frac{\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S - R_S}{R_S}$$

$$\left\{ \left[\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S \right] \omega C_p \right\}^2 = \frac{\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2}{R_S^2}$$

$$\left[\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S \right] \omega C_p = \frac{1}{\omega C_S R_S}$$

$$C_p = \frac{\frac{1}{\omega C_S}}{\omega C_S} \frac{1}{\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S}$$

$$C_p = \frac{1}{\omega^2 C_S R_S} \frac{1}{\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 \frac{1}{R_S} + R_S}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{\omega^2 C_S R_S} \frac{R_S}{\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 + R_S^2} \\
 &= \frac{1}{\omega^2 C_S} \frac{1}{\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2 + R_S} \\
 &= \frac{1}{\frac{1}{C_S} + R_S C_S \omega^2} \\
 C_p &= \frac{C_S}{1 + R_S C_S^2 \omega^2}
 \end{aligned}$$

como $R_S C_S^2 \omega^2 \ll 1$

$$C_p = C_S \quad (12)$$

Por lo tanto tenemos que los circuitos equivalentes serán:

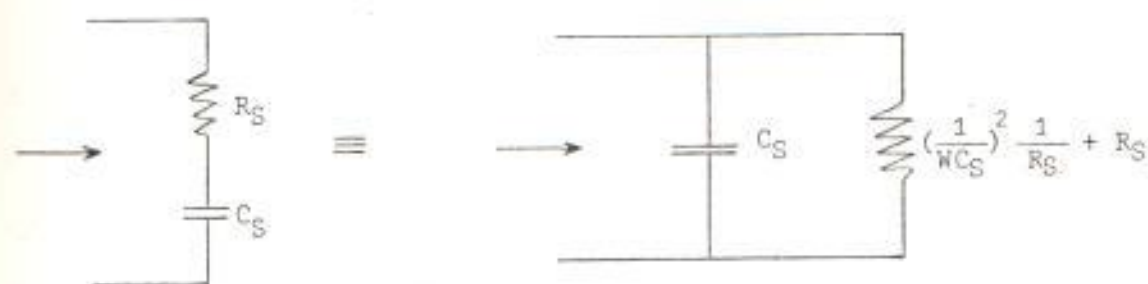


FIGURA 8

y los circuitos π presentarán la siguiente configuración:

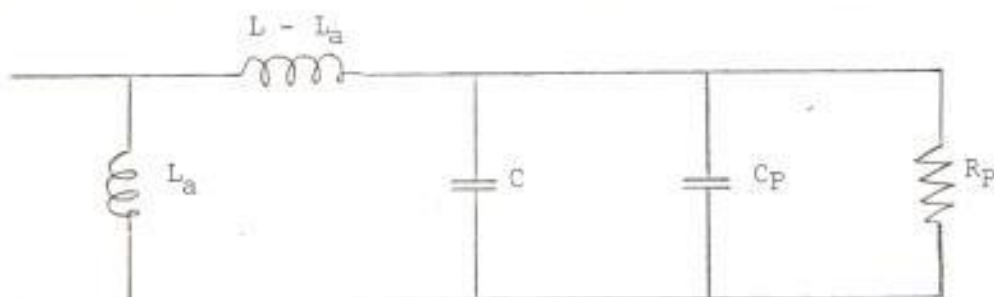


FIGURA 9

en los cuales las C_p son exactamente las mismas C_S y según la ecuación (11) las R_p son:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad R_p = (771)^2 \frac{1}{296} + 296 = 2304,25 \quad \Omega$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad R_p = (381)^2 \frac{1}{176,65} + 176,65 = 998,39 \quad \Omega$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad R_p = (178)^2 \frac{1}{129,3} + 129,3 = 374,34 \quad \Omega$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad R_p = (86,67)^2 \frac{1}{128,5} + 128,5 = 186,96 \quad \Omega$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad R_p = (50,8)^2 \frac{1}{119,67} + 119,67 = 141,23 \quad \Omega$$

3.3.4. Análisis y Conclusiones de los Resultados

Podemos observar que las capacitancias $C_S = C_p$ van directamente a sumarse a la capacitancia C de circuito resonante, lo cual hace que el circuito resonante seleccione otra frecuencia, por lo que existen dos alternativas: la una es que podemos calcular la nueva inductancia que con esa capacitancia total resonará a la frecuencia deseada, y la otra es que podemos únicamente calcular una nueva inductancia, que con la capacitancia del preamplificador resuene a las frecuencias patrones. La primera posibilidad presenta el inconveniente que al aumentar la capacitancia, la inductancia necesaria para la resonancia a las señales patrones disminuirá su valor conforme puede apreciarse en la ecuación (1), lo cual dificultaría

su construcción y operación, razón por la cual me decido por la segunda posibilidad, eliminándose por lo tanto las primeras bobinas diseñadas y construidas, reduciéndose el circuito Π por lo tanto a la configuración mostrada en la Fig. 10:

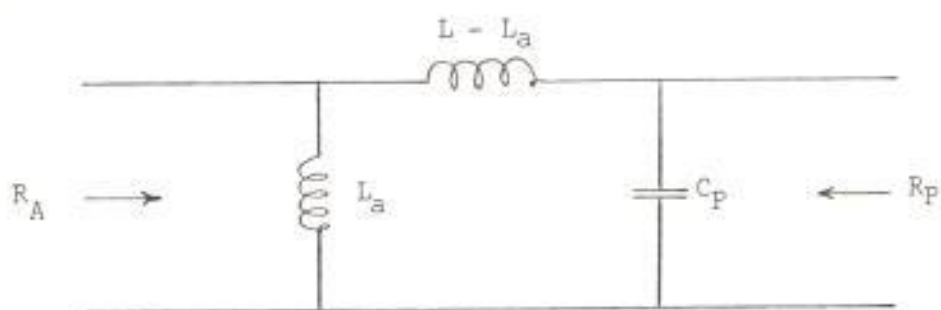


FIGURA 10

y tendremos que calcular con dichas capacitancias C_p mediante la ecuación (1), las inductancias correspondientes para cada frecuencia:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad L = \frac{1}{(2\pi \cdot 2,5 \times 10^6)^2 \cdot 82,56 \times 10^{-12}} = 49 \mu\text{H}$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad L = \frac{1}{(2\pi \cdot 5 \times 10^6)^2 \cdot 83,35 \times 10^{-12}} = 12,15 \mu\text{H}$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad L = \frac{1}{(2\pi \cdot 10 \times 10^6)^2 \cdot 89,4 \times 10^{-12}} = 2,83 \mu\text{H}$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad L = \frac{1}{(2\pi \cdot 15 \times 10^6)^2 \cdot 122,4 \times 10^{-12}} = 0,92 \mu\text{H}$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad L = \frac{1}{(2\pi \cdot 20 \times 10^6)^2 \cdot 156,64 \times 10^{-12}} = 0,4 \mu\text{H}$$

Siendo construídas con las mismas características de las bobinas anteriores aplicando la ecuación (3) tenemos que el número de espiras para cada inductor son:

$f = 2,5$ MHz	$N = 12,14 \sqrt{49} = 84,98$ espiras
$f = 5$ MHz	$N = 12,14 \sqrt{1215} = 42,32$ espiras
$f = 10$ MHz	$N = 12,14 \sqrt{2,83} = 20,42$ espiras
$f = 15$ MHz	$N = 12,14 \sqrt{0,92} = 11,64$ espiras
$f = 20$ MHz	$N = 12,14 \sqrt{0,4} = 7,68$ espiras

La otra ventaja de la transferencia de Z_S a C_p y R_p en paralelo, es que en esta configuración se observa la resistencia de carga a la cual deseamos transferir la energía recibida en la antena, lo cual justifica que el procedimiento de utilizar, una derivación de la bobina para la conexión de la antena está correcto, por cuanto este procedimiento es válido como se demostrará posteriormente solamente cuando las impedancias a las cuales se va a transferir la energía son mayores que las impedancias desde las cuales se la transfiere.

3.5. Diseño del Circuito de Acoplamiento

Del circuito de la Fig. 10 se conocen los valores de R_A , C_p , R_p , y L , por lo tanto únicamente desconocemos L_a , la que podemos calcularla obteniendo la impedancia entre los terminales de L_a , e igualando ella al valor de R_A , deduciéndose una ecuación cuya resolución nos proporcionará el valor de L_a , así tenemos que:

$$Z_p = \frac{R_p \frac{1}{j\omega C_p}}{R_p + \frac{1}{j\omega C_p}} = \frac{R_p}{j R_p \omega C_p + 1}$$

$$Z_{L-L_a} = j\omega(L - L_a)$$

$$Z_{p+(L-L_a)} = j\omega(L - L_a) + \frac{R_p}{j R_p \omega C_p + 1}$$

$$Z_{L_a} = j\omega L_a$$

$$Z_{L_a \parallel Z_{p+(L-L_a)}} = \frac{\left[j\omega(L - L_a) + \frac{R_p}{j R_p \omega C_p + 1} \right] j\omega L_a}{j\omega L_a + j\omega(L - L_a) + \frac{R_p}{j R_p \omega C_p + 1}}$$

$$Z_{L_a \parallel Z_{p+(L-L_a)}} = \frac{(j\omega L - j\omega L_a + \frac{R_p}{j R_p \omega C_p + 1}) j\omega L_a}{j\omega L + \frac{R_p}{j R_p \omega C_p + 1}}$$

$$R_A = \frac{(j\omega L - j\omega L_a + \frac{R_p}{j R_p \omega C_p + 1}) j\omega L_a}{j\omega L + \frac{R_p}{j R_p \omega C_p + 1}}$$

$$R_A = \frac{(-R_p \omega^2 C_p L + R_p \omega^2 C_p L_a + R_p) j\omega L_a}{-R_p \omega^2 C_p L + j\omega L + R_p} \quad (13)$$

$$-R_A R_p \omega^2 C_p L + j R_A \omega L + R_A R_p = -j R_p \omega^3 C_p L L_a + j R_p \omega^3 C_p L_a^2 + j R_p \omega L_a \text{ igualando}$$

Las partes reales tenemos:

$$- R_A R_p \omega^2 C_p L + R_A R_p = 0$$

$$- \omega^2 C_p L + 1 = 0$$

$$\omega^2 = \frac{1}{C_p L}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}} \quad (14)$$

y reemplazando el valor de ω en R_A tenemos:

$$R_A = \frac{(-R_p + R_p \frac{L_a}{L} + R_p) j\omega L_a}{-R_p + j\omega L + R_p}$$

$$R_A = \frac{R_p \frac{L_a}{L} j\omega L_a}{j\omega L}$$

$$R_A = \frac{R_p \frac{L_a^2}{L^2}}{1}$$

$$L_a^2 = L^2 \frac{R_A}{R_p}$$

$$L_a = L \sqrt{\frac{R_A}{R_p}} \quad (15)$$

Con las expresiones de las ecuaciones (14) y (15) queda demostrado que este circuito realiza las dos funciones ya mencionadas: 1) Sintonizar únicamente la frecuencia deseada actuando como filtro a las frecuencias patrones; y 2) Actuar como un acoplador de la impedancia R_p del preamplificador, a la impedancia R_A de la antena, por medio de una deri

vación en la bobina del circuito resonante, lo cual es posible como se puede observar en el resultado, cuando R_A es menor que R_p , condición que es satisfecha en el receptor.

De acuerdo a la ecuación (15) las L_a para las diferentes frecuencias del equipo utilizando una R_A de 50Ω serán:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad L_a = 49 \mu\text{H} \sqrt{\frac{50}{2304,25}} = 7,22 \mu\text{H}$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad L_a = 12,15 \mu\text{H} \sqrt{\frac{50}{998,39}} = 2,72 \mu\text{H}$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad L_a = 2,83 \mu\text{H} \sqrt{\frac{50}{374,34}} = 1,03 \mu\text{H}$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad L_a = 0,92 \mu\text{H} \sqrt{\frac{50}{186,96}} = 0,48 \mu\text{H}$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad L_a = 0,4 \mu\text{H} \sqrt{\frac{50}{141,23}} = 0,24 \mu\text{H}$$

3.6. Construcción de los Circuitos de Acoplamiento

Con los valores de las inductancias de L_a se pueden calcular mediante la ecuación (3) en que espira va a encontrarse las derivaciones a las cuales va a conectarse la antena:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad N_a = 12,14 \sqrt{7,22} = 32,62 \text{ espira}$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad N_a = 12,14 \sqrt{2,72} = 20,02 \text{ "}$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad N_a = 12,14 \sqrt{1,03} = 12,32 \text{ "}$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad N_a = 12,14 \sqrt{0,48} = 8,41 \text{ "}$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad N_a = 12,14 \sqrt{0,24} = 5,95 \text{ "}$$

3.7. Medición del factor de Mérito de los circuitos de Acoplamiento y cálculo del ancho de banda de su respuesta de frecuencia

Construidas las bobinas se comprobó su correspondiente frecuencia de resonancia, y midieron los respectivos factores de mérito Q de cada circuito resonante en el Medidor de Q Hewlett Packard Modelo 4342A, obteniéndose los siguientes valores:

$f = 2,5$ MHz	$Q = 99$
$f = 5$ MHz	$Q = 104$
$f = 10$ MHz	$Q = 106$
$f = 15$ MHz	$Q = 110$
$f = 20$ MHz	$Q = 115$

Lo cual nos da un ancho de banda de la respuesta de frecuencia usando la ecuación (4) de: 25,3 KHz, 48,1 KHz, 94,3 KHz, 136 KHz y 173,9 KHz, respectivamente.

3.4. PREAMPLIFICADOR

3.1. Selección del Transistor

En el preamplificador se usará un circuito con transistor de unión bipolar, y su selección se la hizo tomando en consideración principalmente las siguientes características: ganancia de corriente de señales pequeñas, producto ganancia de corriente-ancho de banda y figura de ruido.

Puesto que el equipo tendrá que recibir señales de 2.5, 5, 10, 15 y 20 MHz, una buena selección del producto ganancia de

corriente-ancho de banda f_T debería ser un valor por lo menos 10 veces mayor que la frecuencia más alta por receptarse, en este caso debería elegirse un transistor que tenga un $f_T = 200$ MHz. Así como también proporcione una ganancia a las frecuencias patrones, de por lo menos 10 dB y que presente una figura de ruido de 6 dB como máximo.

Un transistor que cumple con los requerimientos anotados es el 2N4400 cuyas características pueden encontrarse en sus hojas de especificaciones⁽⁶⁾.

4.2. Diseño y Cálculo del circuito de polarización del preamplificador.

El transistor será operado en configuración de emisor común por cuanto este tipo es el que proporciona mayor amplificación de corriente y voltaje.

Debido a que una de las características principales de los preamplificadores es la estabilidad, para satisfacer dicho requerimiento, el transistor será polarizado mediante la configuración denominada h. En la Fig. 11 presentamos el circuito con los detalles mencionados.

Otra de las características de los preamplificadores que ha sido considerada muy importante en el diseño es el nivel de señal audio, factor que depende de: el punto de operación, la resistencia de la fuente de señal y la frecuencia de la señal que se amplifica.

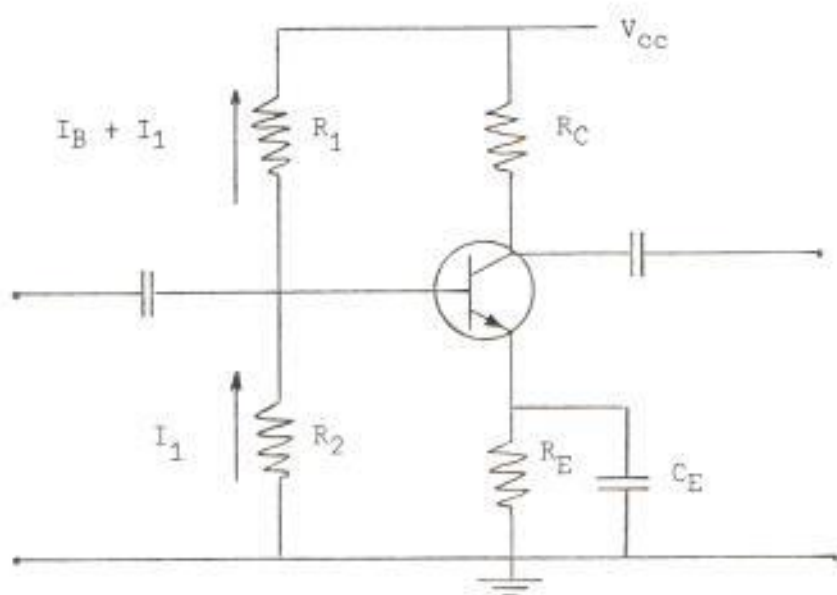


FIGURA 11

Referente al punto de operación, pruebas experimentales indican que se puede lograr un bajo factor de ruido operando transistor a corrientes de colector menores de 1 ma. y voltaje colector-emisor mínimo posible⁽⁷⁾.

La resistencia de la fuente que alimenta el transistor, también afecta el índice de la calidad del amplificador con respecto al ruido. Las curvas en las especificaciones del transistor indican que la figura de ruido puede mantenerse baja usando fuentes con resistencias de valores comprendidos en el rango de 100 a 3000 ohms, condición con la cual cumpliremos con el objeto de mejorar el nivel señal-ruido, pues como la etapa anterior estará perfectamente acoplada

a este amplificador de acuerdo a la impedancia de entrada que el preamplificador presente, prácticamente nos encontramos en libertad de seleccionarla en el preamplificador mismo. Para determinar de que factores a su vez esta impedancia de entrada depende vamos a considerar el circuito equivalente simplificado de corriente alterna para el circuito amplificador seleccionado:

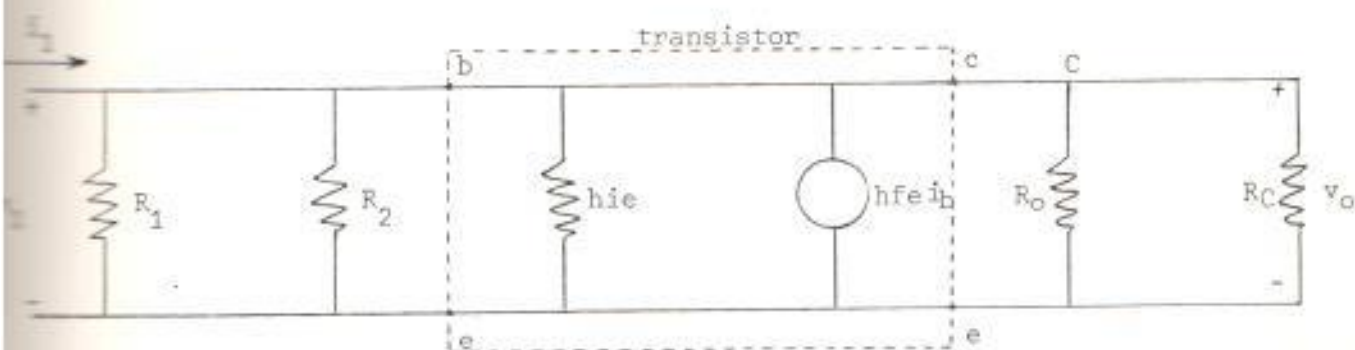


FIGURA 12

En la Fig. 12 podemos observar que la impedancia de entrada es la combinación en paralelo de R_1 , R_2 y h_{ie} :

$$R_i = \frac{N_1}{i_1} = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie} \quad (16)$$

por lo que escogeré valores de R_1 y R_2 de tal manera que en paralelo con los valores de h_{ie} nos presenten valores comprendidos entre los requeridos según las especificaciones, es decir, de 100 a 3000 ohms, con el propósito de mantener un ba-

jo factor de ruido.

Tomando en consideración las observaciones mencionadas se seleccionaron valores de 120 y 100 K Ω para R_1 y R_2 respectivamente, con lo cual tenemos que:

$$V_{CC} = (I_B + I_1) R_1 + I_1 R_2$$

pero imponiendo la condición de que $I_1 \gg I_B$ para obtener buena estabilidad tenemos:

$$V_{CC} = I_1 R_1 + I_1 R_2$$

$$V_{CC} = I_1 (R_1 + R_2)$$

de donde:

$$I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (17)$$

y considerando una fuente de poder $V_{CC} = 12 \text{ V}$:

$$I_1 = \frac{12 \text{ V}}{120 \text{ K}\Omega + 100 \text{ K}\Omega}$$

$$I_1 = ,05 \text{ ma}$$

Con estos valores de R_1 y R_2 tenemos que el valor de la impedancia de la entrada prácticamente se encontrará reducida a los valores de h_{ie} (impedancia entre base y emisor propia del transistor) puesto que:

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{100\text{K}\Omega \times 120\text{K}\Omega}{220\text{K}\Omega}$$

$$= 54,55 \text{ K}\Omega$$

$$y \quad h_{ie} \approx 54,55 \text{ K}\Omega \quad h_{ie}$$

valores que se encuentran comprendidos entre los 100 a 3000 ohms, lo cual satisface una de las condiciones mencionadas.

Además con el valor de I_1 y R_2 podemos obtener el voltaje de la base siendo este:

$$V_B = I_1 R_2 \quad (18)$$

$$V_B = (0,05 \text{ ma}) (100 \text{ K}\Omega)$$

$$V_B = 5 \text{ V}$$

Si estimamos que con el transistor en operación, entre el emisor y la base existirá una caída de voltaje de aproximadamente 0.7V, tenemos que el voltaje de emisor sería:

$$V_E = V_B - 0,7 \text{ V} \quad (19)$$

$$V_E = 5 \text{ V} - 0,7 \text{ V}$$

$$V_E = 4,3 \text{ V}$$

El valor de R_E y R_C dependerán del punto de operación elegido. Y para ello recurrimos a las curvas características de colector del transistor de uno de los transistores 2N4400 las cuales se muestran en la Fig. 13, las mismas que fueron obtenidas utilizando el Osciloscopio Tektronix Modelo 5103M con el Trazador de curvas Heathkit IT-1121, habiendo seleccionado un punto de operación bastante bajo: $I_C = 0,5 \text{ ma}$ y $V_{CE} = 1 \text{ V}$, con la finalidad de satisfacer los requerimientos mencionados anteriormente, necesarios para obtener un nivel de factor de ruido bajo.

Conocido el valor de I_C que es aproximadamente igual a I_E si despreciamos I_B , calculamos el valor de R_E de la siguiente manera:

$$V_E = I_E R_E$$

como $I_E = I_C$

$$V_E = I_C R_E$$

de donde $R_E = \frac{V_E}{I_C}$ (20)

$$R_E = \frac{4,34}{0,5 \text{ ma}}$$

$$R_E = 8,6 \text{ K}\Omega$$

y el valor de R_C será por lo tanto:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + V_E$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} \quad (21)$$

$$R_C = \frac{12V - 1V - 4,3V}{0,5 \text{ ma}}$$

$$R_C = 13,4 \text{ K}\Omega$$

4.3. Construcción del circuito de polarización y pruebas experimentales del mismo.

Una vez calculados estos valores se procedió a construir el circuito de polarización para comprobar experimentalmente los voltajes y corrientes de polarización, determinándose que el transistor estaba en estado de corte, lo cual pue

de observarse al dibujar sobre las curvas características de colector, la línea de carga para corriente continua, como se muestra en la Figura 13.

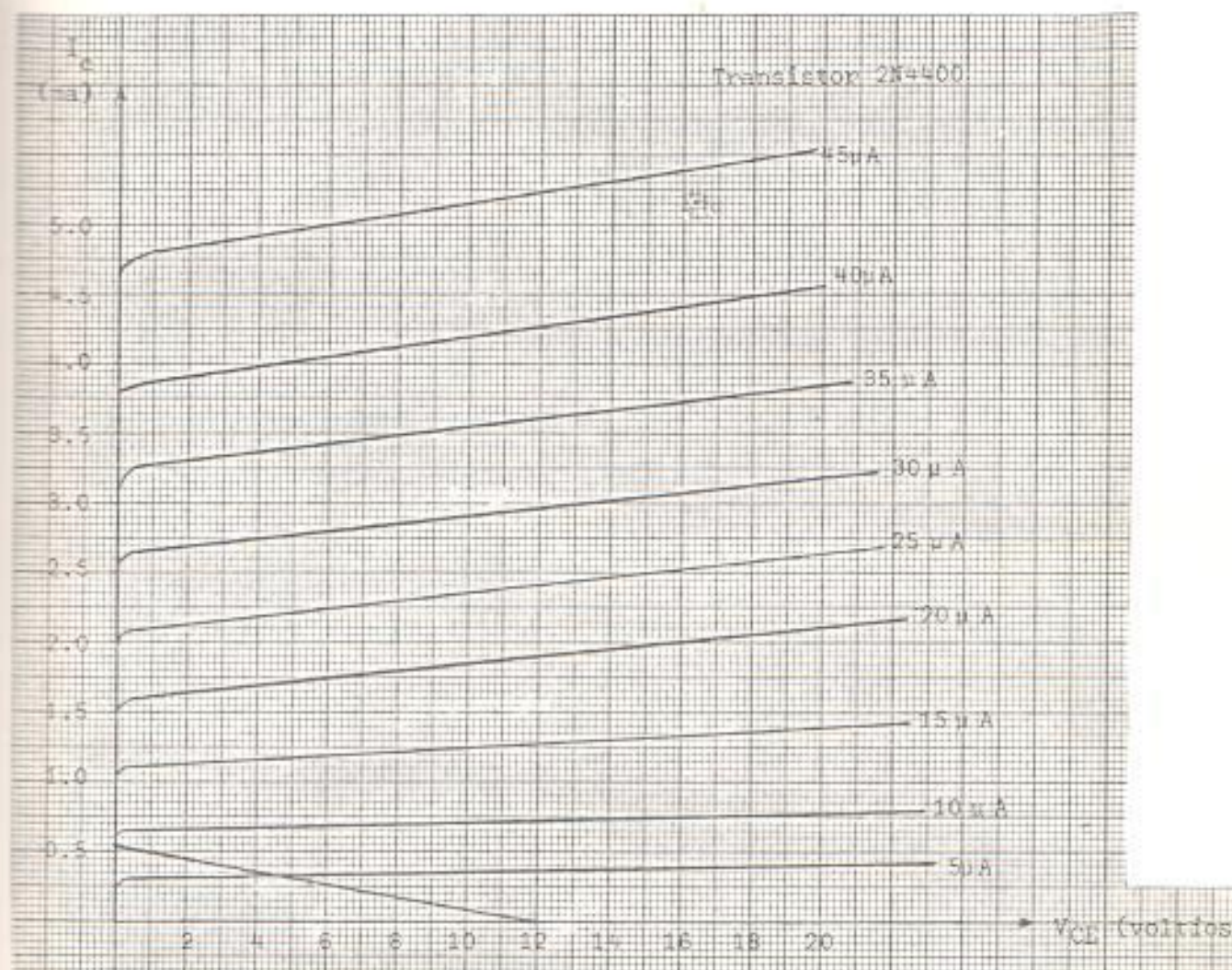


FIGURA 13

Por lo que hubo necesidad de tomar otro punto de operación: $I_c = 0,5$ ma, $V_{CE} = 2$ voltios, y siguiendo el mismo procedimiento determinamos: $R_E = 8,6$ K Ω , $R_C = 11,4$ K Ω , pero al construirse se obtuvieron iguales resultados que para el primer punto de operación.

A continuación se tomó un tercer punto de operación: $I_C = 0,5 \text{ ma}$, $V_{CE} = 4 \text{ voltios}$ determinándose valores de $R_E = 8,6 \text{ K}\Omega$, $R_C = 7,4 \text{ K}\Omega$, pero con iguales resultados que los anteriores.

Finalmente con valores de $I_C = 0,5 \text{ ma}$, $V_{CE} = 6 \text{ V.}$ se determinaron valores de $R_E = 8,6 \text{ K}\Omega$, $R_C = 3,4 \text{ K}\Omega$, y al construir esta polarización el transistor trabajaba, pero el circuito proporcionaba una reducida ganancia de voltaje, por lo que fue necesario analizar los parámetros que condicionaban la ganancia de voltaje, en el circuito equivalente simplificado presentado en la Figura 12, en el cual se puede plantear la siguiente ecuación del voltaje de salida:

$$v_o = -h_{fe} i_b R_c$$

y en el lazo de entrada, la siguiente ecuación del voltaje de entrada:

$$v_i = h_{ie} i_b$$

dividiendo estas ecuaciones, obtenemos la siguiente expresión para la ganancia de voltaje:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i}$$

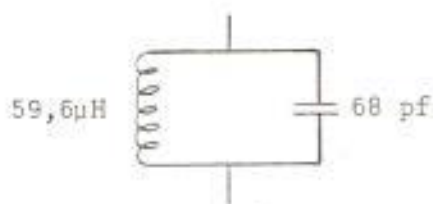
$$A_v = - \frac{h_{fe} R_c}{h_{ie}} \quad (22)$$

en la que se puede apreciar que la ganancia depende directamente de la resistencia de carga en el colector, a la que para optimizarla se pensó en utilizar circuitos resonantes en paralelo, para que de esta manera a la frecuencia de operación se obtenga un alto valor de resistencia de carga R_c , a su vez que se aumentaría la selectividad de la etapa preamplificadora por constituirse en un amplificador sintonizado.

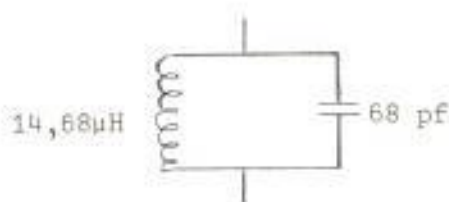
4.4. Diseño y Cálculo de los circuitos de colector de los preamplificadores sintonizados.

Realizando cálculos similares al de los circuitos resonantes de los filtros de entrada, tenemos que los circuitos sintonizados de carga en los preamplificadores son los siguientes:

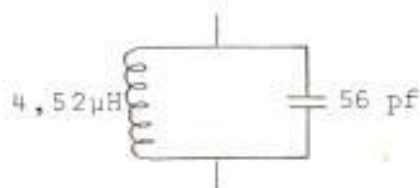
Para la frecuencia de 2,5 MHz



Para la frecuencia de 5 MHz



Para la frecuencia de 10 MHz



Para la frecuencia de 15 MHz



Para la frecuencia de 20 MHz

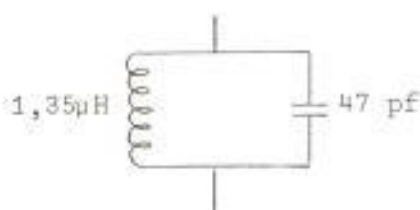


FIGURA 14

4.5. Construcción de los circuitos de colector de los preamplificadores sintonizados.

En la construcción de los circuitos de colector de los preamplificadores sintonizados se usaron condensadores comerciales e inductancias con núcleo variable medidas en el Puente Universal Hewlett Packard Modelo 4265B, siendo estas últimas construidas sobre bases plásticas de forma cilíndrica de: 1 cm. de longitud por 0,5 cm. de diámetro para la frecuencia de 2.5, 5, 10 MHz, y 1,5 cm. de longitud por 0,5 cm.

de diámetro para la de 20 MHz, utilizando alambre # 36 para las primeras y alambre # 21 para las segundas, siendo el número de vueltas para cada frecuencia calculadas de acuerdo a la ecuación (2) lo siguiente:

$$f = 2.5 \text{ MHz} \quad N = \frac{1}{0,25} \sqrt{59,6 (22,84 \times 0,25) + (25,4 \times 1)} = 172,24$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad N = \frac{1}{0,25} \sqrt{14,68 (22,84 \times 0,25) + (25,4 \times 1)} = 85,48$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad N = \frac{1}{0,25} \sqrt{4,52 (22,84 \times 0,25) + (25,4 \times 1)} = 47,43$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad N = \frac{1}{0,25} \sqrt{2,01 (22,84 \times 0,25) + (25,4 \times 1,5)} = 37,54$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad N = \frac{1}{0,25} \sqrt{1,35 (22,84 \times 0,25) + (25,4 \times 2)} = 34,34$$

Los rangos de variación de las inductancias para las diferentes frecuencias son:

para la frecuencia $f = 2,5 \text{ MHz}$ desde $L = 24,19 \mu\text{H}$ hasta $L = 63,66 \mu\text{H}$

para la frecuencia $f = 5 \text{ MHz}$ desde $L = 4,36 \mu\text{H}$ hasta $L = 16,92 \mu\text{H}$

para la frecuencia $f = 10 \text{ MHz}$ desde $L = 0,98 \mu\text{H}$ hasta $L = 4,9 \mu\text{H}$

para la frecuencia $f = 15 \text{ MHz}$ desde $L = 0,71 \mu\text{H}$ hasta $L = 3,4 \mu\text{H}$

para la frecuencia $f = 20 \text{ MHz}$ desde $L = 0,48 \mu\text{H}$ hasta $L = 1,73 \mu\text{H}$

4.6. Medición de las Impedancias, Cálculos del factor de Méritos y ancho de banda de la respuesta de frecuencia, de los cir-

cuitos de colector de los preamplificadores sintonizados.

Una vez conectados los elementos de los circuitos resonantes se calibraron los ajustes de las inductancias para las correspondientes frecuencias usando el Medidor Vectorial de Impedancias de RF Hewlett Packard Modelo 4815A para cuando teníamos 0° en el indicador de fase, lo cual mostraba que el circuito era puramente resistivo, obteniéndose en esas condiciones los siguientes valores en el indicador de impedancias:

para la frecuencia	$f = 2,5 \text{ MHz}$	$Z = 83 \angle 0^\circ \text{ K}\Omega$
para la frecuencia	$f = 5 \text{ MHz}$	$Z = 45 \angle 0^\circ \text{ K}\Omega$
para la frecuencia	$f = 10 \text{ MHz}$	$Z = 16 \angle 0^\circ \text{ K}\Omega$
para la frecuencia	$f = 15 \text{ MHz}$	$Z = 12,8 \angle 0^\circ \text{ K}\Omega$
para la frecuencia	$f = 20 \text{ MHz}$	$Z = 21 \angle 0^\circ \text{ K}\Omega$

Las impedancias que estos circuitos resonantes presentan en resonancia es la resistencia que actuará como carga en el colector y su valor será determinante en la ganancia de voltaje en el circuito, así como también en el factor de mérito, por cuanto esta resistencia en paralelo que presenta el circuito resonante puede ser transferida a su equivalente en serie con la inductancia, con el mismo procedimiento usado en el numeral 3.3.3. para transferir una resistencia y condensador en serie a su equivalente en paralelo, obteniéndose como resultado la relación⁽⁸⁾:

$$R_{\Delta} = \frac{\omega^2 L^2}{R_p} \quad (23)$$

siendo:

R_p = la resistencia en paralelo cuando el circuito LC está en resonancia.

R_s = la resistencia en serie con la inductancia, equivalente a la R_p .

Con estas resistencias R_{Δ} y conociendo las reactivancias X_L de cada circuito resonante, podemos calcular los factores de mérito Q de cada circuito, así tenemos que:

$$Q = \frac{X_L}{R_s}$$

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad (24)$$

reemplazando el valor de R_s en la ecuación (24) tenemos:

$$Q = \frac{\omega L}{\frac{\omega^2 L^2}{R_p}}$$

$$Q = \frac{R_p}{\omega L} \quad (25)$$

haciendo los cálculos de factor de mérito para cada uno de los circuitos resonantes tenemos:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad Q = \frac{83000}{2\pi \times 2,5 \times 10^6 \times 59^6 \times 10^{-6}} = 88,66$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad Q = \frac{45000}{2\pi \times 5 \times 10^6 \times 14,68 \times 10^{-6}} = 97,57$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad Q = \frac{16000}{2 \pi \times 10 \times 10^6 \times 4,52 \times 10^{-6}} = 56,34$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad Q = \frac{12800}{2 \pi \times 15 \times 10^6 \times 2,01 \times 10^{-6}} = 67,57$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad Q = \frac{21000}{2 \pi \times 20 \times 10^6 \times 1,35 \times 10^{-6}} = 123,79$$

Valores con los cuales se pueden calcular los diferentes anchos de banda por medio de la ecuación (4) para cada frecuencia patrón:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad b_2 - b_1 = \frac{2,5 \times 10^6}{88,66} = 28,20 \text{ KHz}$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad b_2 - b_1 = \frac{5 \times 10^6}{97,57} = 51,25 \text{ KHz}$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad b_2 - b_1 = \frac{10 \times 10^6}{56,34} = 177,49 \text{ KHz}$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad b_2 - b_1 = \frac{15 \times 10^6}{67,57} = 221,99 \text{ KHz}$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad b_2 - b_1 = \frac{20 \times 10^6}{123,79} = 161,56 \text{ KHz}$$

4.7. Análisis experimental de las respuestas de frecuencia de los circuitos de colector de los preamplificadores sintonizados.

En las curvas de las Figuras 15 que se encuentran a continuación pueden observarse las características de los cir

cuitos resonantes obtenidas experimentalmente introduciendo señal de magnitud constante y frecuencia variable desde el Generador de Señales Hewlett Packard Modelo 8640A a una resistencia de 1 K Ω en serie con los circuitos resonantes, de terminándose la amplitud de las señales de entrada en la salida del generador mismo y las señales de salida en los terminales de los circuitos sintonizados, mediante el Osciloscopio Hewlett Packard Modelo 7623A, mientras que la frecuencia por medio del Contador de Frecuencia Eldorado Modelo 1605.

Con el propósito de apreciar más claramente el efecto del factor de mérito Q sobre el ancho de banda del circuito sintonizado se ha graficado la selectividad en función de la frecuencia. La amplitud de las curvas está determinada por la ecuación:

$$S = \frac{\text{Voltaje fuera de resonancia}}{\text{Voltaje en resonancia}} \quad (26)$$

Como el voltaje de pico en un circuito resonante es siempre la tensión en resonancia, todas las curvas trazadas para estos circuitos sintonizados tendrán un valor máximo de 1, cualquiera que sea la Q del circuito.

Los valores tabulados experimentalmente de la frecuencia y la selectividad para los diferentes circuitos resonantes fueron:

Para el circuito resonante sintonizado a la frecuencia de $f = 2,5$ KHz:

Selectividad	Frecuencias (KHz)	
1,0	2500	2500
0,9	2495	2505
0,8	2490	2510
0,7	2485	2515
0,6	2250	2750
0,5	2000	3000
0,4	1875	3200
0,3	1300	3800
0,2	1000	4500
0,1	760	5250
0,0	450	6000

Para el circuito resonante sintonizado a la frecuencia de $f = 5$ MHz

Selectividad	Frecuencias (KHz)	
1,0	5000	5000
0,9	4995	5005
0,8	4990	5010
0,7	4970	5025
0,6	4900	5100
0,5	4750	5200
0,4	4500	5300
0,3	4250	5500
0,2	3500	6000
0,1	2900	6800
0,0	2000	8100

Para el circuito resonante sintonizado a la frecuencia de $f = 10$ MHz

Selectividad	Frecuencias (KHz)	
1,0	10000	10000
0,9	9980	10025
0,8	9960	10050
0,7	9910	10090
0,6	8800	11000
0,5	7500	12300
0,4	6100	13500
0,3	4500	14200
0,2	3000	16000
0,1	1800	17500
0,0	800	19500

Para el circuito resonante sintonizado a la frecuencia de $f = 15$ MHz

Selectividad	Frecuencias (KHz)	
1,0	15000	15000
0,9	14970	15040
0,8	14920	15090
0,7	14880	15125
0,6	13800	16000
0,5	10500	18000
0,4	7800	21000
0,3	4550	23000
0,2	3450	24500
0,1	1700	28000
0,0	500	30500

Para el circuito resonante sintonizado a la frecuencia de $f = 20$ MHz

Selectividad	Frecuencias (KHz)	
1,0	20000	20000
0,9	19980	20030
0,8	19960	20055
0,7	19920	20080
0,6	19600	20300
0,5	18700	21000
0,4	18000	21500
0,3	17200	22000
0,2	15400	23500
0,1	13000	25000
0,0	10000	28000

En los papeles semilogarítmicos de las figuras 15 se encuentran graficadas la selectividad de los circuitos resonantes en función de la frecuencia y en vista de que para valores mayores de $S = 0,5$ es muy difícil apreciar las variaciones de la selectividad, este rango ha sido ampliado y graficado nuevamente sobre papeles milimetrados.

1.8. Pruebas experimentales de los preamplificadores sintonizados

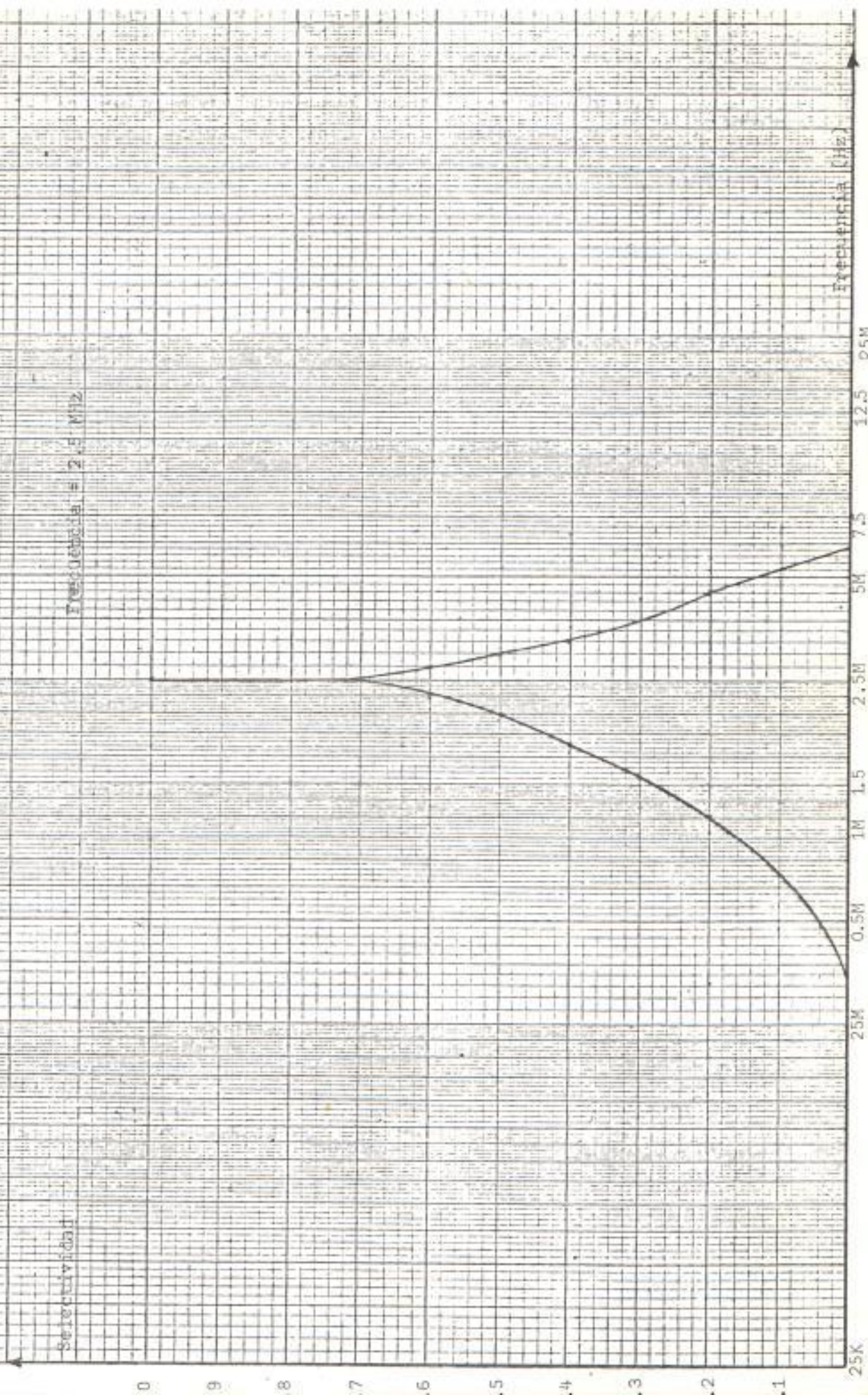
Una vez conocidas las características de los circuitos resonantes se procedió a colocarlas en los circuitos de los preamplificadores con la polarización previamente calculada como se observa en la figura 16, pero al introducirle señales en su respectiva frecuencia, se notó que las ganancias se reducían aún más que con las R_c calculadas anteriormente, e in

SELECCION DE UN

Selectividad

Frecuencia = 2.5 MHz

Frecuencia (MHz)



Frecuencia = 265 MHz

Selectividad

1.0

0.5

0.0

Frecuencias más bajas

200K

100K

0

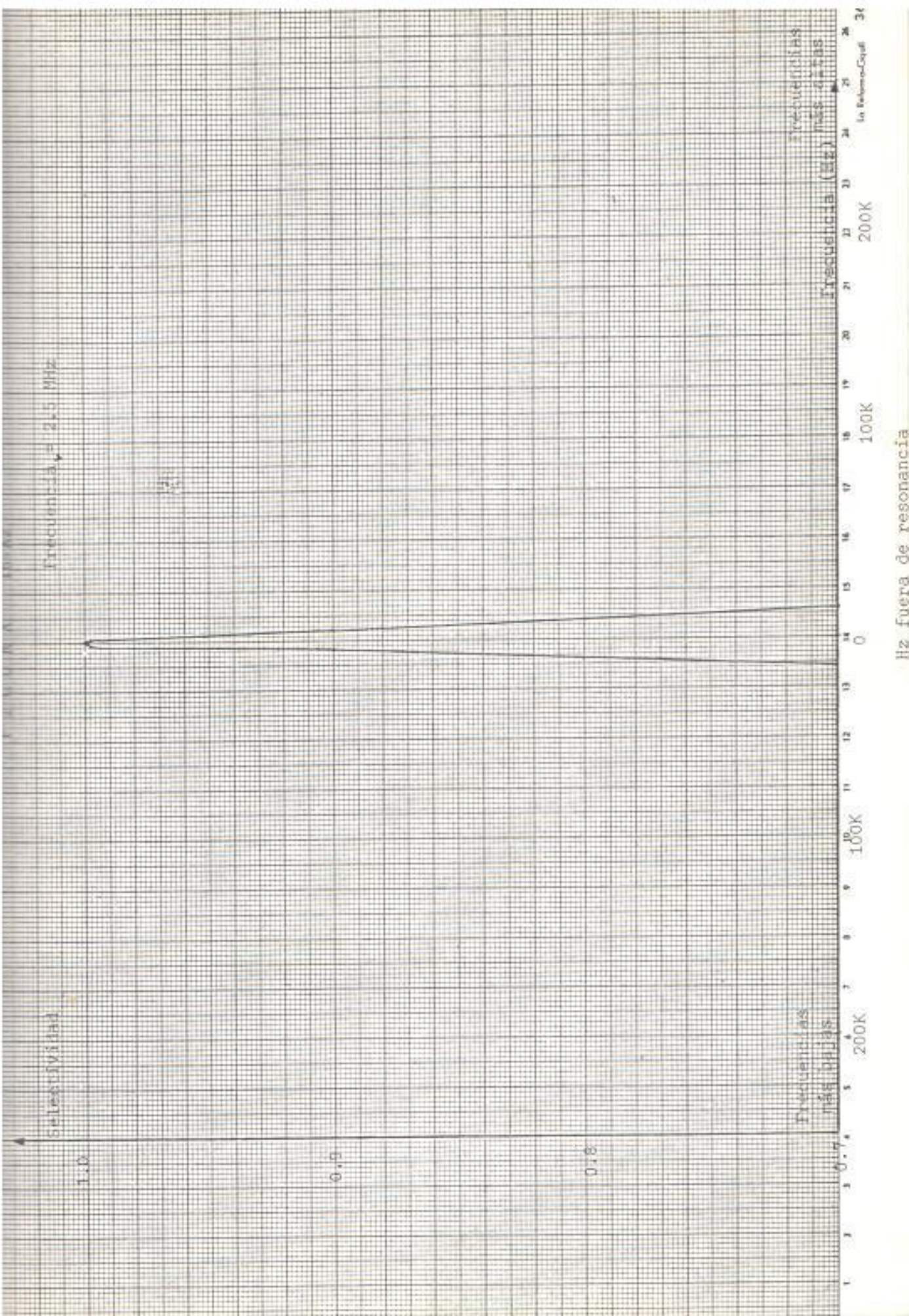
100K

200K

Frecuencias más altas

200K

Hz fuera de resonancia

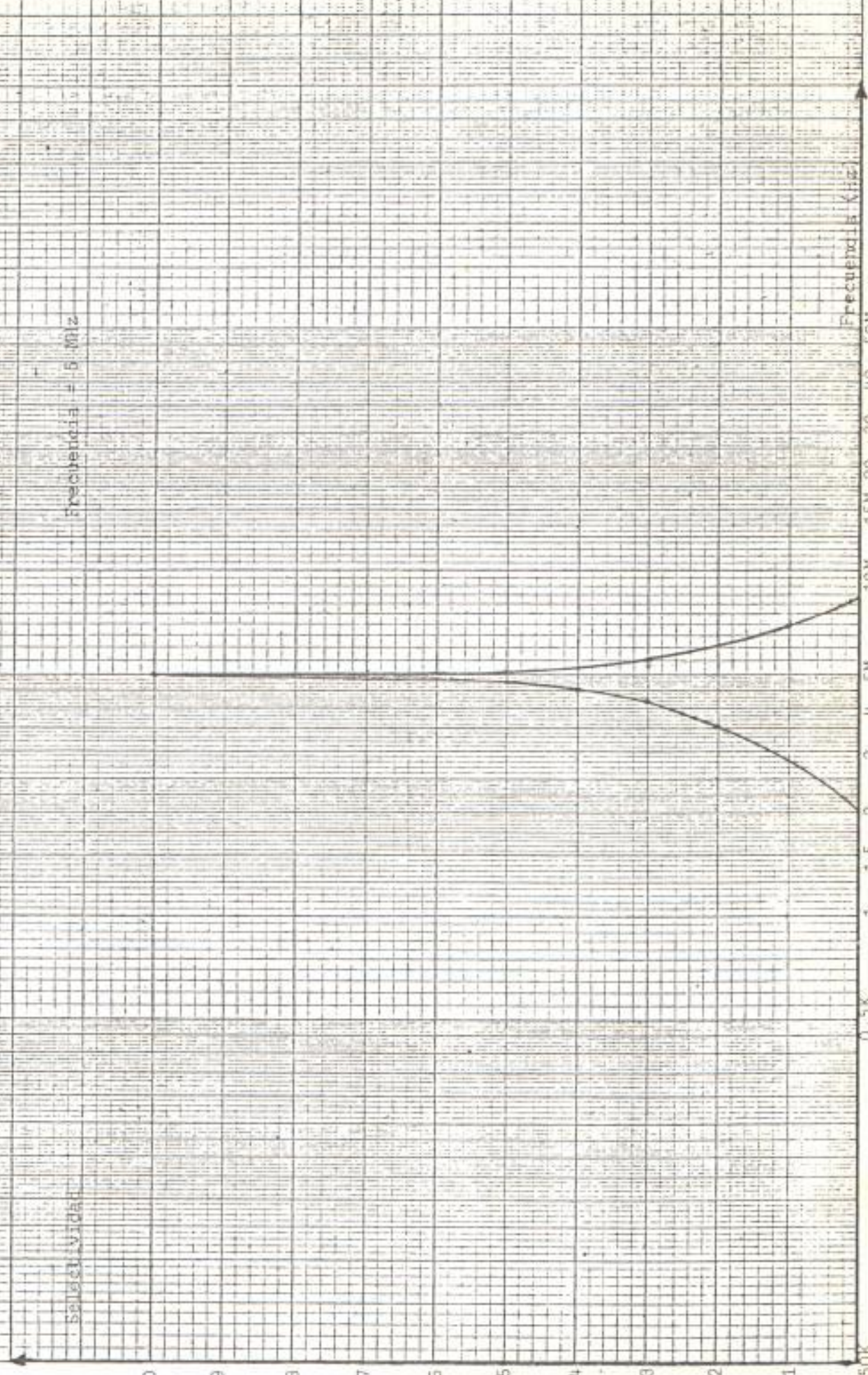


Frecuencia (Hz)

Frecuencia = 5 MHz

Selectividad

Frecuencia (Hz)



Electividad a 5 MHz

Selectividad

1.0

0.9

0.8

0.7

50

Frecuencias
más bajas

Frecuencia (Hz)

Frecuencias
más altas

200K

100K

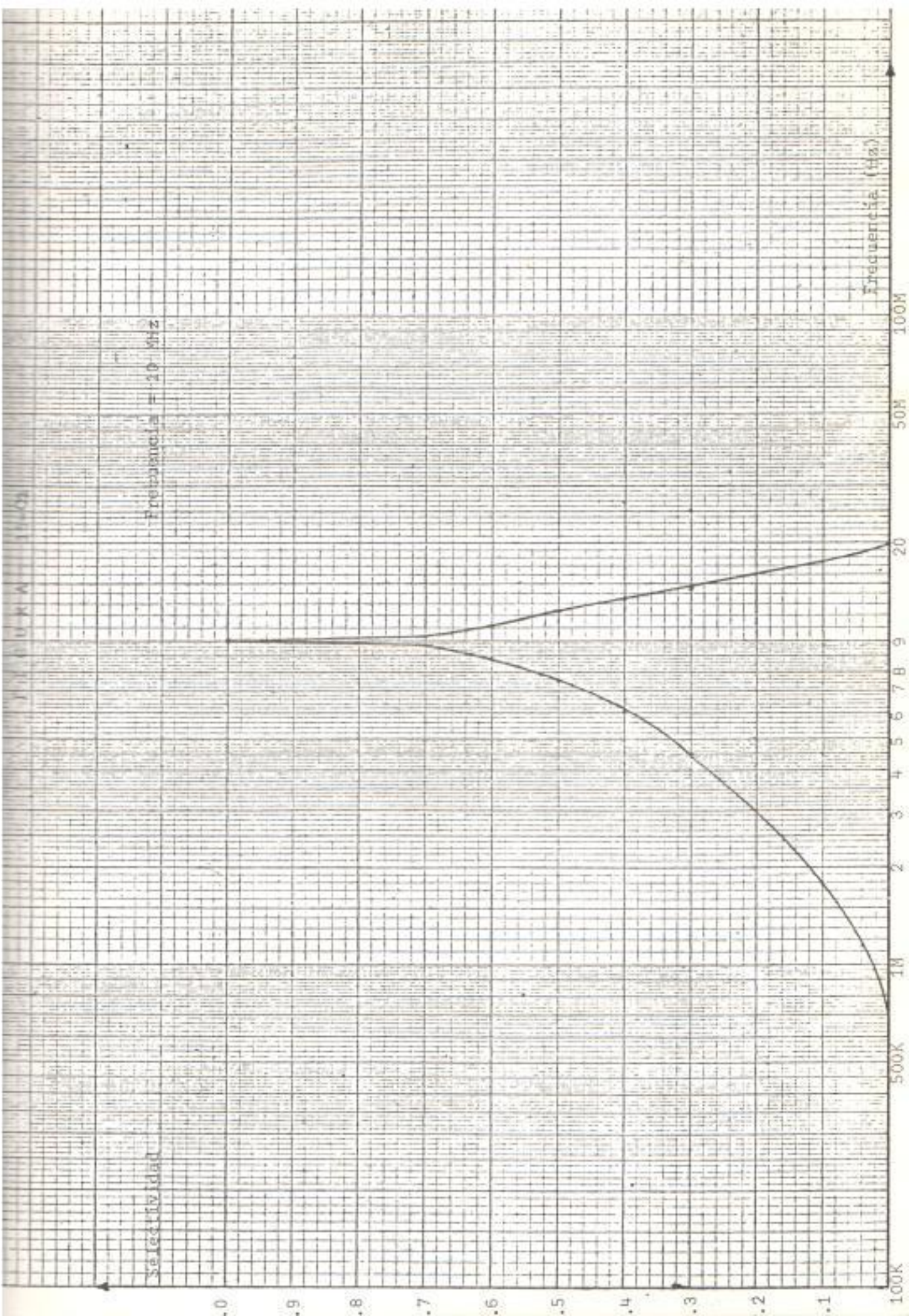
0

100K

200K

Hz fuera de resonancia





Frecuencia = 10 MHz

Selectividad

Frecuencia (Hz)

100K 500K 1M 2 3 4 5 6 7 8 9 10 20 50M 100M

Frecuencia a 10 MdB

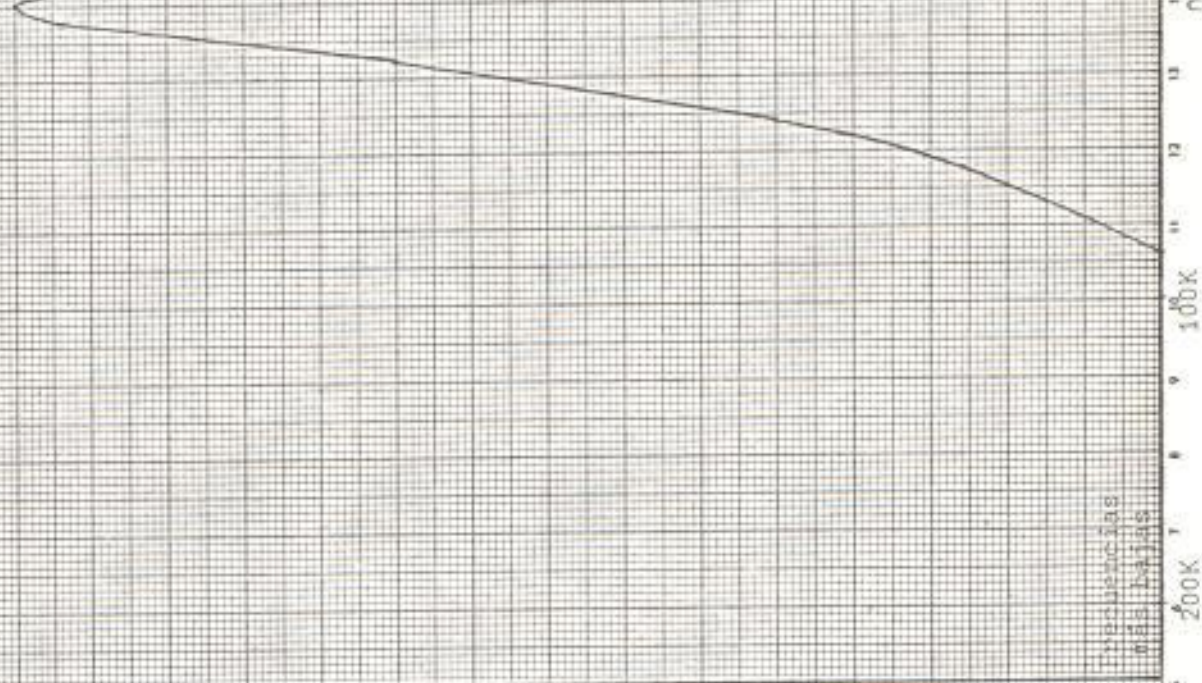
Selektividad

1.0

0.9

0.8

0.7



Frecuencias más bajas

Frecuencias más altas

200K 100K 0 100K 200K

Hz fuera de resonancia

F. I. G. U. R. A. + 15-M

Frecuencia = 15 MHz

Selectividad

Frecuencia (Hz)

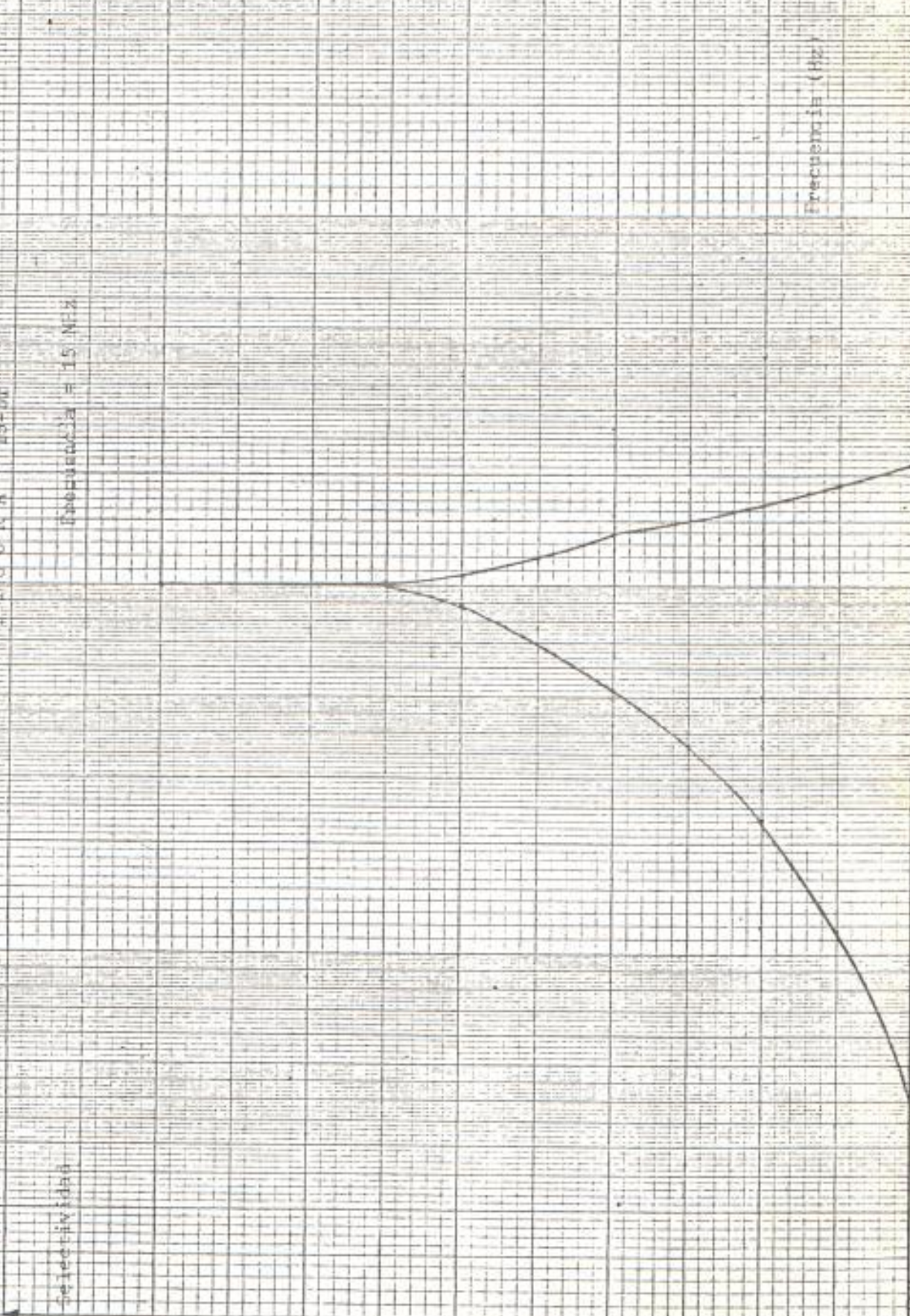
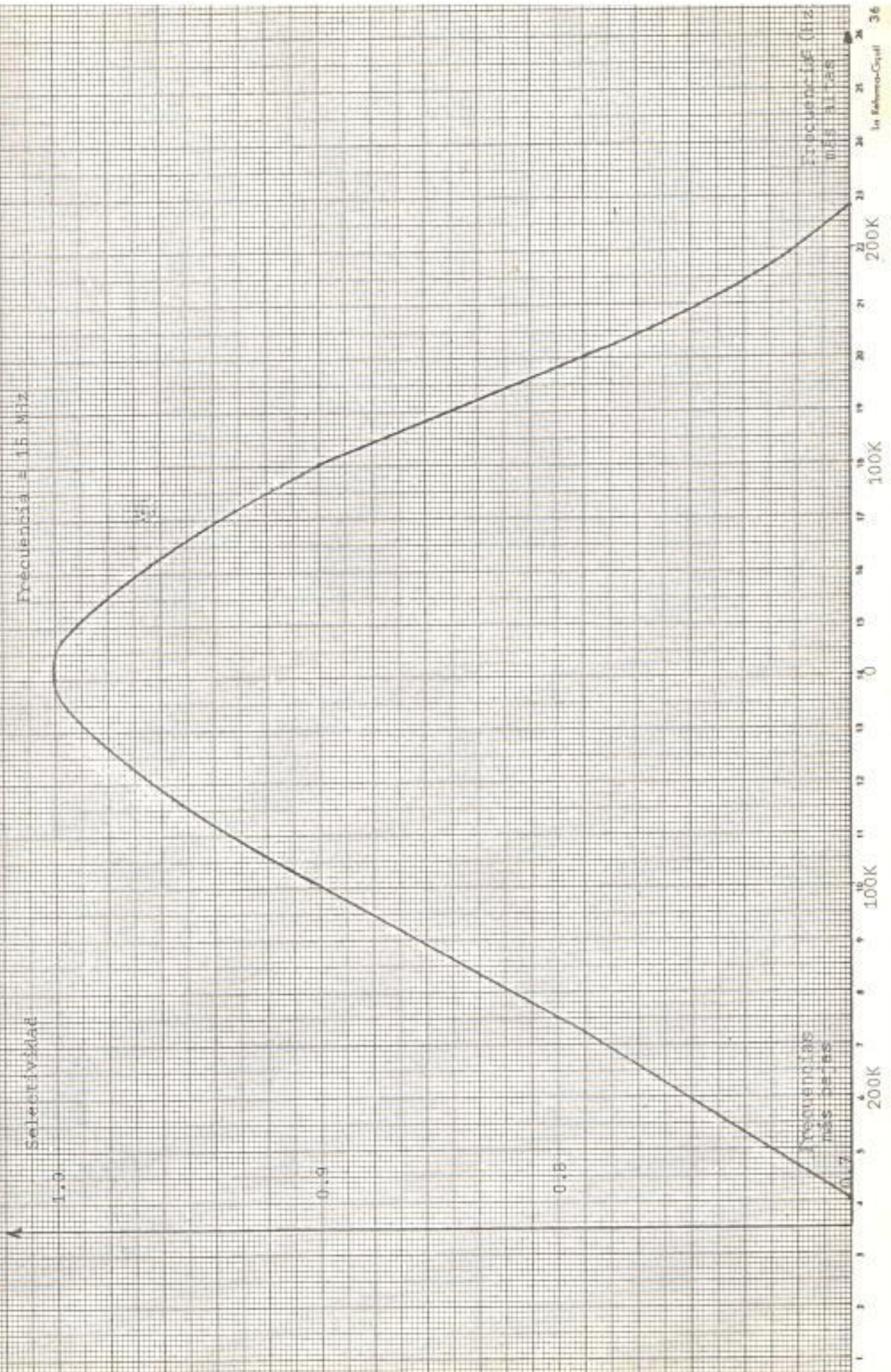


FIGURA 15-D2

Frecuencia = 15 MHz



Frecuencia (Hz)
0.08 Mc
In Anexo-Cypl 36

Hz fuera de resonancia

cluso en algunos casos los preamplificadores oscilaban. Obsérvese también, que el circuito resonante se encontraba bastante desintonizado como consecuencia de la presencia de la capacitancia de salida del preamplificador, los cuales una vez calibrados mejoraron un poco la ganancia en todos, sin embargo, en algunos casos continuaba la oscilación. Se comprobó también que la variación de las resistencias de polarización R_E y R_C , cambiaban la magnitud de la ganancia en unos casos, o la amplitud de la oscilación y forma de los mismos en otros, teniendo que calibrar el circuito sintonizado cada ocasión que se realizaba cambios de R_E y R_C , por lo que en vista de la dificultad que presentaba el circuito resonante para evitar las oscilaciones, deformaciones y mejorar la amplificación

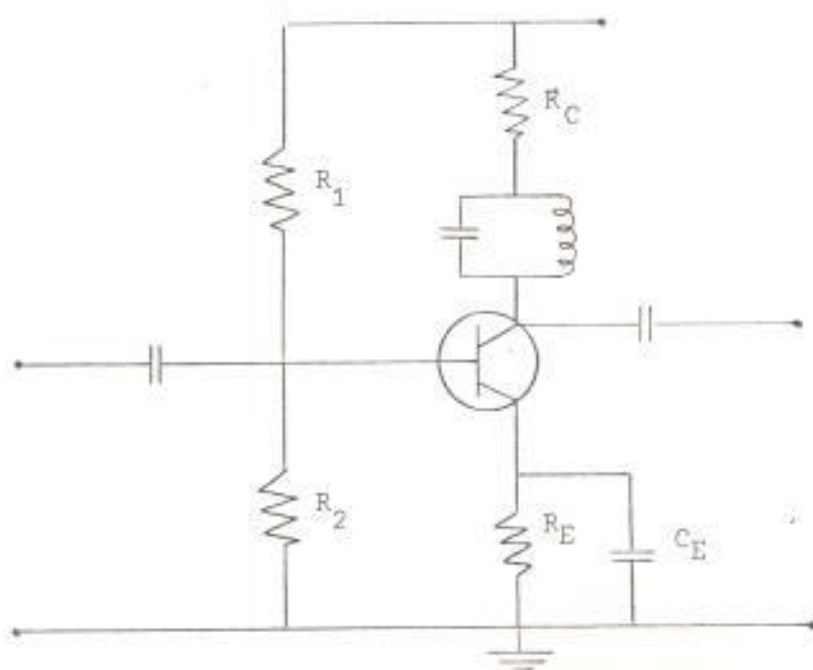


FIGURA 16

simultáneamente al ir cambiando R_E y R_C , manteniendo las resistencias R_1 y R_2 constantes, opté para facilitar la selección de la polarización de R_E y R_C más apropiada para ganancia, reemplazar el circuito resonante por su correspondiente valor de resistencia R_L en resonancia como se observa en la figura 17, comenzando a trabajar por la frecuencia de 20 MHz. Pero como en esas condiciones la resistencia equivalente R_L afecta a la polarización lo cual no sucede con el -

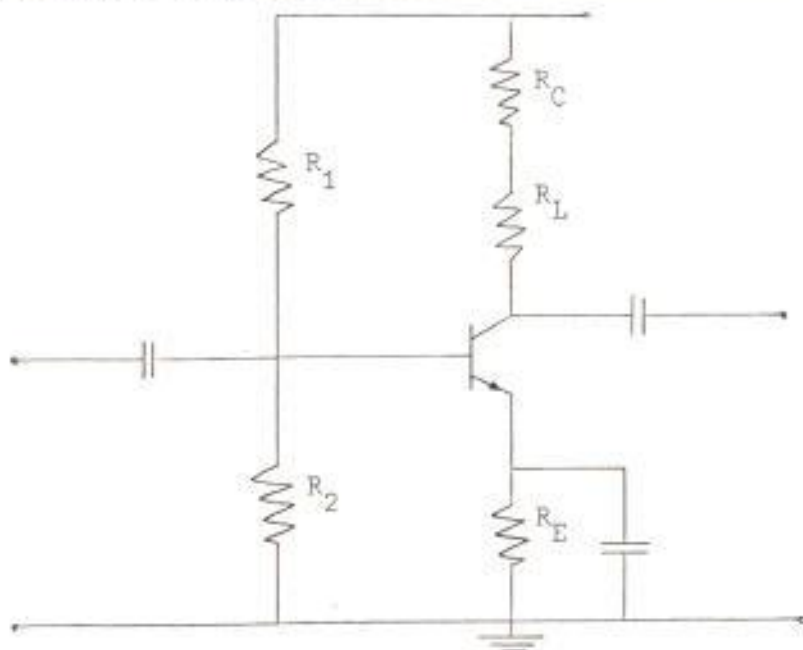


FIGURA 17

circuito resonante por cuanto prácticamente es un cortocircuito para efectos de polarización, y su impedancia solamente existe para efectos de corriente alterna, se tuvo que colocar un inductor en paralelo con la resistencia equivalente R_L para lograr el mismo efecto, quedando nuestro circuito experi-

mental de la manera siguiente:

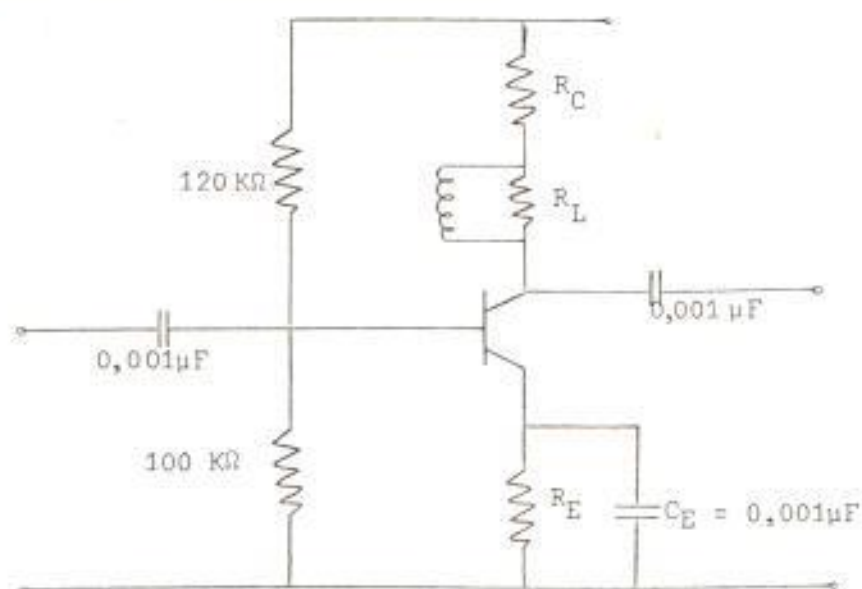


FIGURA 18

En este circuito el valor de R_E se fue cambiando experimentalmente observando su efecto en la ganancia, el nivel mínimo de señal de entrada que podía amplificar, así como también el mínimo ruido; encontrándose que manteniéndose el valor de R_C constante, conforme el valor de R_E se iba disminuyendo aumentaba la ganancia hasta la resistencia mínima de $R_E = 4,3 \text{ k}\Omega$, pues cuando se disminuía a valores menores de $4 \text{ k}\Omega$ el circuito comenzaba a oscilar.

La mejor ganancia se obtuvo cuando se colocaban resistencias de polarización de colector R_C menores a $1 \text{ k}\Omega$, por cuanto para valores mayores el circuito oscilaba a baja frecuencia.

Se ha tomado para polarizar el colector una resistencia de 150Ω , porque en esas condiciones el valor mínimo de entrada que podía recibir para ser amplificado era de $1 \mu V$, lo cual fue necesario observarlo en el Osciloscopio Tektronix Modelo 7623A usando el Analizador de Espectros Modelo 7L12 por cuanto al no usar este último el Osciloscopio solo podía detectar hasta señales de $100 \mu V$.

Una vez polarizado el circuito, reemplacé la resistencia de $21 K\Omega$ con el inductor de paso a través de él, por el circuito resonante a $20 MHz$, obteniéndose después de calibrar el circuito resonante exactamente iguales resultados la ganancia a esta frecuencia fue $G = 10$.

A continuación colocamos en el circuito de polarización anterior la resistencia equivalente al circuito resonante sintonizado a $15 MHz$, con un inductor en paralelo, encontrándose también que si R_E se disminuye de ese valor el amplificador comienza a oscilar, y si se aumenta R_E la ganancia disminuye, por otro lado si R_C se aumenta valores mayores de 1000Ω , la ganancia disminuye, pero si se reduce su valor hasta 0Ω , la ganancia se mantiene e incluso no afecta el nivel mínimo de señal necesario a la entrada para la amplificación. Una vez analizado este circuito se reemplazó la resistencia de $12,8 K\Omega$ con el inductor de paso a través de él, por el circuito resonante a $15 MHz$, obteniéndose

se después de calibrar el circuito resonante los mismos resultados, la ganancia a esta frecuencia fue $G = 20$

Con el mismo procedimiento se continuó analizando los preamplificadores llegando a resultados iguales con respecto a la polarización encontrándose las siguientes ganancias: para la frecuencia de 10 MHz $G = 26$, para la frecuencia de 5 MHz $G = 73$, y para la frecuencia de 2.5 MHz $G = 116$.

Los circuitos de polarización de los preamplificadores quedaron entonces con las siguientes características medidas experimentalmente:

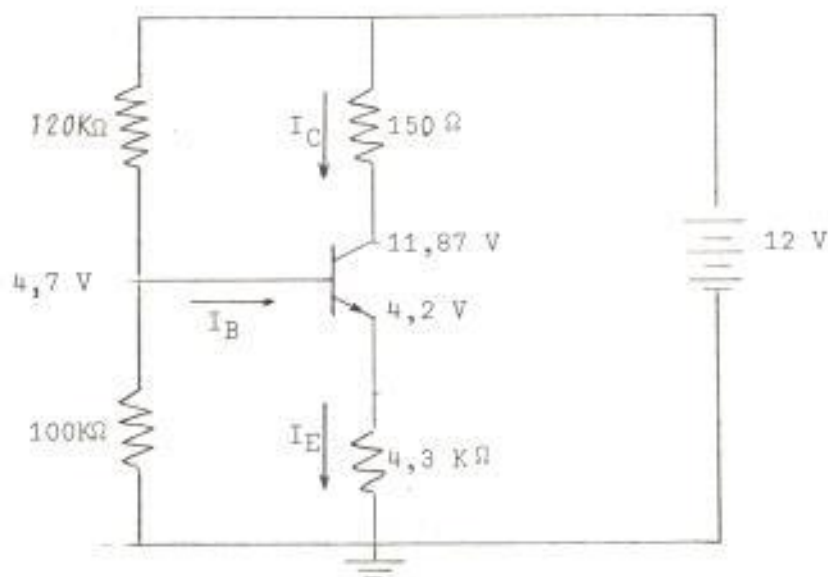


FIGURA 19

Los voltajes de colector, base y emisor, fueron medidos con el Multímetro Digital Fluke 8000A.

Las corrientes a través de las resistencias R_1 y R_2 serán entonces:

$$I_1 + I_B = \frac{7,3 \text{ V}}{120 \text{ K}\Omega} = 0,061 \text{ ma}$$

$$I_1 = \frac{4,7 \text{ V}}{100 \text{ K}\Omega} = 0,047 \text{ ma}$$

La corriente de base por lo tanto será:

$$I_B = 0,061 \text{ ma} - I_1$$

$$I_B = (0,061 - 0,047) \text{ ma}$$

$$I_B = 0,014 \text{ ma}$$

La corriente de colector será:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C} \quad (27)$$

$$I_C = \frac{12 \text{ V} - 11,87 \text{ V}}{150 \Omega}$$

$$I_C = 0,88 \text{ ma}$$

La ganancia de corriente para condiciones estáticas será:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (28)$$

$$\beta = \frac{0,88 \text{ ma}}{0,014 \text{ ma}}$$

$$\beta = 62,86$$

La corriente de emisor será:

$$I_E = I_C + I_B \quad (29)$$

$$I_E = 0,88 \text{ ma} + 0,014 \text{ ma}$$

$$I_E = 0,89 \text{ ma}$$

3.4.9. Análisis y Conclusión de las pruebas experimentales

Puede observarse de los voltajes y corrientes de polarización que a pesar de haberse llegado a ellos por medio de un procedimiento netamente experimental, los resultados satisfacen las condiciones para el voltaje colector-emisor y corriente de colector mencionadas anteriormente, como era lógico esperarse.

Puede notarse también que no obstante la diferencia de resistencia de carga en cada una de las frecuencias patrones la ganancia disminuye conforme se opera en frecuencias más altas. Una de las razones de esos resultados como se demostrará más adelante es debido a que las impedancias que presentan en resonancia los circuitos sintonizados, siempre fueron más grandes que la resistencia de salida del transistor con la cual está en paralelo, dependiendo entonces - más directamente de esta última, la misma que disminuye - progresivamente conforme la frecuencia de operación es más elevada, ello puede observarse claramente en la ecuación (22) obtenida del circuito equivalente presentado; con la cual se demostró que la ganancia dependía justamente de esta impedancia en el colector.

Otra de las razones de los resultados obtenidos en las ganancias, es que h_{fe} disminuye a medida que aumenta la frecuencia y según la ecuación (22) la ganancia de voltaje disminuye consecuentemente⁽⁹⁾. Esta variación puede determinarse también midiendo la ganancia de corriente cerca de la frecuencia de corte superior y extrapolando en - 6 dB. Empleando escalas logarítmicas en un gráfico como el de la Fig. 20 para representar la ganancia y la frecuencia, la pendiente de - 6 dB por octavo queda indicada por un ángulo de 45° por lo cual se ha trazado una línea desde el valor de h_{fe} en la frecuencia de corte superior de la respuesta de frecuencia del transistor con un ángulo de 45° para extrapolar los valores de h_{fe} con las diferentes frecuencias patrones.

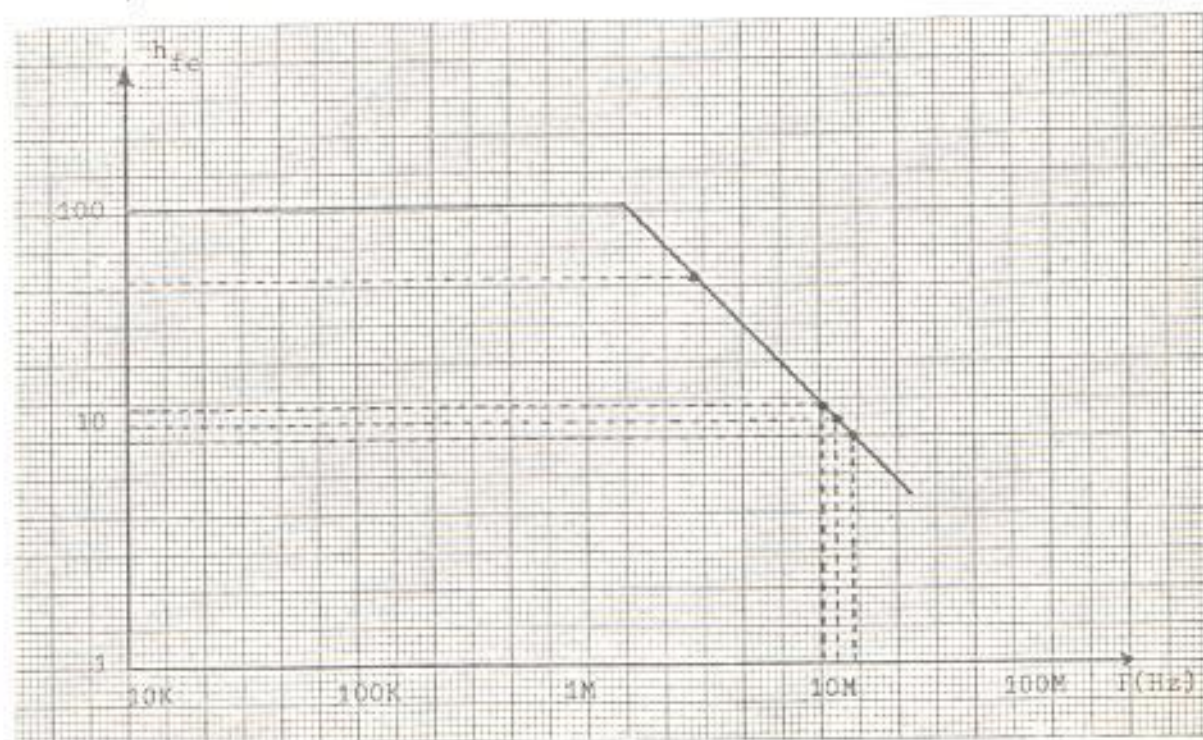


FIGURA 20

4.10. Análisis experimental de las respuestas de frecuencia de los preamplificadores sintonizados.

Con el objeto de investigar la influencia que el circuito preamplificador propiamente dicho tiene sobre la curva de respuesta de frecuencia del circuito sintonizado se tomaron datos para graficar las correspondientes al preamplificador, obteniéndose los siguientes datos:

Para la frecuencia de $f = 2,5$ MHz.

Selectividad	Frecuencias (MHz)	
1,0	2500	2500
0,9	2430	2560
0,8	2425	2570
0,7	2420	2575
0,6	2200	2815
0,5	1950	3070
0,4	1825	3280
0,3	1265	3890
0,2	975	4600
0,1	740	5375
0,0	440	6140

Para la frecuencia de 5 MHz

Selectividad	Frecuencias (MHz)	
1,0	5000	5000
0,9	4920	5065
0,8	4915	5070
0,7	4906	5085
0,6	4825	5160
0,5	4680	5260
0,4	4435	5365
0,3	4187	5566
0,2	3450	6070
0,1	3857	6880
0,0	1970	8195

Para la frecuencia de 10 MHz

Selectividad	Frecuencias (MHz)	
1,0	10000	10000
0,9	9840	10165
0,8	9820	10190
0,7	9770	10230
0,6	8675	11150
0,5	7398	12470
0,4	6010	13687
0,3	4438	14396
0,2	2960	16220
0,1	1774	17740
0,0	788	19780

Para la frecuencia de 15 MHz:

Selectividad	Frecuencias (MHz)	
1,0	15000	15000
0,9	14810	15200
0,8	14760	15250
0,7	14720	15280
0,6	13650	16159
0,5	10390	18190
0,4	7720	21222
0,3	4500	23245
0,2	3419	24760
0,1	1680	28300
0,0	494	30822

Para la frecuencia de 20 MHz:

Selectividad	Frecuencias (MHz)	
1,0	20000	20000
0,9	19660	20350
0,8	19640	20375
0,7	19600	20400
0,6	19290	20674
0,5	18400	21336
0,4	17720	21844
0,3	16950	22352
0,2	15153	23875
0,1	12792	25400
0,0	9840	28448

FIGURA 21-M

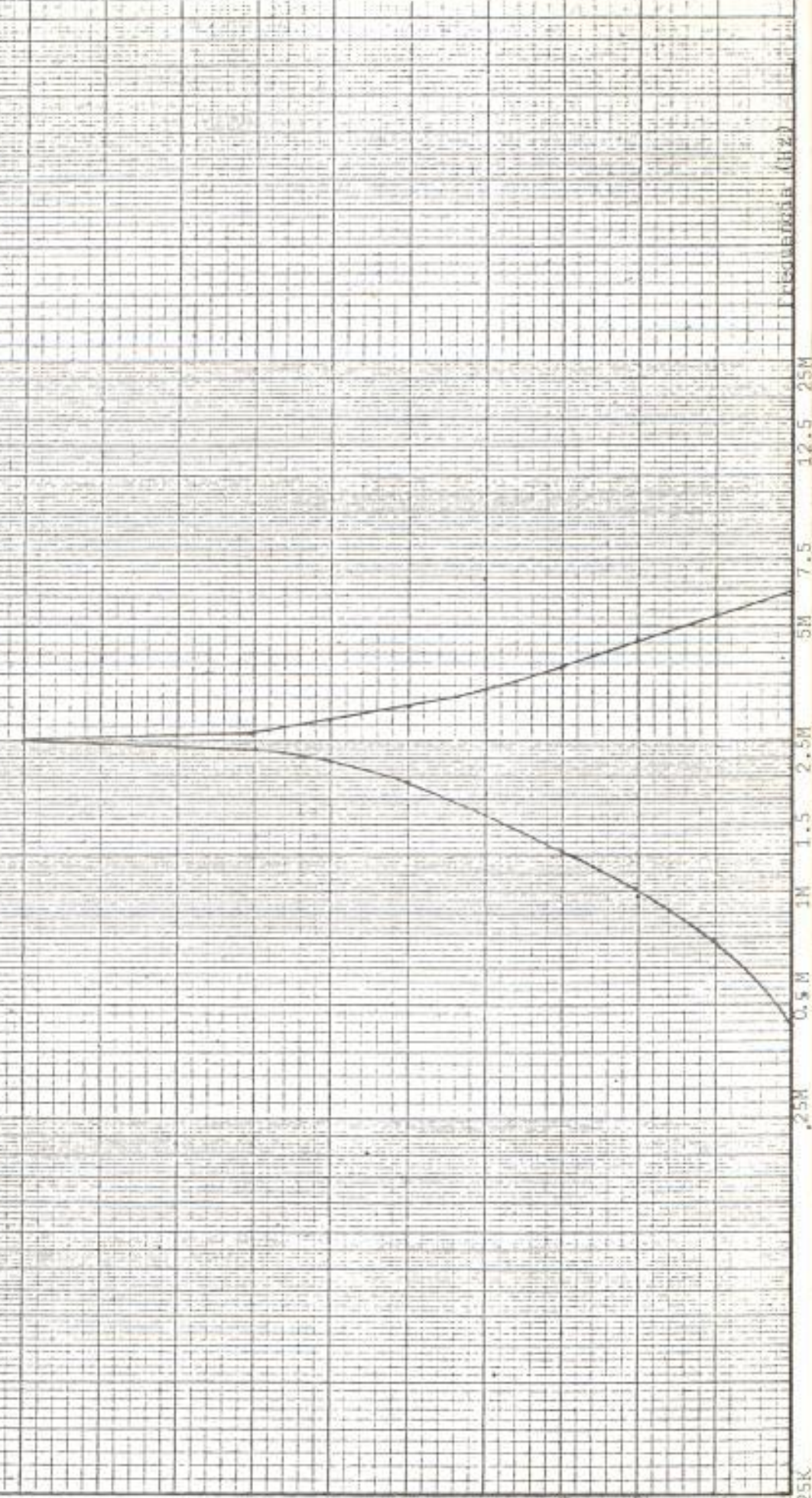
Frecuencia = 2.5 MHz

Sensibilidad

.0
.1
.2
.3
.4
.5
.6
.7
.8
.9
1.0

25K
0.25M
0.5M
1M
1.5
2.5M
5M
7.5
12.5
25M

Frecuencia (MHz)



Frecuencia = 2.5 MHz

selectividad

1.0

0.9

0.8

Frecuencias
MHz. bajas

200K

100K

0

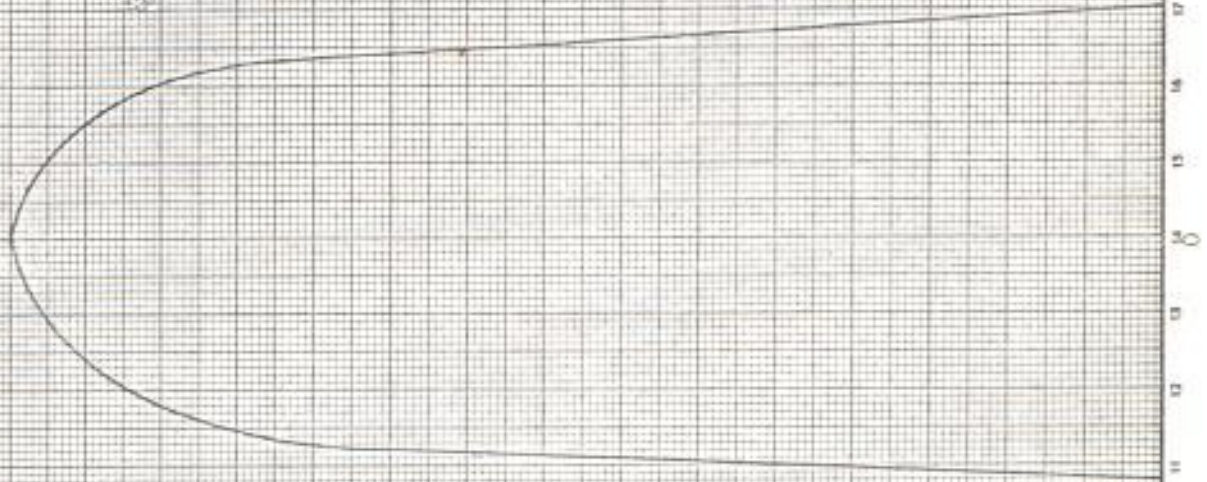
100K

200K

Frecuencia (MHz) más alta

La Habana-Ciudad 36

Hz fuera de resonancia



F I C U R A D 1-51

Frecuencia = 5 MHz

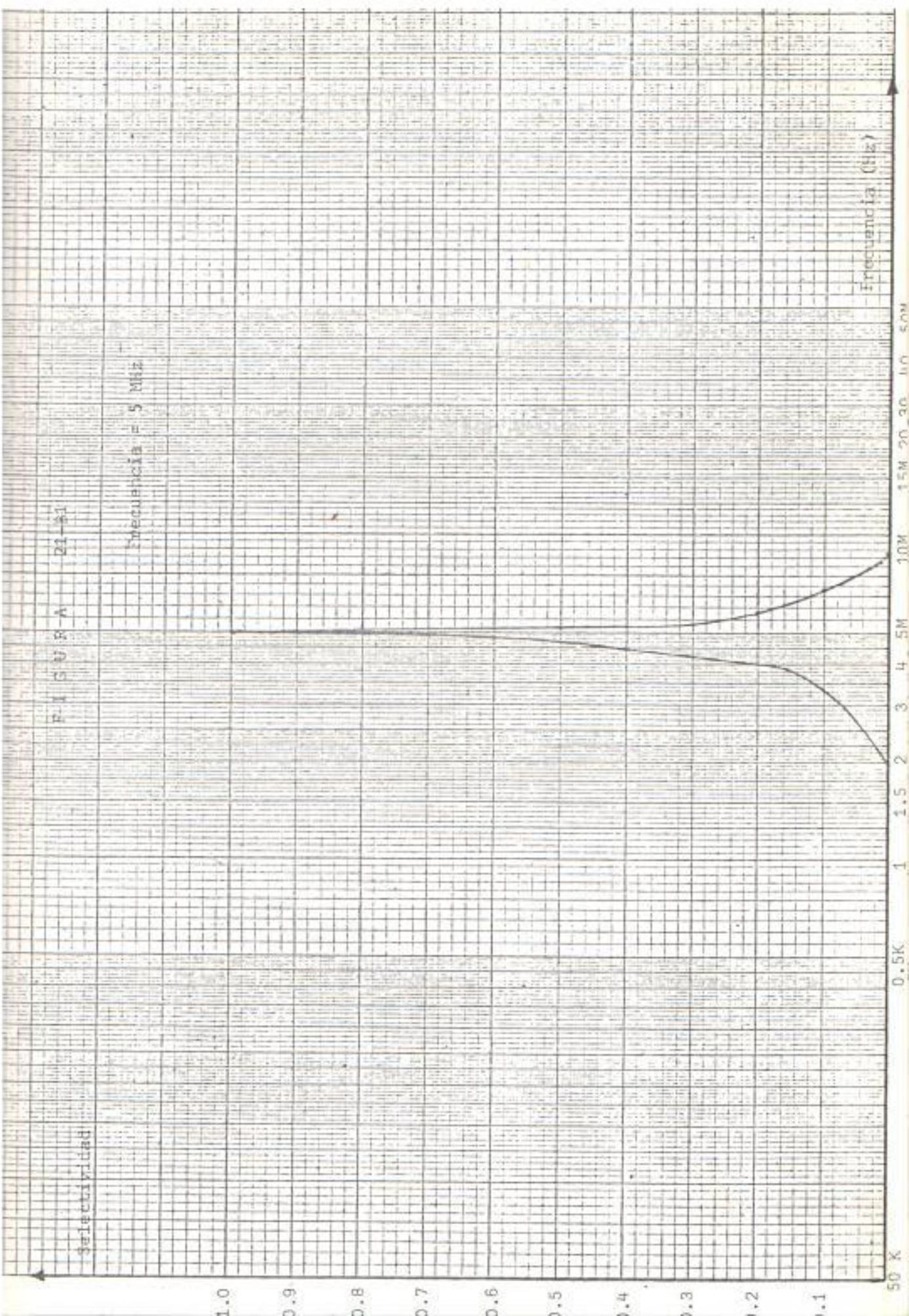
selectividad

Frecuencia (Hz)

1.0
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1

50 X

0.5K 1 1.5 2 3 4 5M 10M 15M 20 30 40 50M



Valores que han sido graficados en la Fig. 21 en la misma forma que en las curvas de respuesta de frecuencia de los circuitos sintonizados.

4.11. Conclusiones de los resultados de los Análisis Experimentales.

De las características de las respuestas de frecuencia pueden observarse que comparadas con la de los circuitos sintonizados ha disminuido el factor de mérito y en consecuencia ha aumentado el ancho de banda de cada preamplificador, y analizando el circuito equivalente del preamplificador para corriente alterna presentado en la Fig. 22:



FIGURA 22

tenemos que la variación es producida solamente por la resistencia de salida del transistor como se demostrará más adelante, por cuanto las capacitancias de la salida de transistor han sido incluidas como parte de los circuitos sintonizados.

1.12. Medición de las impedancias de salida de los preamplificadores sintonizados y Cálculos de las resistencias de salida de los transistores

Finalmente con el Medidor Vectorial de impedancias de RF Hewlett Packard Modelo 4815A se tomaron las impedancias de salida de los preamplificadores, con el objeto de poder acoplarla a la siguiente etapa y transferir la máxima potencia anotándose los siguientes resultados:

en la frecuencia $f = 2,5$ MHz $Z_0 = 12,7 \angle 0^\circ$ K Ω

en la frecuencia $f = 5$ MHz $Z_0 = 10 \angle 0^\circ$ K Ω

en la frecuencia $f = 10$ MHz $Z_0 = 6,15 \angle 0^\circ$ K Ω

en la frecuencia $f = 15$ MHz $Z_0 = 4,4 \angle 0^\circ$ K Ω

en la frecuencia $f = 20$ MHz $Z_0 = 4 \angle 0^\circ$ K Ω

Con estos valores se pudo calcular las resistencias de salida de los transistores:

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_T} + \frac{1}{R_R} \quad (30)$$

siendo:

R_0 = resistencias de salida del preamplificador

R_T = resistencia de salida del transistor

R_R = resistencia del circuito sintonizado en resonancia.

de donde:

$$\frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_R} = \frac{1}{R_T}$$

$$\frac{R_R - R_0}{R_0 R_R} = \frac{1}{R_T}$$

$$R_T = \frac{R_T R_R}{R_R - R_0} \quad (31)$$

reemplazando los respectivos valores a las diferentes frecuencias se obtuvieron la siguiente resistencia de salida de los transistores:

para la frecuencia de 2,5 MHz

$$R_T = \frac{12,7 \text{ K}\Omega \times 83 \text{ K}\Omega}{83 \text{ K}\Omega - 12,7 \text{ K}\Omega} = 15 \text{ K}\Omega$$

para la frecuencia de 5 MHz

$$R_T = \frac{10 \text{ K}\Omega \times 45 \text{ K}\Omega}{45 \text{ K}\Omega - 10 \text{ K}\Omega}$$

para la frecuencia de 10 MHz

$$R_T = \frac{6,25 \text{ K}\Omega \times 16 \text{ K}\Omega}{16 \text{ K}\Omega - 6,15 \text{ K}\Omega} = 10 \text{ K}\Omega$$

para la frecuencia de 15 MHz

$$R_T = \frac{4,5 \text{ K}\Omega \times 12,8 \text{ K}\Omega}{12,8 \text{ K}\Omega - 4,5 \text{ K}\Omega} = 7 \text{ K}\Omega$$

para la frecuencia de 20 MHz

$$R_T = \frac{4 \text{ K}\Omega \times 21 \text{ K}\Omega}{21 \text{ K}\Omega - 4 \text{ K}\Omega} = 5 \text{ K}\Omega$$

4.13. Análisis y Conclusiones de los resultados

De los valores de las resistencias de salida de los transistores y de las ecuaciones (25) y (4) pueden observarse los motivos para las curvas de las Fig. 21 para las respuestas de frecuencia de los preamplificadores sintonizados. Puesto que al disminuir los valores de R_p , disminuyen los factores de mérito y en consecuencia aumenta los anchos de banda de los mismos.

3.5. MEZCLADOR

3.5.1. Generalidades y selección de la frecuencia intermedia

Con el objeto de obtener una ganancia más alta y mejor estabilidad, las señales patrones de radiofrecuencia serán transformadas en una portadora de frecuencia menor, lo cual puede amplificarse más eficazmente.

La traslación de las señales patrones a bajas frecuencias se la realizará de un solo paso, valiéndonos de un mezclador que combine la señal entrante del preamplificador con la señal del oscilado local, mediante un transistor de unión bipolar operado en un amplificador de emisor común clase A, pero polarizado en su región no lineal, ya que si se trabaja en la porción donde, la relación no lineal entre la corriente de salida i_c y la tensión de entrada v_i del transistor tiene la forma:

$$i_c = A_0 + A_1 v_i + A_2 v_i^2 + A_3 v_i^3 + \dots \quad (32)$$

en donde v_i es la señal de entrada compuesta de las señales de: radiofrecuencia del preamplificador y la frecuencia osciladora:

$$v_i = A_{RF} \cos \omega_{RF} t + A_{OL} \cos \omega_{OL} t \quad (33)$$

tenemos que la corriente de salida será:

$$i_c = A_0 + A_1 (A_{RF} \cos \omega_{RF} t + A_{OL} \cos \omega_{OL} t) + A_2 (A_{RF} \cos \omega_{RF} t + A_{OL} \cos \omega_{OL} t)^2 + A_3 (A_{RF} \cos \omega_{RF} t + A_{OL} \cos \omega_{OL} t)^3$$

$$i_c = A_0 + A_1 A_{RF} \cos \omega_{RF} t + A_1 A_{OL} \cos \omega_{OL} t + A_2 A_{RF}^2 \cos^2 \omega_{RF} t + A_2 A_{OL}^2 \cos^2 \omega_{OL} t + 2 A_2 A_{RF} A_{OL} \cos \omega_{RF} t \cos \omega_{OL} t + A_3 A_{RF}^3 \cos^3 \omega_{RF} t + 3 A_3 A_{RF}^2 A_{OL} \cos^2 \omega_{RF} t \cos \omega_{OL} t + 3 A_3 A_{RF} A_{OL}^2 \cos \omega_{RF} t \cos^2 \omega_{OL} t + A_3 A_{OL}^3 \cos^3 \omega_{OL} t$$

$$i_c = A_0 + A_1 A_{RF} \cos \omega_{RF} t + A_1 A_{OL} \cos \omega_{OL} t + \frac{A_2 A_{RF}^2}{2} (\cos 2 \omega_{RF} t + 1) + \frac{A_2 A_{OL}^2}{2} (\cos 2 \omega_{OL} t + 1) + A_2 A_{RF} A_{OL} [\cos (\omega_{RF} + \omega_{OL}) t + \cos (\omega_{RF} - \omega_{OL}) t] + \frac{3}{4} A_3 A_{RF}^3 \cos \omega_{RF} t + \frac{1}{4} A_3 A_{RF}^3 \cos 3 \omega_{RF} t + \frac{3}{4} A_3 A_{RF}^2 A_{OL} [\cos (2 \omega_{RF} + \omega_{OL}) t + \cos \omega_{OL} t + \cos (2 \omega_{RF} - \omega_{OL}) t] + \dots \quad (34)$$

observándose del análisis matemático que bajo estas condiciones, cuando se aplican las dos señales con diferentes frecuen

cias al transistor, debido a la falta de linealidad de la característica del transistor, se produce en la salida una onda distorsionada, lo cual indica que se han generado nuevas frecuencias, que se suman a las dos frecuencias originales, una de las cuales, es la diferencia entre la frecuencia de la señal de entrada y la del oscilador local, que es la que tiene importancia para nuestro propósito, - constituyéndose en la frecuencia intermedia, mientras que si el transistor trabaja en la parte lineal, la salida es igual a la entrada, porque la corriente de colector es proporcional a las señales de entrada y por lo tanto, la salida no tiene nada más que las frecuencias que fueron aplicadas a la entrada.

!Considerando que la frecuencia intermedia debe ser lo suficientemente alta para tener una aceptable supresión de imágenes y lo suficientemente baja para obtener una buena selectividad, se ha escogido como tal, la frecuencia de 455 KHz, además porque es comercialmente muy usada, lo cual facilita la adquisición de componentes.!

Por lo tanto para que el circuito mezclador pueda generar dicha frecuencia intermedia para cada señal patrón, es necesario que los generadores locales proporcionen las siguientes frecuencias:

$$f_{OL} - f_{RF} = f_I$$

$$f_{oL} = f_I + f_{RF} \quad (36)$$

$$f_{oL} = 455 \text{ KHz} + f_{RF}$$

$$f_{oL1} = 455 \text{ KHz} + 2500 \text{ KHz} = 2955 \text{ KHz}$$

$$f_{oL2} = 455 \text{ KHz} + 5000 \text{ KHz} = 5455 \text{ KHz}$$

$$f_{oL3} = 455 \text{ KHz} + 10000 \text{ KHz} = 10455 \text{ KHz}$$

$$f_{oL4} = 455 \text{ KHz} + 15000 \text{ KHz} = 15455 \text{ KHz}$$

$$f_{oL5} = 455 \text{ KHz} + 20000 \text{ KHz} = 20455 \text{ KHz}$$

para cuando el receptor se encuentre sintonizado a las frecuencias de 2.5, 5, 10, 15 y 20 MHz respectivamente.

Las señales de los osciladores locales serán entonces:

$$v_{oL1} = A_{oL1} \cos 2\pi 2955 \times 10^3 t$$

$$v_{oL2} = A_{oL2} \cos 2\pi 5455 \times 10^3 t$$

$$v_{oL3} = A_{oL3} \cos 2\pi 10455 \times 10^3 t$$

$$v_{oL4} = A_{oL4} \cos 2\pi 15455 \times 10^3 t$$

$$v_{oL5} = A_{oL5} \cos 2\pi 20455 \times 10^3 t$$

5.2. Diseño del circuito de polarización del mezclador

El circuito mezclador utilizado en el diseño se presenta en la Fig. 23. La radiofrecuencia es aplicada a la base del transistor. La inyección de emisor se emplea para acoplar la señal de oscilador. Las dos señales son heterodinadas en el mezclador Q_1 . La frecuencia intermedia es seleccionada -

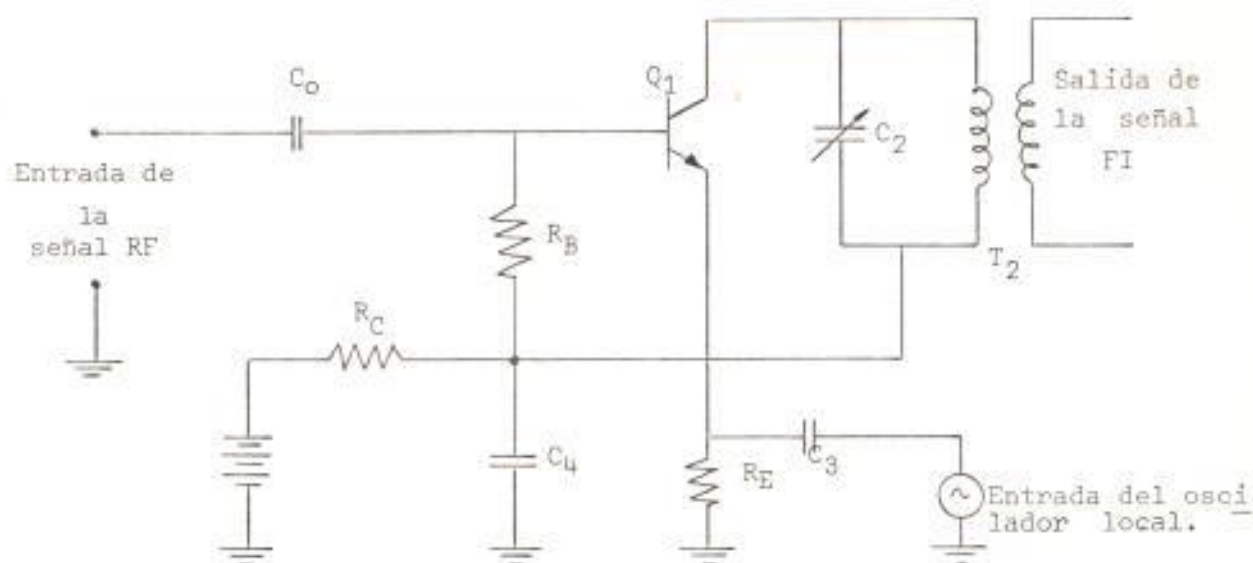


FIGURA 23

por el circuito tanque del colector; la frecuencia intermedia se acopla mediante el transformador T_2 a la etapa siguiente. El condensador C_0 sirve de acoplamiento de la señal de RF de la etapa anterior a circuito de base del mezclador Q_1 . El condensador C_3 es el elemento de acoplamiento de la señal del oscilador a circuito de emisor del mezclador Q_1 . La resistencia R_B proporciona una polarización de base. La resistencia R_C es una resistencia decaída de voltaje con el objeto de hacer que el punto de operación se encuentre localizado en la porción no lineal de la curva característica de transferencia dinámica. R_E es una resistencia estabilizadora que sirve a su vez de circuito receptor de la señal del oscilador. C_4 pone a masa con respecto a la señal, al extremo inferior

del circuito resonante sin proporcionar paso a la corriente continua, que anularía la polarización para el colector, y de esa manera obtener una resistencia de carga más óptima.

Para efectos de polarización el mezclador se reduce a un circuito con realimentación de colector y emisor como se aprecia en la Fig. 24.

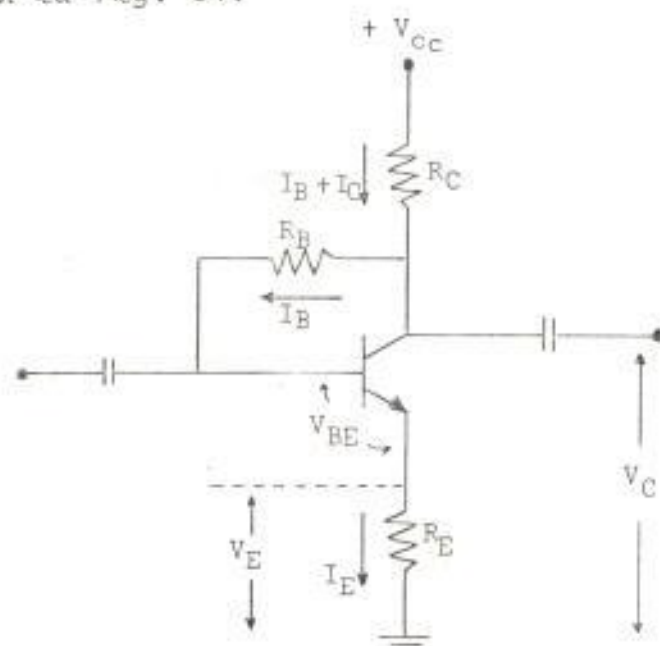


FIGURA 24.

Para este circuito se seleccionó el transistor 2N3904, tomando en consideración los mismos requerimientos de las características que para el transistor del preamplificador. - Las características del mismo pueden encontrarse en sus hojas de especificaciones⁽¹⁰⁾, y sus curvas características de colector obtenidas usando el Osciloscopio Tektronix Modelo 5103N con el Trazador de Curvas Heathkit-IT Modelo 1121, en

la Fig. 25.

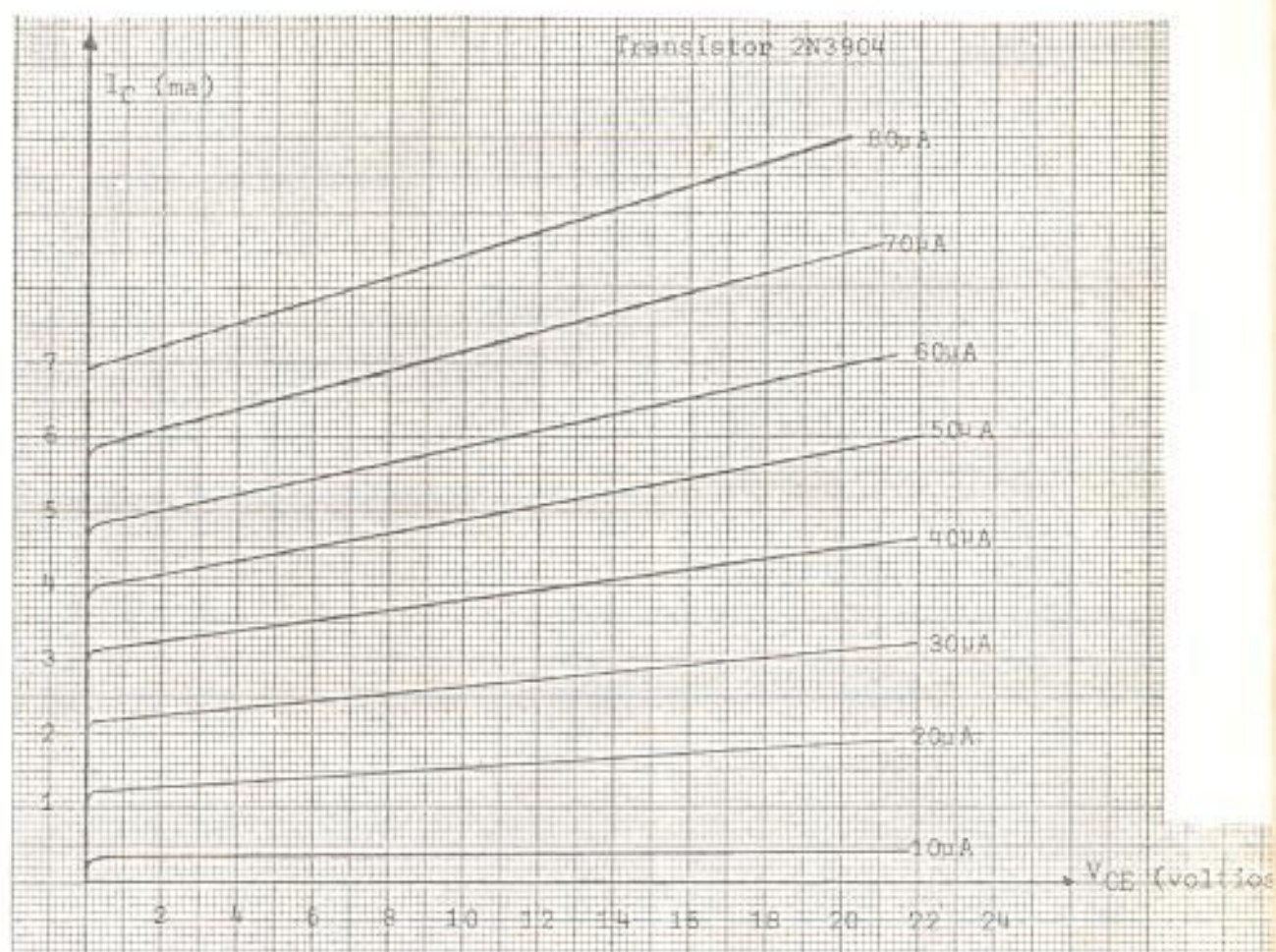


FIGURA 25

En vista de la dificultad que presenta el poder polarizar el circuito del mezclador justamente en la región no lineal del orden cuadrático a partir de las características de colector y transferencia del transistor, por cuanto las curvas únicamente nos permiten conocer la totalidad de la región no lineal y de ninguna manera la región cuadrática específica, se tuvo que llegar a ella por procedimientos netamente experimentales, introduciendo señales en el circuito de base y e

misor, con los generadores: Generador de Señales de Amplitud Constante Tektronix Modelo 191, Generador de Señales Hewlett Packard Modelo 8640 A respectivamente; y observando su salida en el Osciloscopio Tektronix 7623A con el Analizador de Espectros Tektronix Modelo TL12, inicialmente sobre el circuito de polarización hasta lograr aquella que permita generar la señal de la frecuencia intermedia y después incluyendo a la salida un filtro sintonizado a la frecuencia intermedia.

En el primer caso como carga de circuito se consideró la resistencia de polarización R_C sin el condensador C_4 de la Fig. 23; y en el segundo el circuito sintonizado, verdadera carga y salida de mezclador, con el condensador C_4 .

El procedimiento en esa secuencia fue con el objeto de observar los espectros de las diferentes armónicas de las frecuencias originales y, de la suma y diferencia de dichas frecuencias que se producían a la salida del mezclador, la optimización de la generación de la frecuencia de interés y selección de la misma mediante un circuito resonante, rechazando las otras frecuencias presentes en la salida del transistor.

5.3. Construcción del circuito de polarización y pruebas experimentales del mismo

Aprovechando el conocimiento de que la región no lineal se encuentra en puntos de operaciones con valores de voltaje

colector-emisor y corriente de colector muy bajos, así como también que a la frecuencia de 455 KHz la impedancia del circuito tanque sería alta, inicialmente se polarizó con $R_C = 25 \text{ K}\Omega$, $R_B = 2,5 \text{ K}\Omega$, $R_E = 1,5 \text{ K}\Omega$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$, obteniéndose con el Voltímetro RCA Modelo WV-98C las siguientes mediciones: voltaje de colector $V_C = 1,24 \text{ V}$, voltaje de base $V_B = 1,2 \text{ V}$, voltaje de emisor $V_E = 0,64 \text{ V}$, siendo por lo tanto el voltaje colector-emisor $V_{CE} = 0,6 \text{ V}$, la corriente de base $I_B = 16 \mu\text{a}$, la corriente de colector $I_C = 0,414 \text{ ma}$, la ganancia de corriente en condiciones estáticas $\beta = 25,88$ y cuando en estas condiciones se introducían en el mezclador, señales representando a las diferentes frecuencias patrones con sus respectivas frecuencias osciladoras, el circuito producía a su salida R_C solamente los espectros de las señales que estaban presentes en las entradas.

Por lo que hubo que cambiar la polarización con el propósito de lograr que en la salida aparezcan las señales con las frecuencias suma y diferencia de las originales, cambiándose a: $R_C = 25 \text{ K}\Omega$, $R_B = 2,5 \text{ K}\Omega$, $R_E = 1 \text{ K}\Omega$, midiéndose $V_C = 0,98 \text{ V}$, $V_B = 0,95 \text{ V}$, $V_E = 0,44 \text{ V}$, siendo por lo tanto $V_{CE} = 0,54 \text{ V}$, $I_B = 12 \mu\text{a}$, $I_C = 0,428 \text{ ma}$; $\beta = 35,67$, observándose que en la salida R_C únicamente existían los espectros correspondientes a las señales originales.

Con la polarización de $R_C = 25 \text{ K}\Omega$; $R_B = 2,5 \text{ K}\Omega$; $R_E = 0,6 \text{ K}\Omega$ se midieron $V_C = 0,79 \text{ V}$; $V_B = 0,76 \text{ V}$; $V_E = 0,27 \text{ V}$; obtenién-

dose $V_{CE} = 0,52 \text{ V}$; $I_B = 12 \mu\text{a}$; $I_C = 0,438 \text{ ma}$; $\beta = 35,67$, con el mismo resultado anterior a la salida.

Continuando con el procedimiento construimos el circuito con $R_C = 25 \text{ K}\Omega$, $R_B = 2,5 \text{ K}\Omega$; $R_E = 100 \Omega$, midiéndose $V_C = 0,56 \text{ V}$, $V_B = 0,54 \text{ V}$; $V_E = 0,45 \text{ V}$; siendo por lo tanto $V_{CE} = 0,51$; $I_B = 8 \mu\text{a}$, $I_C = 0,449 \text{ ma}$, $\beta = 56,12$; observándose el espectro de numerosas frecuencias presentes a la salida del mezclador, una de las cuales correspondía a la diferencia entre la del oscilador local y la señal de entrada.!

Luego cambiamos a $R_C = 25 \text{ K}\Omega$, $R_B = 2,5 \text{ K}\Omega$; $R_E = 92 \Omega$, midiéndose $V_C = 0,545 \text{ V}$; $V_B = 0,52 \text{ V}$; $V_E = 0,045 \text{ V}$; calculando $V_{CE} = 0,50 \text{ V}$; $I_B = 10 \mu\text{a}$, $I_C = 0,458 \text{ ma}$; $\beta = 44,82$ manteniéndose entre otros, el espectro de la señal con la frecuencia igual a la diferencia entre las dos frecuencias originales de entrada pero disminuida en su nivel.

Finalmente apreciamos que para valores más pequeños de R_E el transistor dejaba de operar, por lo que la polarización más óptima fue con: $R_C = 25 \text{ K}\Omega$, $R_B = 2,5 \text{ K}\Omega$ y $R_E = 100 \mu$, quedando entonces el circuito con dichas especificaciones como se puede apreciar en la Figura 26.

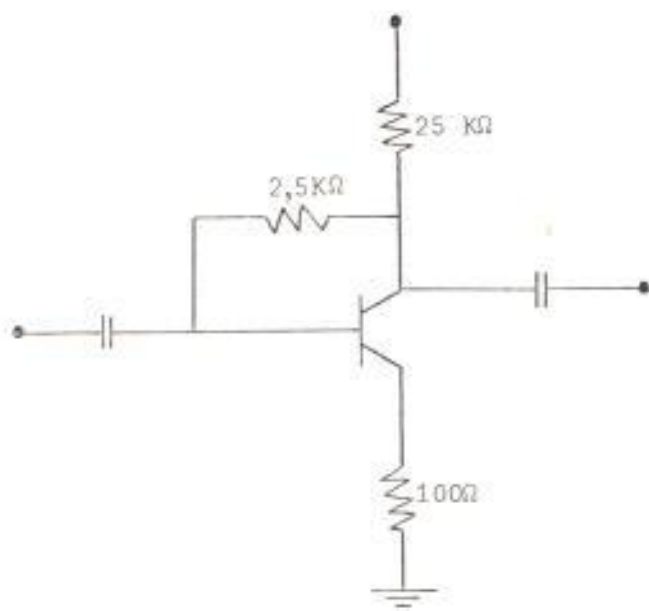


FIGURA 26

A continuación se presentan los cálculos de V_{CE} , I_B , I_C , y β a partir de las mediciones de V_C , V_B y V_E , para los puntos de operación mencionados:

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$V_{CE1} = 1,24 \text{ V} - 0,64 \text{ V} = 0,60 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = 0,98 \text{ V} - 0,44 \text{ V} = 0,54 \text{ V}$$

$$V_{CE3} = 0,79 \text{ V} - 0,27 \text{ V} = 0,52 \text{ V}$$

$$V_{CE4} = 0,56 \text{ V} - 0,045 \text{ V} = 0,51 \text{ V}$$

$$V_{CE5} = 0,545 \text{ V} - 0,042 \text{ V} = 0,50 \text{ V}$$

$$I_B = (V_C - V_B) / R_B$$

$$I_{B1} = (1,24 \text{ V} - 1,2 \text{ V}) / 2500 = 16 \text{ } \mu\text{a}$$

$$I_{B2} = (0,98 \text{ V} - 0,95 \text{ V}) / 2500 = 12 \text{ } \mu\text{a}$$

$$I_{B3} = (0,79 \text{ V} - 0,76 \text{ V}) / 2500\Omega = 12 \mu\text{a}$$

$$I_{B4} = (0,56 \text{ V} - 0,54 \text{ V}) / 2500\Omega = 8 \mu\text{a}$$

$$I_{B5} = (0,545 \text{ V} - 0,52 \text{ V}) / 2500\Omega = 10 \mu\text{a}$$

$$I_C = (V_{CC} - V_C) / R_C - I_B$$

$$I_{C1} = (12 \text{ V} - 1,24 \text{ V}) / 25 \text{ K}\Omega - 16\mu\text{a} = 0,414 \text{ ma}$$

$$I_{C2} = (12 \text{ V} - 0,98 \text{ V}) / 25 \text{ K}\Omega - 12\mu\text{a} = 0,428 \text{ ma}$$

$$I_{C3} = (12 \text{ V} - 0,79 \text{ V}) / 25 \text{ K}\Omega - 12\mu\text{a} = 0,438 \text{ ma}$$

$$I_{C4} = (12 \text{ V} - 0,56 \text{ V}) / 25 \text{ K}\Omega - 8\mu\text{a} = 0,449 \text{ ma}$$

$$I_{C5} = (12 \text{ V} - 0,545 \text{ V}) / 25 \text{ K}\Omega - 10\mu\text{a} = 0,448 \text{ ma}$$

$$\beta = I_C / I_B$$

$$\beta_1 = 0,414 \text{ ma} / 16 \mu\text{a} = 25,88$$

$$\beta_2 = 0,428 \text{ ma} / 12 \mu\text{a} = 35,67$$

$$\beta_3 = 0,438 \text{ ma} / 12 \mu\text{a} = 36,50$$

$$\beta_4 = 0,449 \text{ ma} / 8 \mu\text{a} = 56,12$$

$$\beta_5 = 0,448 \text{ ma} / 10 \mu\text{a} = 44,82$$

5.4. Circuito selector de la señal de frecuencia intermedia

Una vez obtenida la polarización más óptima se procedió a colocar en serie con el colector, el circuito que selecciona la señal de frecuencia intermedia, esto es, la señal cuya frecuencia es la diferencia entre la frecuencia del oscilador local y la de la etapa de radiofrecuencia, que será la que excitará los amplificadores correspondientes, rechazando las otras frecuencias presentes en la corriente de colector

del transistor, el dispositivo que realizará esta labor es un transformador comercial de frecuencia intermedia de 455 KHz con las siguientes características de impedancia:

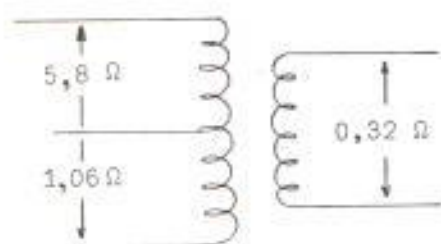


FIGURA 27

valores medidos con Multímetro Digital Fluke Modelo 8000A.

Estos transformadores comerciales tienen la particularidad que vienen diseñados y contruidos de tal manera que, a aprovechando la capacitancia propia del bobinado resuenan a la frecuencia intermedia de 455 KHz y aún más, tienen un ajuste que una vez colocado en el circuito, permite calibrar lo exactamente a dicha frecuencia, absorbiendo cualquier influencia de algún elemento externo. En este caso se conectó de la siguiente forma:

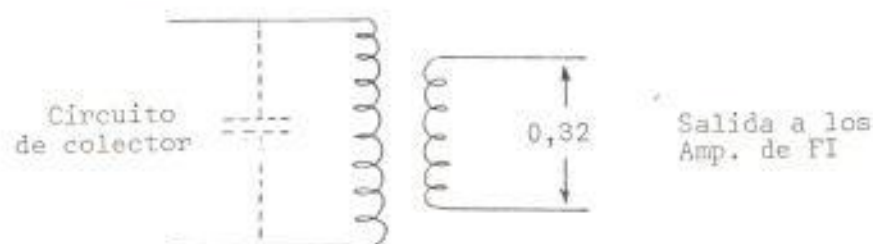


FIGURA 28

quedando por lo tanto el circuito mezclador reducido a la siguiente configuración:

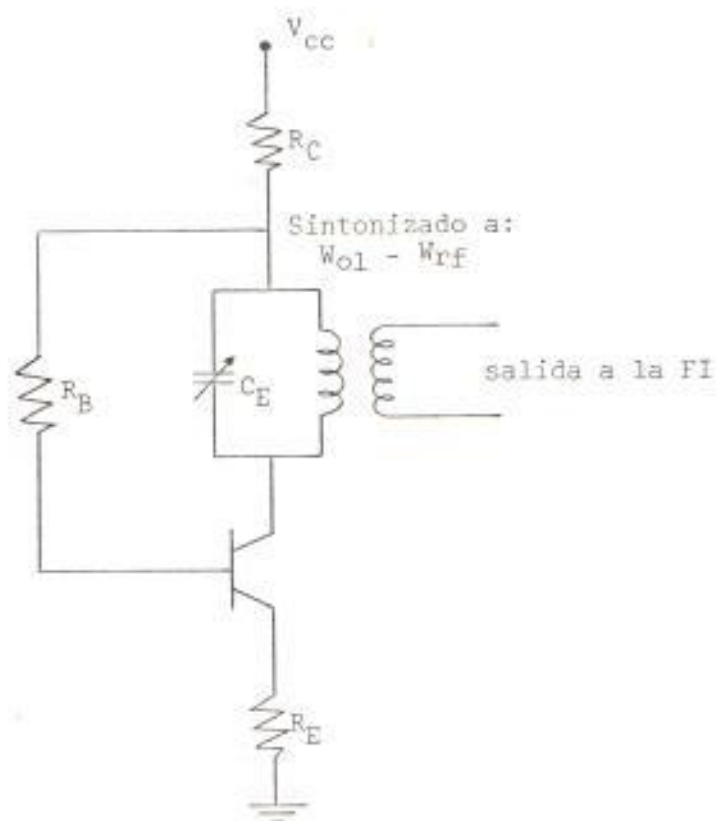


FIGURA 29

La inclusión del circuito resonante en paralelo formado por el condensador C_2 y el primario del transformador de FI no afecta la polarización del circuito por cuanto para efectos de corriente continua el circuito es prácticamente un cortocircuito, en cambio para efectos de corriente alterna aumenta considerablemente la resistencia de carga, puesto que en resonancia presenta una impedancia relativamente alta, e-

xistiendo una pérdida en R_C que no tiene objeto, por lo que para compensar el aumento de resistencia de carga con respecto a las pruebas de polarización y evitar la pérdida de potencia de corriente alterna en R_C , incluimos un condensador C_4 para conectar a masa el extremo superior del circuito sintonizado, lo cual no interfiere la polarización reduciéndose el circuito al mostrado en la Fig. 30.

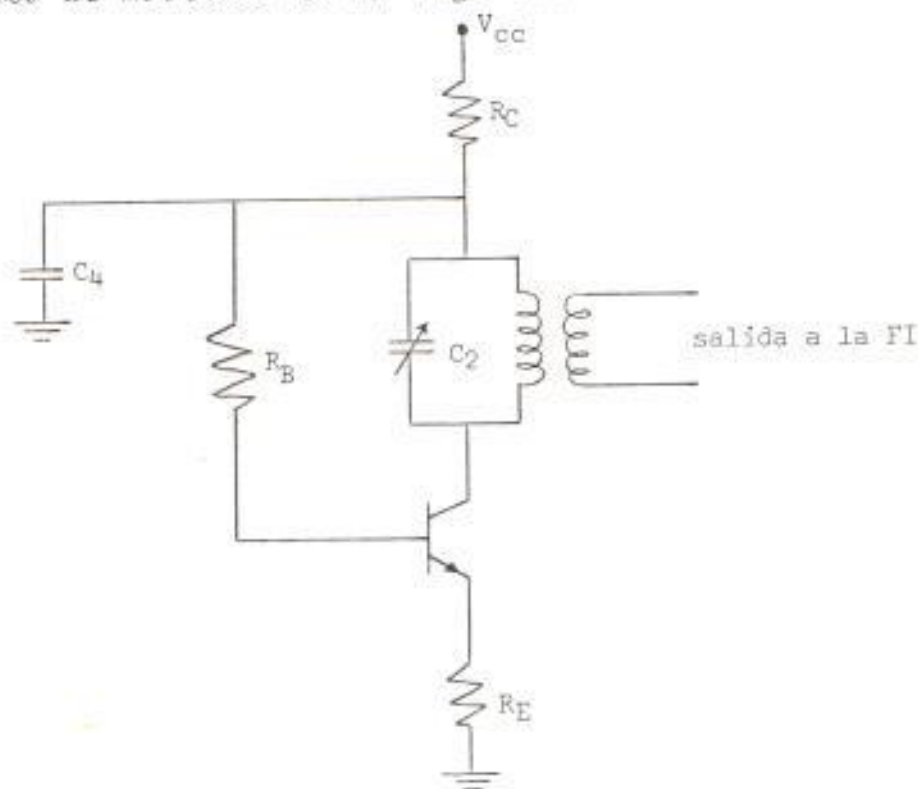


FIGURA 30

5.5. Construcción del circuito mezclador y pruebas experimentales del mismo.

Luego procedí a inyectar las diferentes señales de las frecuencias patrones en el circuito de base y sus correspondientes señales de los osciladores en el circuito emisor, como se

muestra en la Fig. 31, /con el propósito de analizar el comportamiento del mezclador para diferentes niveles de las señales de entrada, lo cual se realizó manteniendo para diferentes valores constante el nivel de la señal de entrada en el circuito de base, y variando el nivel de entrada del oscilador local, con el objeto de concluir cual debe ser el nivel de salida más óptimo de los osciladores locales en el -

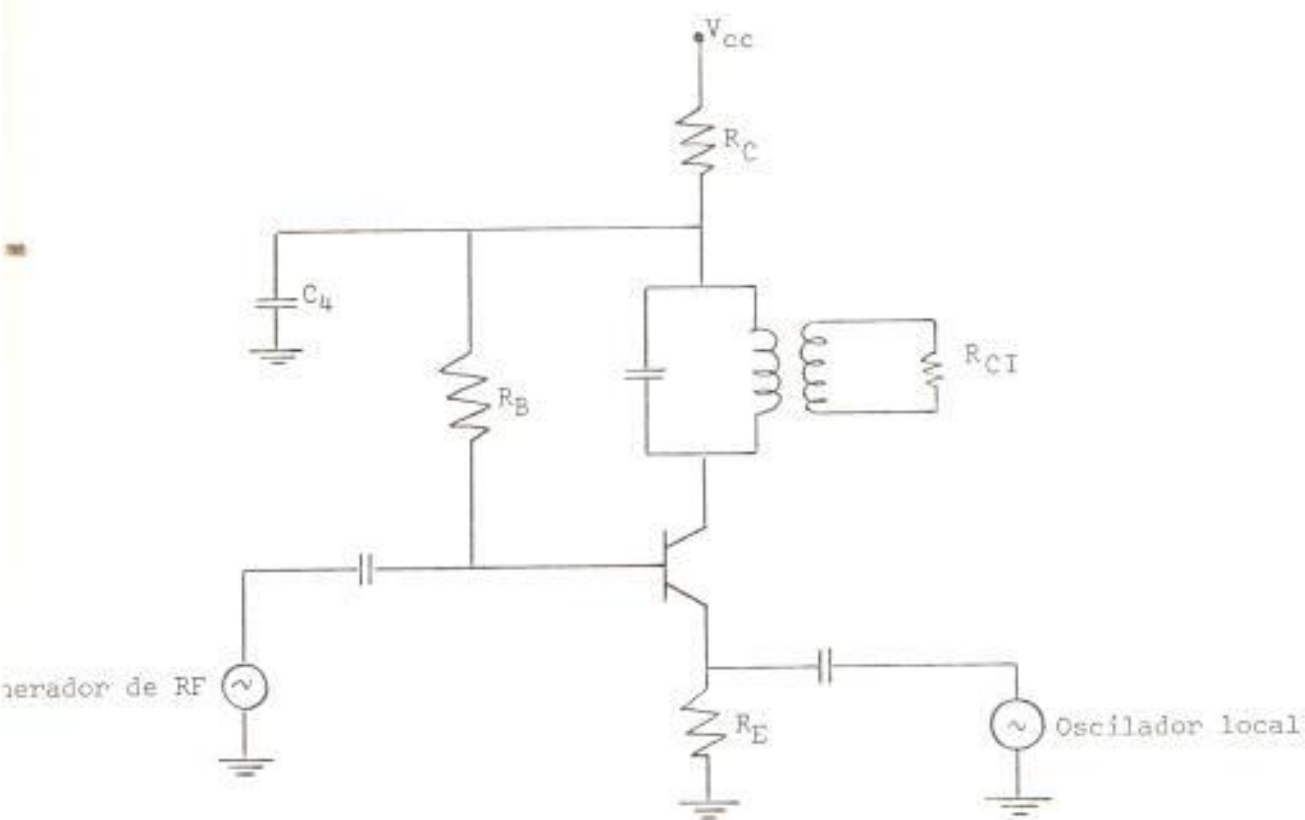


FIGURA 31

receptor, obteniéndose como resultado en las diferentes frecuencias patrones, que la mejor señal de frecuencia intermedia se la obtenía cuando el oscilador local introducía una

señal de 50 mV en el mezclador.

A continuación se presentan los resultados obtenidos de señal de frecuencia intermedia con la introducción de 0,5 mV de señal de RF proveniente del preamplificador y 50 mV de señal del oscilador local:

en la frecuencia patrón de 2,5 MHz

$$V_{RF} = 0,5 \text{ mV} \quad V_{OL} = 50 \text{ mV} \quad V_{FI} = 0,2 \text{ mV}$$

en la frecuencia patrón de 5 MHz

$$V_{RF} = 0,5 \text{ mV} \quad V_{OL} = 50 \text{ mV} \quad V_{FI} = 0,2 \text{ mV}$$

en la frecuencia patrón de 10 MHz

$$V_{RF} = 0,5 \text{ mV} \quad V_{OL} = 50 \text{ mV} \quad V_{FI} = 0,2 \text{ mV}$$

en la frecuencia patrón de 15 MHz

$$V_{RF} = 0,5 \text{ mV} \quad V_{OL} = 50 \text{ mV} \quad V_{FI} = 0,3 \text{ mV}$$

en la frecuencia patrón de 20 MHz

$$V_{RF} = 0,5 \text{ mV} \quad V_{OL} = 50 \text{ mV} \quad V_{FI} = 0,4 \text{ mV}$$

En esas condiciones, cuando se eliminaba las señales de los osciladores locales, se observaba en la salida del mezclador que desaparecía la señal de FI y que en cambio se obtenía una señal muy reducida a la misma frecuencia que la señal introducida, los resultados obtenidos en las diferentes frecuencias fueron:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad V_{\text{entrada}} = 0,5 \text{ mV} \quad V_{\text{salida}} = 0,05 \text{ mV}$$

$f = 5 \text{ MHz}$	$V_{\text{entrada}} = 0,5 \text{ mV}$	$V_{\text{salida}} = 0,02 \text{ mV}$
$f = 10 \text{ MHz}$	$V_{\text{entrada}} = 0,5 \text{ mV}$	$V_{\text{salida}} = 0,0075 \text{ mV}$
$f = 15 \text{ MHz}$	$V_{\text{entrada}} = 0,5 \text{ mV}$	$V_{\text{salida}} = 0,0075 \text{ mV}$
$f = 20 \text{ MHz}$	$V_{\text{entrada}} = 0,5 \text{ mV}$	$V_{\text{salida}} = 0,0075 \text{ mV}$

de la misma manera, cuando en las condiciones anteriores se eliminaba las señales de entrada a la base y se mantenía la señal de 50 mV del oscilador, se observaba en la salida del mezclador, que desaparecía la señal de FI y que en cambio se obtenía una señal también reducida con la misma frecuencia que la señal introducida, obteniéndose para las diversas frecuencias los siguientes resultados:

$f = 2,5 \text{ MHz}$	$V_{\text{entrada}} = 50 \text{ mV}$	$V_{\text{salida}} = 1,8 \text{ mV}$
$f = 5 \text{ MHz}$	$V_{\text{entrada}} = 50 \text{ mV}$	$V_{\text{salida}} = 0,75 \text{ mV}$
$f = 10 \text{ MHz}$	$V_{\text{entrada}} = 50 \text{ mV}$	$V_{\text{salida}} = 0,75 \text{ mV}$
$f = 15 \text{ MHz}$	$V_{\text{entrada}} = 50 \text{ mV}$	$V_{\text{salida}} = 0,75 \text{ mV}$
$f = 20 \text{ MHz}$	$V_{\text{entrada}} = 50 \text{ mV}$	$V_{\text{salida}} = 0,75 \text{ mV}$

— Se observó también que la mínima señal de entrada en el circuito de base, para el cual el mezclador trabajaba, obteniendo señal de FI a su salida era de 10 μV .

3.6. SISTEMA DE ACÓPLAMIENTO DEL PREAMPLIFICADOR AL MEZCLADOR

6.1. Mediciones de las impedancias de entrada del mezclador

Una vez terminado de diseñar, construir y analizar el mezclador, se procedió a medir su impedancia de entrada con el Medidor Vectorial de Impedancias de RF Hewlett Packard Modelo 4815A con el objeto de seleccionar el método de acoplamiento del mezclador a la etapa anterior, obteniéndose los siguientes valores:

$f = 2,5 \text{ MHz}$	$Z_e = 2350 \angle -33^\circ \Omega = 1970,88 - j 1277,90 \Omega$
$f = 5 \text{ MHz}$	$Z_e = 1700 \angle -50^\circ \Omega = 1092,74 - j 1302,28 \Omega$
$f = 10 \text{ MHz}$	$Z_e = 1050 \angle -60^\circ \Omega = 525,00 - j 909,33 \Omega$
$f = 15 \text{ MHz}$	$Z_e = 700 \angle -70^\circ \Omega = 239,41 - j 657,78 \Omega$
$f = 20 \text{ MHz}$	$Z_e = 440 \angle -75^\circ \Omega = 113,88 - j 440,01 \Omega$

Lo cual nos indica que la impedancia de entrada presenta una parte resistiva y otra reactiva capacitiva, conectadas en serie, de la parte real de Z_e obtenemos los valores de la resistencia, y de la parte imaginaria de Z_e los valores de las capacitancias:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad R = 1970,88 \Omega \quad C = \frac{1}{2\pi \times 2,5 \times 10^6 \times 1279,9} = 49,73 \text{ pF}$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad R = 1092,74 \Omega \quad C = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^6 \times 1302,28} = 24,44 \text{ pF}$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad R = 525 \Omega \quad C = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^6 \times 909,33} = 17,5 \text{ pF}$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad R = 239,41\Omega \quad C = \frac{1}{2\pi \times 15 \times 10^6 \times 657,78} = 16,13 \text{ pF}$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad R = 113,88\Omega \quad C = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^6 \times 440,01} = 18 \text{ pF}$$

6.2. Cálculo de los circuitos equivalentes de las impedancias de entrada del mezclador.

Los valores medidos en el numeral anterior transferidos a su impedancia equivalente en paralelo R_C utilizando las ecuaciones (11) y (12) se transforman en:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad C = 49,73 \text{ pF} \quad R_p = (1279,8)^2 \frac{1}{1970,88} + 1970,88 = 2801,92\Omega$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad C = 24,44 \text{ pF} \quad R_p = (1302,28)^2 \frac{1}{1092,74} + 1092,74 = 2644,74\Omega$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad C = 17,5 \text{ pF} \quad R_p = (1909,33)^2 \frac{1}{525} + 525 = 2100,01\Omega$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad C = 16,13 \text{ pF} \quad R_p = (657,78)^2 \frac{1}{239,42} + 239,41 = 2046,66\Omega$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad C = 18 \text{ pF} \quad R_p = (440,01)^2 \frac{1}{113,88} + 113,88 = 1813,99\Omega$$

6.3. Análisis y conclusiones de los resultados

El acoplamiento del preamplificador al mezclador se ha reducido por lo tanto al acoplamiento de las impedancias de salida del primero que son únicamente resistivas: 12,7; 10,6,15; 4,5; 4 K Ω para las frecuencias de 2,5, 5, 10, 15, 20 MHz respectivamente y los circuitos RC en paralelo del segundo, cuyos

valores se observan en el numeral 3.6.2.

Por supuesto la red de acoplamiento de interetapa debe estar diseñada para trasladar la potencia máxima desde la salida de la etapa preamplificador a la entrada de la etapa mezcladora. Esta condición requiere que una mínima pérdida de potencia sea introducida por la red de acoplamiento, y además iguales la impedancia de salida del preamplificador a la de entrada del mezclador.

5.4. Diseño y Cálculo de los circuitos de acoplamiento

Considerando los valores de las impedancias por acoplarse, así como también que la carga de circuito preamplificador está constituida por un circuito resonante sintonizado, se ha seleccionado para el acoplamiento del preamplificador al mezclador, la utilización de un transformador, de tal manera que el condensador y el primario del transformador formen el circuito resonante en paralelo para la señal de radiofrecuencia de la etapa preamplificadora y a su vez está acoplado al secundario no resonante del transformador, el cual está conectado por medio de un condensador a circuito de base del mezclador, por lo tanto la red de acoplamiento se reducirá a un circuito como el mostrado en la Figura 32:

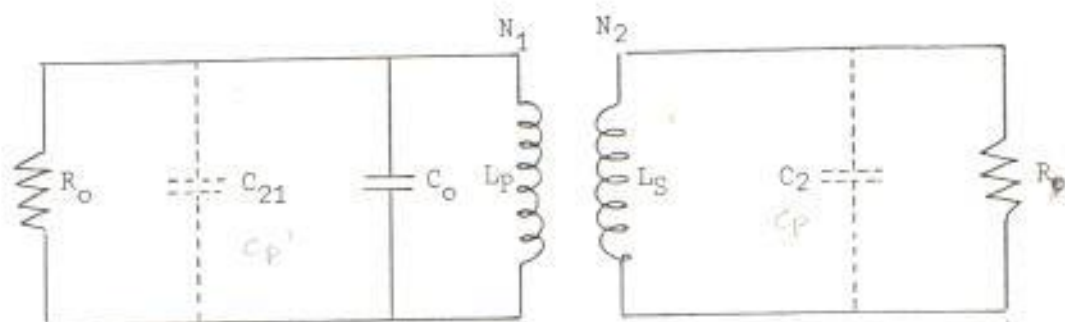


FIGURA 32

en el cual si:

R_o = la resistencia de salida del preamplificador

R_e = la resistencia de entrada del mezclador.

C_p = el condensador del circuito resonante del preamplificador.

L_1 = la inductancia del primario del transformador.

L_2 = la inductancia del secundario del transformador

N_1 = la cantidad de vueltas en los devanados del primario.

N_2 = la cantidad de vueltas en el devanado del secundario.

la relación de vueltas m del primario con el secundario bajo condiciones apareadas es [1]:

$$m = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_o}{R_e}}$$

de donde:

$$N_2 = N_1 \sqrt{\frac{R_e}{R_o}}$$

y reemplazando los valores de N_1 , R_e y R_o correspondientes a las diferentes frecuencias patrones tenemos que para:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad N_2 = 172 \quad \sqrt{\frac{2801,92}{12700}} = 80,90$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad N_2 = 70,55 \quad \sqrt{\frac{2644,74}{10000}} = 36,28$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad N_2 = 47,12 \quad \sqrt{\frac{2100,01}{6150}} = 27,53$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad N_2 = 37,07 \quad \sqrt{\frac{2046,66}{4500}} = 25,00$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad N_2 = 33,89 \quad \sqrt{\frac{1813,99}{4000}} = 15,37$$

Además como existen capacitancias C_2 en el circuito secundario, son reflejadas mediante el transformador a circuito primario con una capacitancia C_{21} de valor:

$$C_{21} = \frac{C_2}{m^2}$$

pero como $m = \sqrt{\frac{R_o}{R_e}}$

C_{21} se reduce a:

$$C_{21} = \frac{C_2}{R_o/R_e}$$

$$C_{21} = \frac{R_e}{R_o} C_2$$

y calculando para los diferentes canales tendremos que para:

$$f = 2,5 \text{ MHz} \quad C_{21} = \frac{2801,92}{12700} 49,73 \times 10^{-12} = 10,97 \text{ pF}$$

$$f = 5 \text{ MHz} \quad C_{21} = \frac{2644,74}{10000} 24,44 \times 10^{-12} = 6,46 \text{ pF}$$

$$f = 10 \text{ MHz} \quad C_{21} = \frac{2100,01}{6150} 17,5 \times 10^{-12} = 5,98 \text{ pF}$$

$$f = 15 \text{ MHz} \quad C_{21} = \frac{2046,66}{4500} 16,13 \times 10^{-12} = 7,34 \text{ pF}$$

$$f = 20 \text{ MHz} \quad C_{21} = \frac{1813,99}{4000} 18 \times 10^{-12} = 8,16 \text{ pF}$$

6.5. Conclusiones de los resultados

Las capacitancias del secundario del transformador reflejadas en el primario del mismo van a desintonizar los circuitos resonantes ya calculados de los preamplificadores, por lo que será necesario una nueva calibración de aquellos o en su efecto estos valores deberán ser disminuidos de los condensadores de 68, 68, 56, 56, y 47 pF de los circuitos sintonizados de los preamplificadores, para compensar el aumento de capacitancia producido por la etapa del mezclador.

Quedando el circuito mezclador finalmente con la configuración mostrada en la Fig. 33.

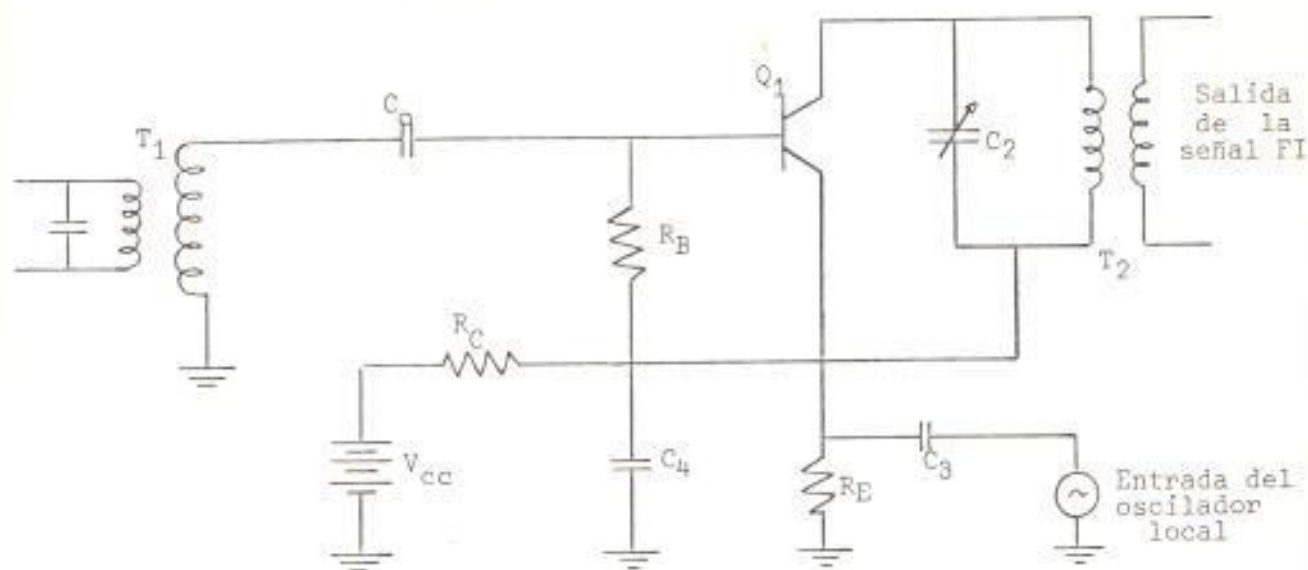


FIGURA 33

3.7. OSCILADOR

7.1. Diseño del Circuito Oscilador

En vista de que el receptor va a funcionar a frecuencias fijas puede conseguirse una muy buena estabilidad de frecuencias utilizando en el diseño osciladores controlados por cristal, los cuales proporcionan esta característica como consecuencia de la explotación de un circuito de Q muy alto. En la Fig. 34 se presenta el circuito equivalente eléctrico de un cristal.

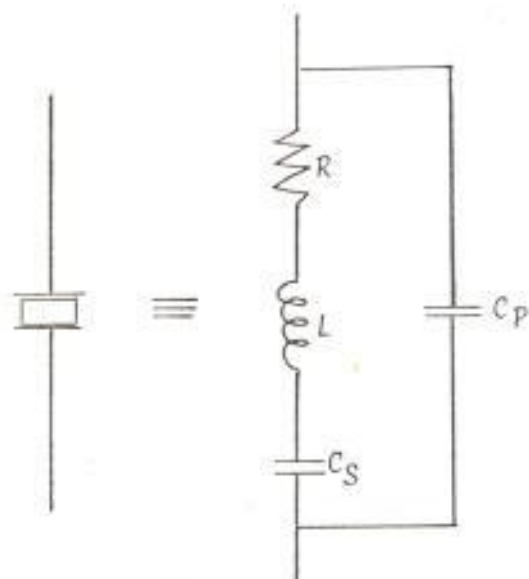


FIGURA 34

y de los muchos circuitos que pueden desarrollarse con cristales seleccionaremos el Oscilador Pierce, cuya configuración se presenta en la Fig. 35.

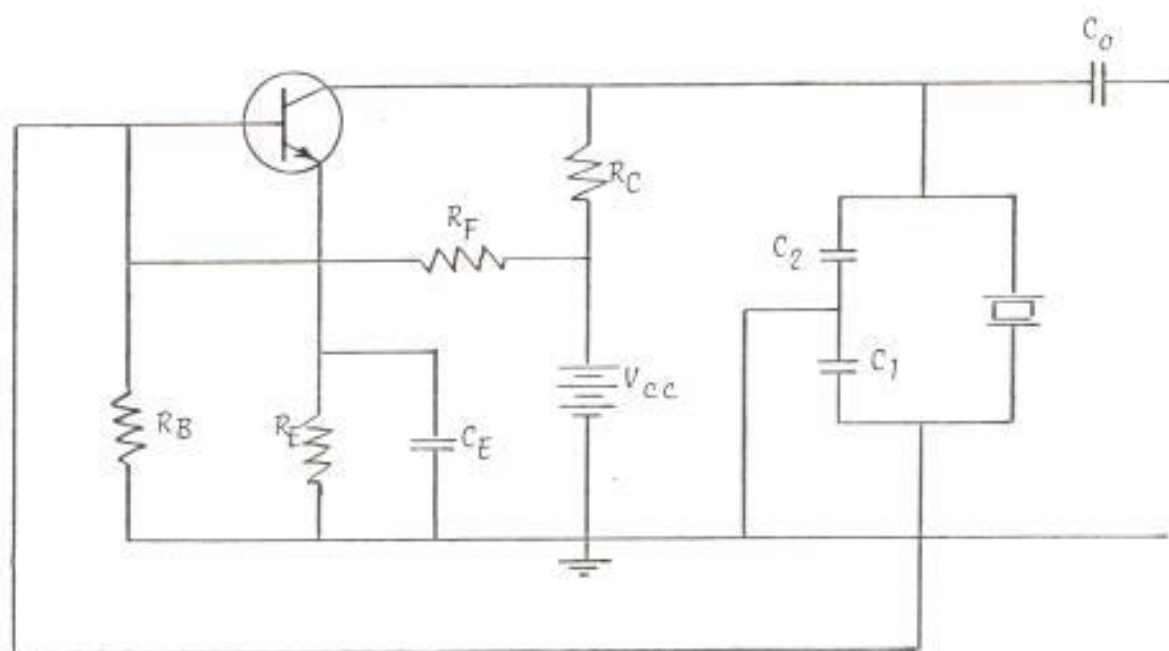


FIGURA 35

en el cual el cristal da la inductancia necesaria para operación muy cerca de su frecuencia resonante natural, y así un cambio de la capacitancia de sintonización cambia la impedancia de circuito sintonizado, pero tiene poca influencia sobre la frecuencia de oscilación, debido al cambio compensador de inductancia efectiva.

Este circuito esencialmente es un oscilador de cristal - del Tipo Colpitts, con regeneración de colector y base, en el cual la realimentación es suministrada desde el colector a la base. La resistencia R_B , R_C y R_F proporcionan la polarización adecuada y las condiciones de estabilización al circuito. La resistencia R_E es la resistencia de anulación del emisor. El condensador C_E deriva la señal de corriente alterna alrededor de la resistencia R_E y evita la degeneración. El circuito de sintonización que determina la frecuencia de oscilación está formado de cristal y los condensadores conectados en paralelo con aquel constituyendo un circuito tanque resonante. Los condensadores entre colector-tierra y tierra-base forman un divisor de voltaje, el voltaje desarrollado a través de este último es el voltaje de realimentación.

7.2. Cálculo de los Criterios de Oscilación

Las condiciones para oscilación en función de los elementos de circuito pueden ser derivadas desde las ecuaciones de lazo del circuito equivalente clase A simplificado mostrado en

la Fig. 36 del circuito oscilador de la Fig. 35, en el cual el parámetro h_{re} se asume que sea cero. Si la razón de la corriente $I_1/I_3 \geq 1 \angle 0^\circ$ el circuito oscilará.

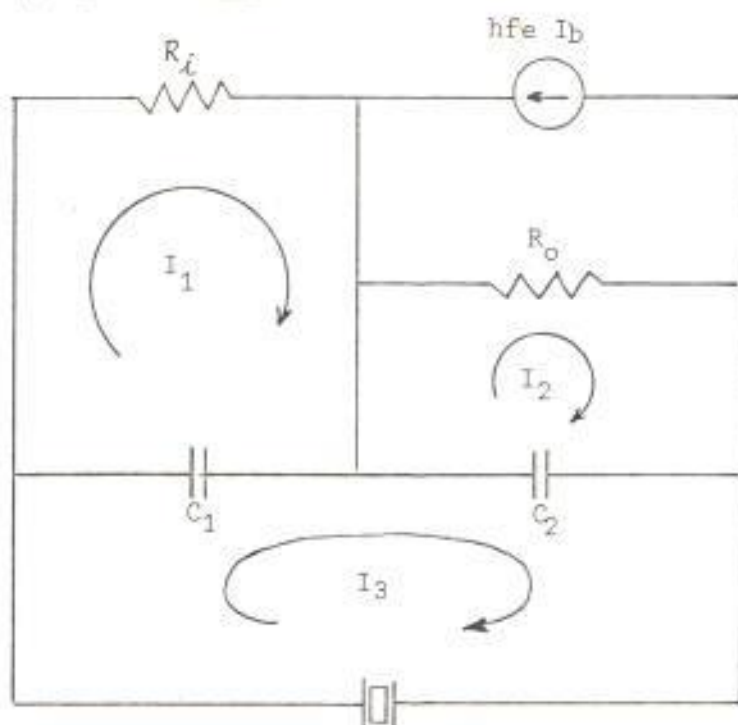


FIGURA 36

en el cual:

$$h_{re} = 0$$

$$R_i = h_{ie} \parallel R_B \parallel R_F$$

$$R_o = h_{oe} \parallel R_{e_{ec}}$$

C_1 = capacitancia de entrada del circuito exclusivamente amplificador del oscilador más la capacitancia externa conectada entre base y tierra.

C_2 = capacitancia de salida del circuito exclusivamente amplificador del oscilador más la capacitancia externa conectada entre colector y tierra.

Como las capacitancias C_1 y C_2 afectan la frecuencia del oscilador, la operación de cristal está por encima de la fre-

cuencia de la resonancia en serie, la reactancia inductiva de la inductancia L del cristal es mayor que la reactancia capacitiva C_s . La combinación $(L$ y $C_s)$ aparece entonces como una inductancia neta, en serie con la resistencia R propia del cristal. Reduciéndose el circuito equivalente a la siguiente configuración:

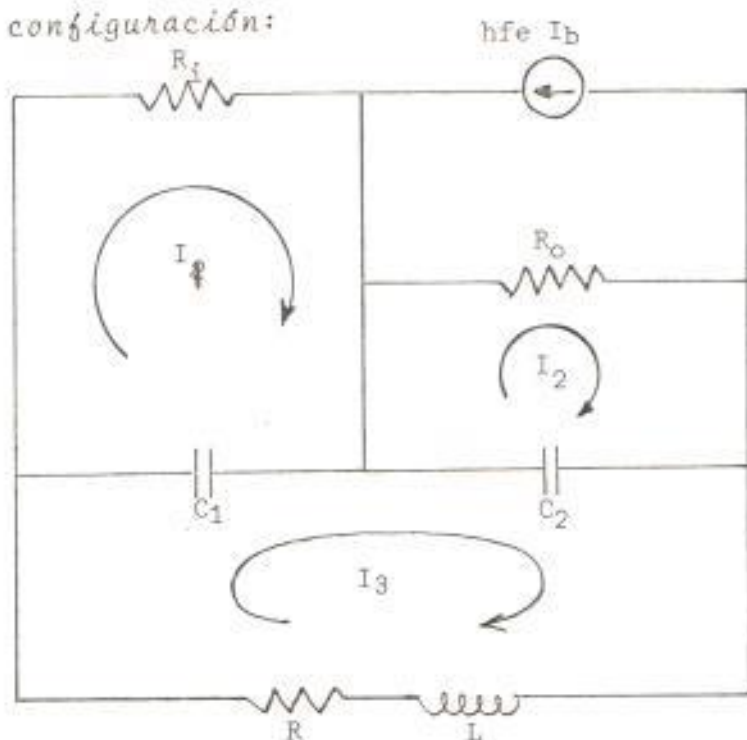


FIGURA 37

cuyas ecuaciones de lazo son las siguientes:

$$(R_1 - jX_1) I_1 + 0 \cdot I_2 - (-jX_1) I_3 = 0 \quad (45)$$

$$0 \cdot I_1 + (R_0 - jX_2) I_2 - (-jX_2) I_3 = -R_0 h_{fe} I_b \quad (46)$$

$$-(-jX_1) I_1 - (-jX_2) I_2 + (R + jX_3 - jX_2 - jX_1) I_3 = 0 \quad (47)$$

las que proporcionan las siguientes expresiones para el determinante y I_1 :

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_i - j X_1 & 0 & j X_1 \\ 0 & R_o - j X_2 & j X_2 \\ j X_1 & j X_2 & R + j X_3 - j X_2 - j X_1 \end{vmatrix}$$

$$\begin{aligned} \Delta &= (R_i - j X_1) (R_o - j X_2) (R + j X_3 - j X_2 - j X_1) - (j X_1) (R_o - j X_2) (j X_1) - (R_i - j X_1) (j X_2) (j X_2) \\ &= (R_i R_o - j X_1 R_o - j R_i X_2 + j^2 X_1 X_2) (R + j X_3 - j X_2 - j X_1) \\ &\quad - j^2 X_1^2 (R_o - j X_2) \\ &\quad - j^2 X_2^2 (R_i - j X_1) \\ &= (R_i R_o - j X_1 R_o - j R_i X_2 - X_1 X_2) (R + j X_3 - j X_2 - j X_1) \\ &\quad + X_1^2 (R_o - j X_2) \\ &\quad + X_2^2 (R_i - j X_1) \\ &= R_i R_o R - j R_o R X_1 - j R_i R X_2 - X_1 X_2 R \\ &\quad + j R_i R_o X_3 - j^2 R_o X_1 X_3 - j^2 R_i X_2 X_3 - j X_1 X_2 X_3 \\ &\quad - j R_i R_o X_2 + j^2 X_1 R_o X_2 + j^2 R_i X_2^2 + j X_1 X_2^2 \\ &\quad - j R_i R_o X_1 + j^2 X_1^2 R_o + j^2 R_i X_1 X_2 + j X_1^2 X_2 \end{aligned}$$

$$+ X_1^2 R_0 - j X_1^2 X_2$$

$$+ R_i X_2^2 - j X_1 X_2^2$$

$$= R_i R_0 R - j R_0 R X_1 - j R_i R X_2 - X_1 X_2 R$$

$$+ j R_i R_0 X_3 + R_0 X_1 X_3 + R_i X_2 X_3 - j X_1 X_2 X_3$$

$$- j R_i R_0 X_2 - R_0 X_1 X_2 - R_i X_2^2 + j X_1 X_2^2$$

$$- j R_i R_0 X_1 - R_0 X_1^2 - R_i X_1 X_2 + j X_1^2 X_2$$

$$+ X_1^2 R_0 - j X_1^2 X_2$$

$$+ R_i X_2^2 - j X_1 X_2^2$$

$$= R_i R_0 R - j R_0 R X_1 - j R_i R X_2 - X_1 X_2 R$$

$$+ j R_i R_0 X_3 + R_0 X_1 X_3 + R_i X_2 X_3 - j X_1 X_2 X_3$$

$$- j R_i R_0 X_2 - R_0 X_1 X_2$$

$$- j R_i R_0 X_1 - R_i X_1 X_2$$

$$= R_i R_0 R - X_1 X_2 R + R_0 X_1 X_3 + R_i X_2 X_3 - R_0 X_1 X_2 - R_i X_1 X_2$$

$$+ j R_i R_0 X_3 - j R_i R_0 X_2 - j R_i R_0 X_1 - j R_0 R X_1 - j R_i R X_2 - j X_1 X_2 X_3$$

$$\Delta = R_i R_0 R - X_1 X_2 R + R_0 X_1 X_3 + R_i X_2 X_3 - R_0 X_1 X_2 - R_i X_1 X_2$$

$$+ j (R_i R_0 X_3 - R_i R_0 X_2 - R_i R_0 X_1 - R_0 R X_1 - R_i R X_2 - X_1 X_2 X_3) \quad (48)$$

$$I_1 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & 0 & jX_1 \\ -R_o h_{fe} I_b & R_o - jX_2 & jX_2 \\ 0 & jX_2 & R + jX_3 - jX_2 - jX_1 \\ 0 & 0 & jX_1 \\ -R_o h_{fe} I_b & R_o - jX_2 & jX_2 \end{vmatrix}}{\Delta}$$

$$I_1 = \frac{(-R_o h_{fe} I_b) (jX_2) (jX_1)}{\Delta}$$

$$I_1 = \frac{R_o h_{fe} X_2 X_1 I_b}{\Delta} \quad (49)$$

donde:

$$X_1 = \frac{1}{\omega C_1}$$

$$X_2 = \frac{1}{\omega C_2}$$

$$X_3 = \omega L$$

La expresión para la frecuencia de oscilación ω_o es obtenida poniendo el término j del Δ igual a cero:

$$j (R_i R_o X_3 - R_i R_o X_2 - R_i R_o X_1 - R_o R X_1 - R_i R X_2 - X_1 X_2 X_3) = 0 \quad (50)$$

$$R_i R_o | X_3 - X_2 - X_1 | - R | R_o X_1 + R_i X_2 | - X_1 X_2 X_3 = 0$$

$$R_i R_o \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_1} \right) - R \left(R_o \frac{1}{\omega C_1} + R_i \frac{1}{\omega C_2} \right) - \frac{\omega L_3}{\omega^2 C_1 C_2} = 0$$

multiplicando ambos miembros por ω tenemos:

$$R_i R_o \left(\omega^2 L - \frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1} \right) - R \left(\frac{R_o}{C_1} + \frac{R_i}{C_2} \right) - \frac{L_3}{C_1 C_2} = 0$$

$$R_i R_o \left(\omega^2 L - \frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1} \right) = \frac{L_3}{C_1 C_2} + R \left(\frac{R_o}{C_1} + \frac{R_i}{C_2} \right)$$

$$\omega^2 L = \frac{L}{R_i R_o C_1 C_2} + \frac{R}{R_i R_o} \left(\frac{R_o}{C_1} + \frac{R_i}{C_2} \right) + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1}$$

$$= \frac{L}{R_i R_o C_1 C_2} + R \left(\frac{1}{R_i C_1} + \frac{1}{R_o C_2} \right) + \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{R_i R_o C_1 C_2} + \frac{R}{L} \left(\frac{1}{R_i C_1} + \frac{1}{R_o C_2} \right) + \frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{R_i R_o C_1 C_2} + \frac{R}{L} \left(\frac{1}{R_i C_1} + \frac{1}{R_o C_2} \right) + \frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_i R_o C_1 C_2} + \frac{R}{L} \left(\frac{1}{R_i C_1} + \frac{1}{R_o C_2} \right) + \frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2}} \quad (51)$$

Observándose que la frecuencia de oscilación depende no solo de los elementos del circuito sintonizado, sino también de los parámetros del transistor y de las resistencias del circuito, algunos de los cuales varían con las tensiones de polarización, la temperatura y el envejecimiento, por lo tanto es aconsejable minimizar sus efectos seleccionando valores de los componentes de tal manera que la frecuencia de oscilación dependa principalmente de los elementos del circuito resonante y pueda aproximarse a:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2}} \quad (52)$$

por lo tanto: el primero y segundo término de f deben ser mucho menores que el tercero.

$$\frac{1}{R_i R_o C_1 C_2} \ll \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L}$$

$$\frac{R}{L} \left(\frac{1}{R_i C_1} + \frac{1}{R_o C_2} \right) \ll \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L}$$

La razón de corriente I_1/I_b para la frecuencia ω_0 está dada por:

$$\frac{I_1}{I_b} = \frac{R_o h_{fe} X_2 X_1}{\Delta} \quad (53)$$

deducida de la ecuación (49).

Reemplazando en la ecuación (53) el valor de Δ de la ecuación (48) con la condición de la ecuación (50) tenemos que:

$$\begin{aligned} \frac{I_1}{I_b} &= \frac{X_1 X_2 R_o h_{fe}}{R_i R_o R - X_1 X_2 R + R_o X_1 X_3 + R_i X_2 X_3 - R_o X_1 X_2 - R_i X_1 X_2} \\ &= \frac{X_1 X_2 R_o h_{fe}}{R_i X_2 (X_3 - X_1) + R_o X_1 (X_3 - X_2) + R (R_i R_o - X_1 X_2)} \\ &= \frac{\frac{1}{\omega C_1} \frac{1}{\omega C_2} R_o h_{fe}}{R_i \frac{1}{\omega C_2} (\omega L_3 - \frac{1}{\omega C_1}) + R_o \frac{1}{\omega C_1} (\omega L_3 - \frac{1}{\omega C_2}) + R (R_i R_o - \frac{1}{\omega C_1} \frac{1}{\omega C_2})} \\ &= \frac{\frac{1}{\omega C_1 C_2} R_o h_{fe}}{R_i \frac{1}{\omega C_2} \left(\frac{\omega^2 L_3 C_1 - 1}{\omega C_1} \right) + \frac{R_o}{\omega C_1} \left(\frac{\omega^2 L_3 C_2 - 1}{\omega C_2} \right) + R \left(\frac{R_i R_o (\omega^2 C_1 C_2 - 1)}{\omega^2 C_1 C_2} \right)} \end{aligned}$$

$$= \frac{R_o h_{fe}}{R_i (\omega L C_1 - 1) + R_o (\omega L C_2 - 1) + R (R_i R_o \omega C_1 C_2 - 1)} \quad (54)$$

como $\frac{I_i}{I_b}$ debe ser $\frac{I_1}{I_b} \geq 1$ tenemos que:

$$\frac{R_o h_{fe}}{R_i (\omega L C_1 - 1) + R_o (\omega L C_2 - 1) + R (R_i R_o \omega C_1 C_2 - 1)} \geq 1 \quad (55)$$

$$R_o h_{fe} \geq R_i (\omega^2 L C_1 - 1) + R_o (\omega^2 L C_2 - 1) + R (R_i R_o \omega^2 C_1 C_2 - 1)$$

$$h_{fe} \geq \frac{R_i \omega^2 L C_1}{R_o} - \frac{R_i}{R_o} + \omega^2 L C_2 - 1 + R \frac{R_i \omega^2 C_1 C_2}{R_o} - \frac{R}{R_o} \quad (56)$$

pero como: $\omega^2 = \frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2}$ según la ecuación (52), el valor de

h_{fe} se reducirá a:

$$h_{fe} \geq \frac{\frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2} R_i L C_1}{R_o} - \frac{R_i}{R_o} + \frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2} L C_2 - 1 + \frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2} R R_i C_1 C_2 - \frac{R}{R_o}$$

$$h_{fe} \geq \frac{(C_1 + C_2) R_i}{C_2 R_o} - \frac{R_i}{R_o} + \frac{C_1 + C_2}{C_1} - 1 + \frac{(C_1 + C_2) R R_i}{L} - \frac{R}{R_o}$$

$$h_{fe} \geq \frac{C_1 R_i}{C_2 R_o} + \frac{R_i}{R_o} - \frac{R_i}{R_o} + 1 + \frac{C_2}{C_1} - 1 + \frac{R_i R}{L} (C_1 + C_2) - \frac{R}{R_o}$$

$$h_{fe} \geq \frac{C_1 R_i}{C_2 R_o} + \frac{C_2}{C_1} + R \left[\frac{R_i}{L} (C_1 + C_2) - \frac{1}{R_o} \right]$$

y finalmente el valor mínimo de h_{fe} requerido para que el circuito pueda oscilar será:

$$h_{fe} \geq \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_1 R_i}{C_2 R_o} + R \left[\frac{R_i}{L} (C_1 + C_2) - \frac{1}{R_o} \right] \quad (57)$$

pero como:

$$\frac{C_1 R_i}{C_2 R_o} + R \left[\frac{R_i}{L} (C_1 + C_2) - \frac{1}{R_o} \right] \ll \frac{C_2}{C_1}$$

tenemos que:

$$h_{fe} \geq \frac{C_2}{C_1} \quad (58)$$

por lo tanto h_{fe} deberá ser mayor que C_2/C_1

7.3. Diseño y Cálculo del Circuito de polarización del Oscilador

Una vez conocidas las condiciones necesarias para sostener la oscilación se procedió a la selección del transistor y de las resistencias de polarización del oscilador. Los requerimientos del transistor para el oscilador son similares a las del preamplificador y del mezclador, por lo que se escogió el 2N3904.

Así mismo al igual que los preamplificadores la estabilidad del punto de operación también es un factor importante al considerar el circuito oscilador, ya que la inestabilidad del punto de operación afecta, la amplitud de salida, la forma de onda y la estabilidad de la frecuencia, por lo que el punto de operación de corriente continua se escogió desde las curvas características del colector, de modo que la operación

del circuito del transistor se encuentre sobre la parte lineal de las características del transistor, siendo este:

$I_B = 25 \mu a$, $I_C = 1,5 \text{ ma}$, $V_{CE} = 6 \text{ V}$, con estos datos y con $R_F = 120 \text{ K}\Omega$, $R_B = 100 \text{ K}\Omega$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$, seleccionados, haciendo las mismas consideraciones que para el preamplificador, se calcularon siguiendo idénticos procedimientos $V_B = 5 \text{ V}$, $V_E = 4,3 \text{ V}$, así como también:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E}$$

$$= \frac{4,3 \text{ V}}{1,525 \text{ ma}}$$

$$= 2,81 \text{ K}\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C}$$

$$= \frac{(12 - 6 - 4,3) \text{ V}}{1,50 \text{ ma}}$$

$$= 1,13 \text{ K}\Omega$$

Cuya línea de carga presentamos en las curvas características de colector del transistor usado.

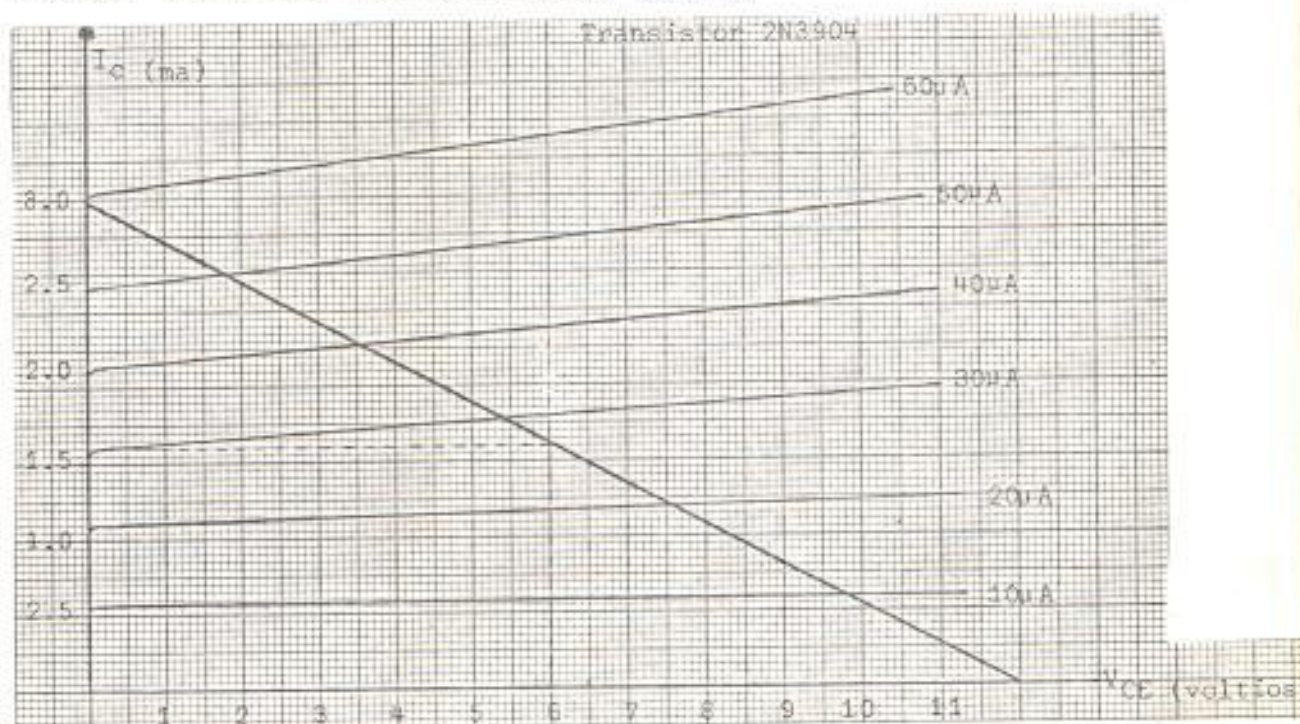


FIGURA 38

La ganancia de corriente en estas condiciones estáticas será:

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{I_C}{I_B} \\ &= \frac{1,5 \text{ ma}}{20 \mu\text{a}} \\ &= 60 \end{aligned}$$

El condensador C_F como en los casos anteriores será de $0,001 \mu\text{F}$ con el objeto de que sea un cortocircuito a la frecuencia de la señal.

4. Selección de los cristales

Polarizado el oscilador se procedió a seleccionar los cristales correspondientes a cada frecuencia patrón, esto es, 2,955 ; 5,455 ; 10,455 ; 15,455 ; 20,455 MHz, habiéndose seleccionado de la International Crystal Manufacturing Company, Inc. los siguientes cristales: ^[12]

para	$f = 2,955 \text{ MHz}$	432415
para	$f = 5,455 \text{ MHz}$	433415
para	$f = 10,455 \text{ MHz}$	433415
para	$f = 15,455 \text{ MHz}$	434415
para	$f = 20,455 \text{ MHz}$	435415

Los cuales fueron escogidos de acuerdo a nuestras necesidades y a las características de las hojas de especificaciones contenidas en los catálogos para cristales de la fábrica mencionada.

Los dos primeros dígitos determinan la temperatura a las que se requieren que los cristales sean calibrados por el fabricante, y los restantes cuatro dígitos determinan el rango correspondiente a la frecuencia del cristal, tipo de tolerancia, características de envase y la carga que debe tener el circuito, en ese orden.

Así tenemos que en las especificaciones anotadas de los cristales de este diseño: los dos primeros dígitos se refieren a la temperatura de calibración de 26°C . El tercer dígito que están calibrados a una frecuencia comprendida entre los rangos de: 1,5-2,99 MHz ; 3-10,99 MHz ; 3-10,99 MHz ; 11-19,9 MHz ; 20-22 MHz respectivamente. El cuarto dígito que presentan $\pm 0,002\%$ de tolerancia. El quinto dígito que son del modelo F-605⁽¹²⁾ y tipo enchufable. Y finalmente el sexto dígito que están calibrados para trabajar con una carga de 32 pF.

5. Investigación experimental del circuito equivalente eléctrico del cristal.

Para las pruebas experimentales, ya que no se disponía de los cristales mencionados, sino únicamente de un cristal de 10 MHz, realizamos el estudio de dicho cristal para obtener el circuito equivalente eléctrico, siendo válido el procedimiento para los otros ya seleccionados.

El análisis se lo efectuó utilizando el Medidor Vectorial de Impedancia de RF Hewlett Packard Modelo 4815 A y el Conta-

dor de Frecuencia Eldorado Modelo 1605. Primeramente se investigó que la frecuencia resonante mecánica natural no era exactamente 10 MHz sino 9997,15 KHz, obteniéndose esta especificación introduciendo señal con el Medidor de Impedancias conectado directamente a los terminales del cristal, hasta cuando se obtenía 0° de desfaseamiento en el instrumento, y leyendo la frecuencia con el Contador de Frecuencia, encontrándose en esa condición la frecuencia de resonancia en serie del cristal, determinada sólo por las características mecánicas de vibración del cristal, presentando a esta frecuencia una impedancia de 23,73ohms, constituyendo este valor la resistencia R del equivalente eléctrico de la característica mecánica de vibración del cristal.

Para encontrar los correspondientes valores de la inductancia L y capacitancia C_s del equivalente eléctrico, se leyeron las frecuencias de corte inferior f_1 y superior f_2 de la respuesta de frecuencia de la impedancia del circuito resonante del cristal, siendo estas: 9997,02 y 9997,27 KHz respectivamente, obteniéndose estas variando la frecuencia de la señal del Medidor de Impedancias, hasta cuando la lectura del indicador de fase marque -45° y $+45^\circ$, valores que son correspondientes a una disminución de 3 dB del valor máximo de la admitancia para las frecuencias abajo y arriba de la de resonancia. Gráficamente se muestra aquello en la Figura 39.

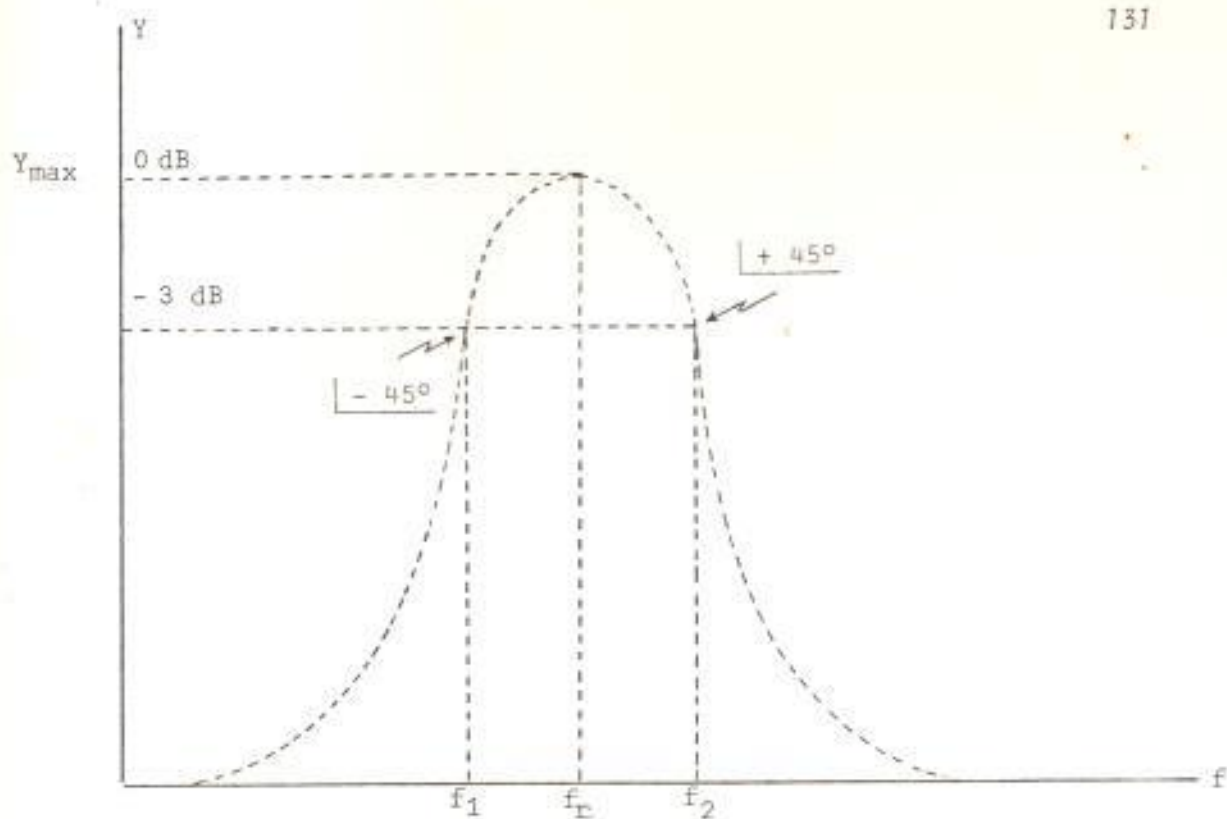


FIGURA 39

Con los valores de δ_1 , δ_2 y R podemos calcular L y C .

$$Q = \frac{\delta_0}{\delta_2 - \delta_1}$$

pero también:

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi \delta_0 L}{R}$$

por lo tanto:

$$\frac{2\pi \delta_0 L}{R} = \frac{\delta_0}{\delta_2 - \delta_1}$$

$$\frac{2\pi L}{R} = \frac{1}{\delta_2 - \delta_1}$$

de donde:

$$L = \frac{R}{2\pi(\delta_2 - \delta_1)} \quad (59)$$

reemplazando valores tenemos:

$$L = \frac{23,73}{2 \pi (9997,27 - 9997,02) \times 10}$$

$$L = 15,1069872 \text{ mH}$$

Por lo tanto la capacitancia será:

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

$$C = \frac{1}{(2 \pi f)^2 L}$$

$$C = \frac{1}{(2 \pi \times 9997,15 \times 10^3)^2 15,11 \times 10^{-3}}$$

$$C = 0,01677683314 \text{ pF}$$

Y estos serán los valores del circuito equivalente de resonancia en serie del cristal:

$$R = 23,73 \Omega \quad L = 15,10 \text{ mH} \quad C = 0,0167 \text{ pF}$$

El factor de mérito del cristal para resonancia en serie será:

$$Q = \frac{9997,15}{9997,27 - 9997,02} = 39988,6$$

lo cual nos indica que posee un Q extremadamente alto (ancho de banda angosta).

Pero como para efectos del diseño (suponiendo que la frecuencia de oscilación fuera 10 MHz) se requiere el equivalente eléctrico a la frecuencia de oscilación especificada sobre el cristal de 10 MHz, se inyectó señal con esta frecuencia mediante el Medidor de Impedancias y controlando la frecuencia en el Contador de Frecuencia, para observar el comportamiento del cristal, anotándose que para la frecuencia exacta de 10 MHz el cristal presentaba una impedancia de:

$$1160 \mid 88,8 \Omega$$

lo cual nos indica que por encima de la frecuencia de la resonancia en serie, la reactancia inductiva es mayor que la reactancia capacitiva, apareciendo entonces una inductancia neta con una resistencia en serie de valores:

$$Z_{10\text{MHz}} = 24,29 + j 1159,75$$

de donde:

$$R = 24,29 \Omega$$

$$y \quad L = \frac{X_L}{2 \pi f} \quad (60)$$

$$L = \frac{1159,75}{2 \pi \times 10^6}$$

$$L = 18,45799 \mu\text{H}$$

valores que corresponderán al circuito equivalente del cristal a la frecuencia de 10 MHz.



FIGURA 40

Círculo equivalente eléctrico
del Cristal a la frecuencia de
9,99715 MHz

Círculo equivalente eléctrico
del Cristal a la frecuencia de
10 MHz

Es preciso mencionar que el valor de la resistencia posiblemente no haya variado, es decir realmente sea $23,73 \Omega$, pero aparentemente se obtiene el valor de $24,29 \Omega$ como consecuencia de la dificultad de leer exactamente el valor de los grados de fase de las impedancias, por lo que para propósitos de los cálculos usaremos el valor de R de resonancia en serie esto es, $23,73 \Omega$ y $L = 18,45 \mu\text{H}$.

3.6. Medición de las impedancias de entrada y salida del circuito amplificador del oscilador (2,0000 MHz variable 10,0000)

Los valores medidos en el numeral 3.7.9 servirán para encontrar los valores de los condensadores C_1 y C_2 del circuito oscilador para una perfecta realimentación, faltando para poder calcularlos solamente los valores de la impedancia de entrada Z_i y de salida Z_o del circuito amplificador del oscilador, las cuales medidas dieron los siguientes valores:

$$Z_i = 983 \angle -72^\circ \Omega = 303,76 - j934,89 \Omega$$

$$Z_o = 245 \angle -86^\circ = 17,09 - j 244,4 \Omega$$

los que nos muestran que dichas impedancias están constituidas por unas resistencias de $R_i = 303,76$ y $R_o = 17,09$ en serie con unos condensadores:

$$C_i = \frac{1}{2 \pi f X_C} = \frac{1}{2 \pi 10 \times 10^6 \times 934,89} = 17 \text{ pF}$$

$$C_o = \frac{1}{2 \pi f X_C} = \frac{1}{2 \pi 10 \times 10^6 \times 244,4} = 65,12 \text{ pF}$$

los cuales para poder ser usados en los cálculos deberán ser transferidos a sus equivalentes RC en paralelo siendo:

$$\begin{aligned} R_{ip} &= \left(\frac{1}{\omega C_{is}} \right)^2 \frac{1}{R_{is}} + R_{is} \\ &= (934,89)^2 \frac{1}{303,76} + 303,76 \\ &= 3189,13 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{op} &= \left(\frac{1}{\omega C_{os}} \right)^2 \frac{1}{R_{os}} + R_{os} \\ &= (244,4)^2 \frac{1}{17,09} + 17,09 \\ &= 3512,2 \Omega \end{aligned}$$

manteniéndose C_i y C_o en paralelo con iguales valores que en serie.

7. Análisis y conclusiones de los resultados

Estas capacitancias como se encuentran en paralelo con C_1

y C_2 respectivamente deberán ser considerados como parte de estos últimos, es decir que C_1 y C_2 no consistirán únicamente de los valores nominales indicados en sus condensadores, sino también de las capacitancias efectivas entre base-emisor y colector-emisor. Por lo tanto, mientras sea posible, se va a minimizar el efecto de C_1 y C_0 tomando valores de C_1 y C_2 normalmente grandes, para prácticamente anular las capacitancias tanto de entrada como de salida del transistor y hacer las oscilaciones comparativamente independientes de los cambios en los parámetros del transistor, sin embargo el criterio de oscilación limita los valores máximos de C_1 y C_2 . Además se tratará de que la relación de la reactancia capacitiva de C_1 a C_2 sea aproximadamente igual a la relación de la impedancia de salida con la impedancia de entrada del transistor.

7.8. Cálculos de los condensadores de la red de realimentación del Oscilador

Los valores de C_1 y C_2 pueden obtenerse asumiendo el valor de uno de ellos y calculando el otro, reemplazando los valores de R_i , R_o , R , L y f en la ecuación (51), cuya deducción para facilidad la realizamos despejando C_2 en función de los parámetros conocidos a partir de la ecuación (50) como se muestra a continuación:

$$R_i R_o X_3 - R_i R_o X_2 - R_i R_o X_1 - R_o R X_1 - R_i R X_2 - X_1 X_2 X_3 = 0$$

$$R_i R_o X_3 - R_i R_o X_1 - R_o R X_1 - R_i R_o X_2 - R_i R X_2 - X_1 X_2 X_3 = 0$$

$$R_i R_o \omega L - R_i R_o \frac{1}{\omega C_1} - R_o R \frac{1}{\omega C_1} - R_i R_o \frac{1}{\omega C_2} - R_i R \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_1} \frac{1}{\omega C_2} \omega L = 0$$

multiplicando por $\omega C_1 C_2$

$$R_i R_o \omega^2 L C_1 C_2 - R_i R_o C_2 - R_o R C_2 - R_i R_o C_1 - R_i R C_1 = 0$$

$$[R_i R_o \omega^2 L C_1 - R_i R_o - R_o R] C_2 = L + R_i R_o C_1 + R_i R C_1$$

$$C_2 = \frac{L + R_i R_o C_1 + R_i R C_1}{R_i R_o \omega^2 L C_1 - R_i R_o - R_o R}$$

$$C_2 = \frac{L + R_i C_1 (R_o + R)}{R_o [R_i (\omega^2 L C_1 - 1) - R]} \quad (61)$$

Así tenemos que reemplazando valores de: $R_i = 3189,13 \Omega$,
 $R_o = 3512,2 \Omega$, $R = 23,73 \Omega$, $L_3 = 18,45 \mu\text{H}$, $\omega^2 = (2\pi 10^7)^2$ y asu-
 miendo un valor de $C_1 = 1000 \text{ pF}$ tenemos que C_2 es:

$$C_2 = \frac{18,45 \times 10^{-6} + 3189,13 \times 10^3 \times 10^{-12} (3512,2 + 23,73)}{3512,2 [3189,13 (39,48 \times 10^{14} \times 18,45 \times 10^{-6} \times 10^3 \times 10^{-12} - 1) - 23,73]}$$

$$= \frac{11294,99 \times 10^{-6}}{1,24 \times 10^{-9}}$$

$$= 14 \text{ pF}$$

pudiendo observarse que el valor de C_2 es incluso más pequeño que C_o , por lo que analizando la expresión para C_2 , se puede notar que es necesario tomar un valor más pequeño de C_1 , como por ejemplo 500 pF .

$$C_2 = \frac{18,45 \times 10^{-6} + 3189,13 \times 500 \times 10^{-12} (3512,2 + 23,73)}{3512,2 [3189,13 (39,48 \times 10^{14} \times 18,45 \times 10^{-6} \times 500 \times 10^{-12} - 1) - 23,72]}$$

$$= \frac{5656,72 \times 10^{-6}}{396654561,3}$$

$$= 14,237 \text{ pF}$$

volviendo a calcular C_2 , $C_1 = 20 \text{ pF}$ se obtuvo:

$$C_2 = \frac{18,45 \times 10^{-6} + 3189,13 \times 20 \times 10^{-12} (3512,2 + 23,73)}{3512,2 [3189,13 (39,48 \times 10^{14} \times 18,45 \times 10^{-6} \times 20 \times 10^{-12} - 1) - 23,73]}$$

$$C_2 = \frac{243,98 \times 10^{-6}}{5033343,844}$$

$$C_2 = 48,47 \text{ pF}$$

observándose que el valor de C_2 es menor que C_0 , por lo que finalmente calcularemos con el valor propio $C_1 = C_i = 17 \text{ pF}$, obteniéndose:

$$C_2 = \frac{18,45 \times 10^{-6} + 3189,13 \times 17 \times 10^{-12} (3512,3 + 23,73)}{3512,2 [3189,13 (39,48 \times 10^{14} \times 18,45 \times 10^{-6} \times 17 \times 10^{-12} - 1) - 23,73]}$$

$$C_2 = \frac{210,15 \times 10^{-6}}{2585711,23}$$

$$C_2 = 81,27 \text{ pF}$$

por lo que siendo $C_0 = 65,12 \text{ pF}$ y $C_2 = 81,27 \text{ pF}$ la capacitancia necesaria que se tiene que colocar entre colector y tierra para que el circuito oscile debe tener el siguiente valor:

$$\begin{aligned} C &= C_2 - C_0 && (62) \\ &= (81,27 - 65,12) \text{ pF} \\ &= 16,15 \text{ pF} \end{aligned}$$

9. Construcción del circuito oscilador y pruebas experimentales del mismo

Conocidos los valores de C_1 y C_2 se procedió a construir el circuito oscilador con el objeto de analizar su comportamiento experimentalmente, observándose que el circuito oscilaba pero que presentaba una forma de onda sinusoidal distorsionada con una amplitud apenas de 37 mV, por lo que se optó por ir experimentalmente cambiando la polarización y en consecuencia las impedancias de entrada y salida, y compensando correspondientemente con cambios en los condensadores C_1 y C_2 , para que no varíe la frecuencia de oscilación.

Lográndose después de analizar algunas combinaciones, obtener una onda sinusoidal con una amplitud de 700 mV con $R_F = 120 \text{ K}\Omega$; $R_B = 7,6 \text{ K}\Omega$; $R_E = 100 \Omega$; $R_C = 6970 \Omega$, con un condensador comercial nominal de 150 pF entre colector y tierra, y sin condensador nominal entre base y tierra, lo que nos indica que únicamente como C_1 opera la C_1 propia del transistor que como C_2 la capacitancia de salida del transistor más los 150 pF del condensador adicional.

Por lo que para saber cuales eran las capacitancias exactas de C_2 y C_1 , fué necesario medir nuevamente las impedancias de entrada y salida del oscilador pero desconectando el capacitor de 150 pF y el cristal, anotándose los siguientes valores:

$$Z_i = 2323 \angle -61^\circ \Omega = 587,59 - j 1060,85 \Omega$$

$$Z_o = 5055 \angle -4,3^\circ \Omega = 5040,77 - j 379,02 \Omega$$

de donde obtuvimos que:

$$C_i = \frac{1}{2\pi 10^7 \times 1061} = 15 \text{ pF}$$

$$C_o = \frac{1}{2\pi 10^7 \times 379,02} = 42 \text{ pF}$$

También se midió exactamente el valor del condensador comercial de valor nominal de 150 pF, observándose que en realidad era de 156 pF.

Como las capacitancias C_i y C_o en serie, medidas experimentalmente son de igual valor que sus equivalentes en paralelo, el circuito tenía las siguientes especificaciones:

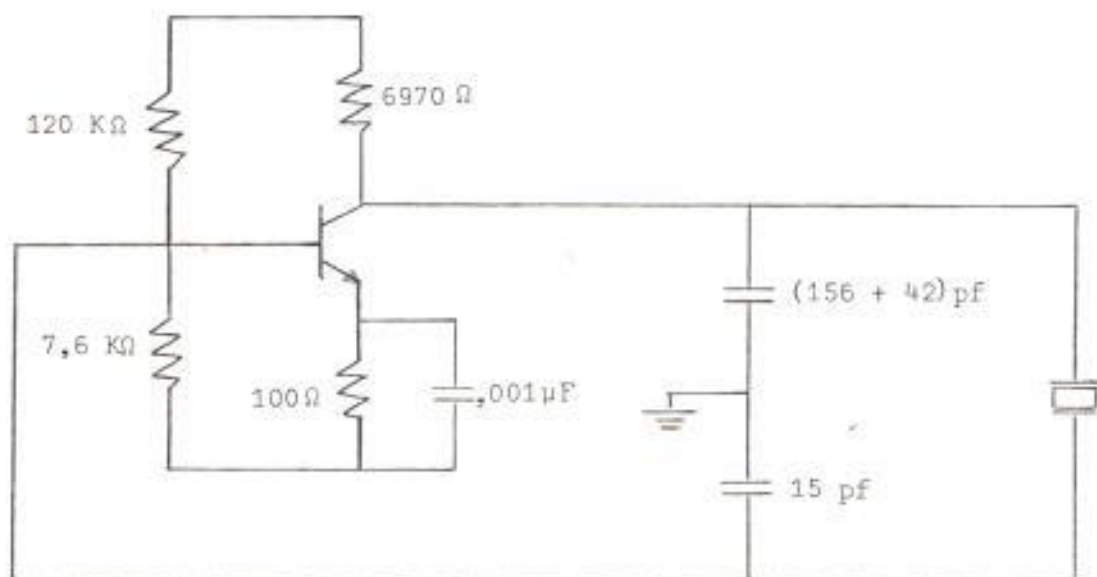


FIGURA 41

Además se midieron los voltajes de polarización encontrándose que $V_C = 4 \text{ V}$; $V_B = 0,81 \text{ V}$; $V_E = 0,1 \text{ V}$ de donde:

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$V_{CE} = 4 \text{ V} - 0,11 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 3,89 \text{ V}$$

y

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C}$$

$$I_C = \frac{12 - 4}{6970}$$

$$I_C = 1,147 \text{ ma}$$

observándose en las curvas características del transistor que esas coordenadas de I_C y V_{CE} corresponden a una corriente de base $20 \mu\text{a}$, por lo tanto en condiciones estáticas la ganancia corriente será:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\beta = \frac{1,147 \text{ ma}}{20 \mu\text{a}}$$

$$\beta = 57,35$$

7.10. Análisis y conclusiones de los resultados de las pruebas experimentales.

Para efectuar el cálculo matemático correspondiente al circuito logrado experimentalmente hubo que transferir las resis

tencias en serie de las impedancias de entrada y salida a su equivalente en paralelo, siendo esta:

$$R_{ip} = (1061,85) \frac{1}{587,59} + 587,59 = 2510 \Omega$$

$$R_{op} = (379,07)^2 \frac{1}{5041,38} + 5041,38 = 5070 \Omega$$

Realizando teóricamente el cálculo de C_2 utilizando el valor encontrado experimentalmente de C_1 , con los correspondientes valores de R_i , R_o , L_3 y R de dicho circuito obtuvimos:

$$C_2 = \frac{18,45 \times 10^{-6} + 2510 \times 15 \times 10^{-12} (5070 + 23,73)}{5070 [2510(39,48 \times 10^{14} \times 18,45 \times 10^{-6} \times 15 \times 10^{-12} - 1) - 23,73]}$$

$$= \frac{210,23 \times 10^{-6}}{1058203,25}$$

$$= 198 \text{ pF}$$

Lo cual demuestra la efectividad del circuito logrado experimentalmente.

Así mismo sustituyendo en la ecuación (51) encontramos teóricamente que la frecuencia de oscilación es:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{2510 \times 5070 \times 15 \times 10^{-12} \times 198 \times 10^{-12}} + \frac{23,73}{18,45 \times 10^{-6}} \left(\frac{1}{2510 \times 15 \times 10^{-12}} + \frac{1}{5070 \times 198 \times 10^{-12}} \right) + \frac{(15 \times 10^{-12}) + (198 \times 10^{-12})}{18,45 \times 10^{-6} \times 15 \times 10^{-12} \times 198 \times 10^{-12}}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{26,45829594 \times 10^{12} + 35,44269047 \times 10^{12} + 3887,109578 \times 10^{12}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{3949,010564}$$

$$f = 10,001480 \text{ MHz}$$

y calculando solamente con el tercer término tenemos que:

$$f = 9,93 \text{ MHz}$$

además calculando h_{fe} tenemos:

$$h_{fe} \geq \frac{198}{15} + \frac{15 \times 10^{-12} \times 2510}{198 \times 10^{-12} \times 5070} + 23,73 \left[\frac{2510}{18,45 \times 10^6} (15 \times 10^{12} + 198 \times 10^{-12}) - \frac{1}{5070} \right]$$

$$h_{fe} \geq 13,20 + 0,04 + 0,68$$

$$h_{fe} \geq 13,92$$

y calculando únicamente con el primer término:

$$h_{fe} \geq 13,20$$

Los valores calculados para f y h_{fe} corroboran la exactitud del procedimiento experimental así como también que las aproximaciones que se pueden realizar para las ecuaciones de f y h_{fe} permiten obtener resultados que usualmente están justificados en la práctica como puede apreciarse de la experiencia y cálculos presentados.

Teniendo los cristales necesarios para el diseño y construcción de los diferentes circuitos osciladores a las fre-

cuencias de 2,955 ; 5,455 ; 10,455 ; 15,455 y 20,455 MHz, puede seguirse el presente procedimiento para la obtención de dicho objetivo.

3.8. EL SEPARADOR

3.8.1. Generalidades

La salida del oscilador local va a tomarse a través del circuito resonante, y debería conectarse a la resistencia del emisor del mezclador. Sin embargo, los cambios de la impedancia de salida, como consecuencia de la interconexión de la alta impedancia de salida del oscilador a la baja impedancia del mezclador, harán variar la frecuencia resonante del primero. Para evitar esto, puede colocarse entre el oscilador y la carga, un amplificador separador.

3.8.2. Diseño del circuito de acoplamiento

Para el inconveniente mencionado en 3.8.1 resulta más eficaz la disposición del amplificador de colector común, el cual tiene una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida al conectarse el oscilador a la base y tomándose la salida en el emisor quedando de esta manera la carga desacoplada del circuito oscilador, así como también proporciona una ganancia de voltaje de menos de 1, característica que se podría utilizar para obtener el nivel óptimo de energía que se requiere para introducir en el mezclador.

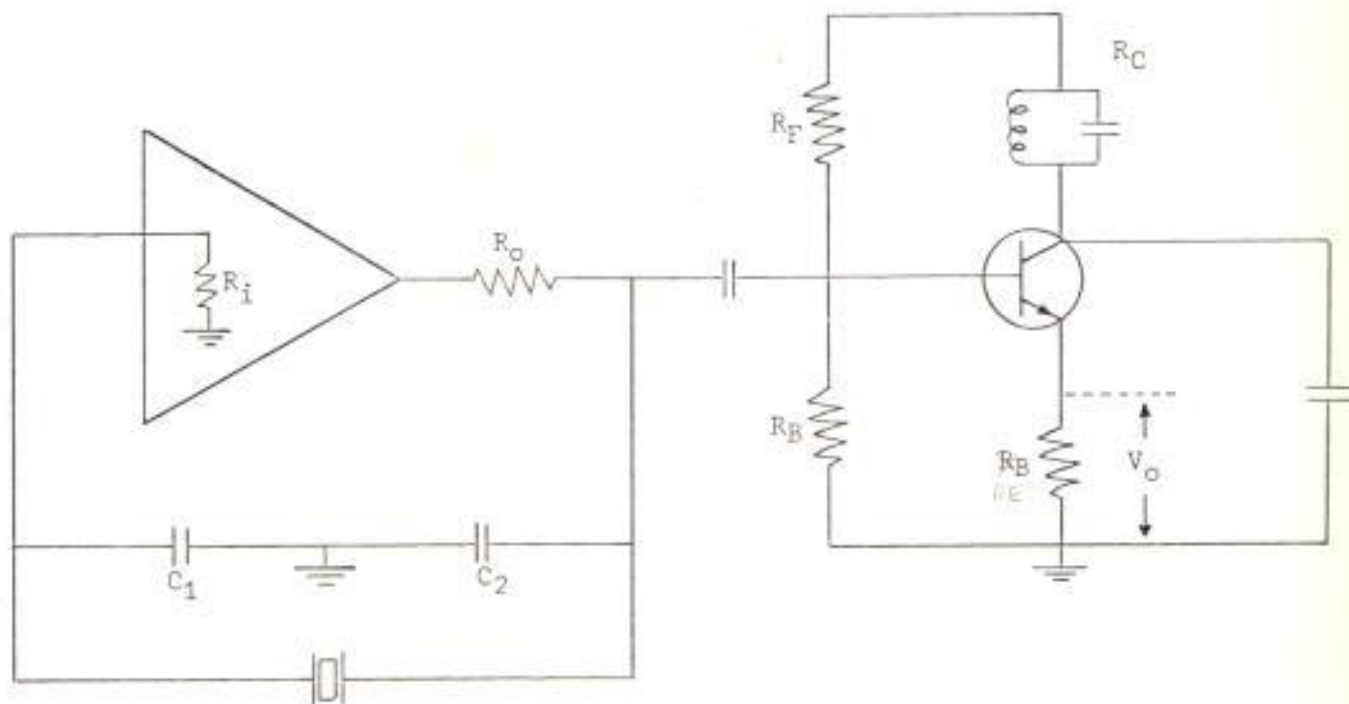


FIGURA 42

Para mejorar aún más la forma de onda sinusoidal se colocará un circuito resonante en el circuito de colector del amplificador.

8.3. Construcción del circuito de acoplamiento y pruebas experimentales del mismo

Para efectos experimentales se utilizó uno de los primeros circuitos resonantes que fueron inicialmente diseñados como filtros de entrada, en el caso de la frecuencia de 10

MHz era el formado por una inductancia de $4,52 \mu\text{H}$ y un condensador de 56 pf , el cual a resonancia presentaba una impedancia de 6 K .

El condensador C se tomó de un valor de $0,001 \mu\text{F}$ con el objeto de que prácticamente sea un cortocircuito a la frecuencia de operación, conectando el colector a tierra.

La resistencia de emisor R_e se puso de 100Ω con el objeto de que exista un buen apareamiento de impedancias al conectarse la salida del separador en el circuito también de emisor (100Ω) del mezclador.

Los valores de las resistencias R_F y R_B fueron encontradas experimentalmente, seleccionando resistencias que manteniéndose dentro de los requerimientos de operación para una buena estabilidad nos permitiera a la vez obtener una señal de 50 mV , a la salida del separador, siendo estas $120 \text{ K}\Omega$ y $7,6 \text{ K}\Omega$ respectivamente, por lo tanto el circuito quedó con las siguientes especificaciones:

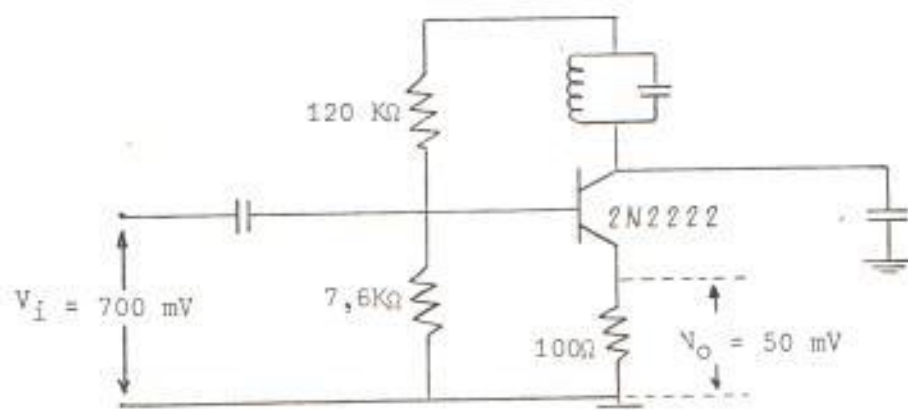


FIGURA 43

La ganancia de voltaje en condiciones dinámicas entonces sería:

$$\begin{aligned}
 G_V &= \frac{V_o}{V_i} \\
 &= \frac{50 \text{ mV}}{700 \text{ mV}} \\
 &= 0,07
 \end{aligned}$$

Obteniéndose una señal completamente sinusoidal a la salida, con el nivel óptimo para ser introducido al mezclador.

Por supuesto que los circuitos resonantes del separador tendrían que resonar a cada frecuencia del oscilador local, esto es: 2955, 5455, 10455, 15455 y 20455 KHz, en cuyo caso no se podrían utilizar los circuitos resonantes inicialmente diseñados para filtros de entrada, lo cual ha sido posible realizar en esta experiencia del separador por cuanto como notificamos anteriormente nos encontramos limitados a realizar las pruebas, por disponer únicamente de cristal de 10 MHz.

3.9. AMPLIFICADORES DE FRECUENCIA INTERMEDIA

3.9.1. Generalidades y Selección del Circuito Integrado

Del mezclador la señal pasa a través del transformador de F_I a las etapas amplificadoras de su mismo nombre, donde adquieren mucha amplificación.

Estas etapas de F_1 amplificarán una estrecha banda de frecuencias, estando la de 455 KHz en el centro de la misma. La necesidad que tienen los amplificadores de F_1 de dejar pasar una banda de frecuencia en lugar de una sola, es debido a las bandas laterales, frecuencias que aparecen cuando se aplica una señal moduladora a la portadora. encontrándose precisamente por encima y por debajo de la frecuencia portadora, haciendo que esta ocupe una banda de varios KHz de ancho, en este caso 10 KHz. Para permitir el paso de la portadora modulada, el amplificador sintonizado debe dejar pasar las bandas laterales igual que la frecuencia de la portadora.

Otra de las funciones de las etapas amplificadoras de F_1 es proporcionar selectividad, o sea amplificar la portadora y sus bandas laterales rechazando cualquier otra que pudiere haber pasado a través de la etapa de radio frecuencia y de la mezcladora.

Un dispositivo que realiza las funciones mencionadas con estabilidad y uso mínimo de componentes externos, mientras al mismo tiempo ofrece versatilidad en el acceso a las entradas y salidas de los bloques funcionales del dispositivo, motivos suficientes que determinaron su selección y utilización en el presente diseño es el circuito integrado (CI) LM 273, fabricado por la National Semiconductor, cuyas

características pueden encontrarse en las hojas de especificaciones del mismo⁽¹³⁾.

El diagrama de conexiones se presenta en la figura 44.

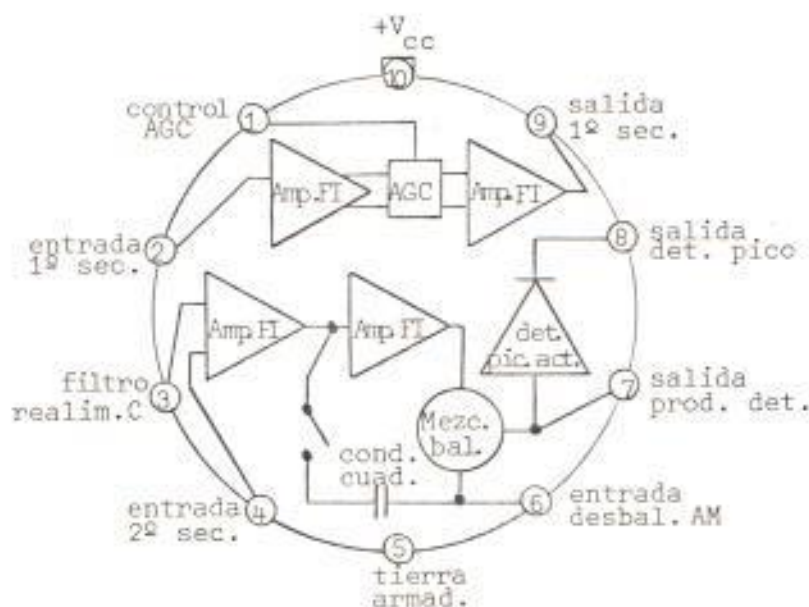


FIGURA 44

3.9.2. Circuitos componentes del circuito integrado

En el CI se encuentran cuatro etapas de frecuencia intermedia y el detector para la modulación. El ancho de banda de la respuesta de frecuencia del CI va desde las frecuencias de audio hasta arriba de los 30 MHz. La forma de pasabanda en 455 KHz va a ser realizado por filtros externos.

El CI está dividido en dos secciones separadas (ver Figura 45), los cuales comparten una fuente de poder común:

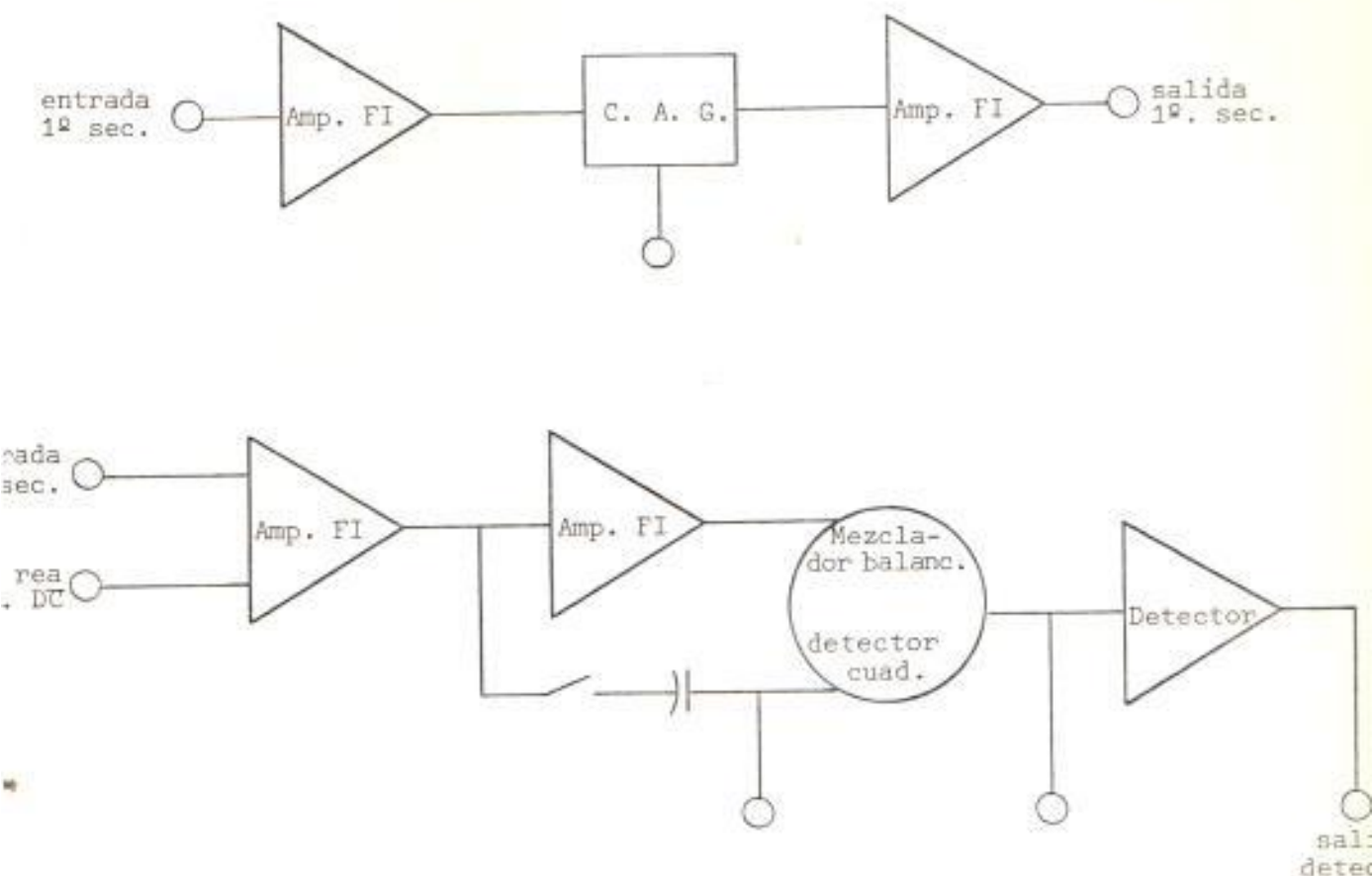


FIGURA 45

La primera sección consiste de dos amplificadores separados por un circuito de control automático de ganancia de rango entero.

La segunda sección consiste de dos bloques amplificadores, un interruptor y condensador en cuadratura, un detector producto/cuadratura, amplificador de realimentación de y un detector de pico activo.

Cada amplificador funciona como un amplificador lineal para bajos niveles de AM.

9.3. Primera Etapa de FI

La primera etapa de FI es un amplificador diferencial de dos entradas. La señal de radiofrecuencia de AM es introducida tanto en la base de Q_{12} directamente, como también a la base de Q_{13} , mediante el circuito conformado por Q_{61} , $R = 666$, $R = 6\text{ K}\Omega$ y los dos diodos, el cual aprovecha la entrada lateral izquierda con el objeto de obtener una salida diferencial, como se muestra a continuación:

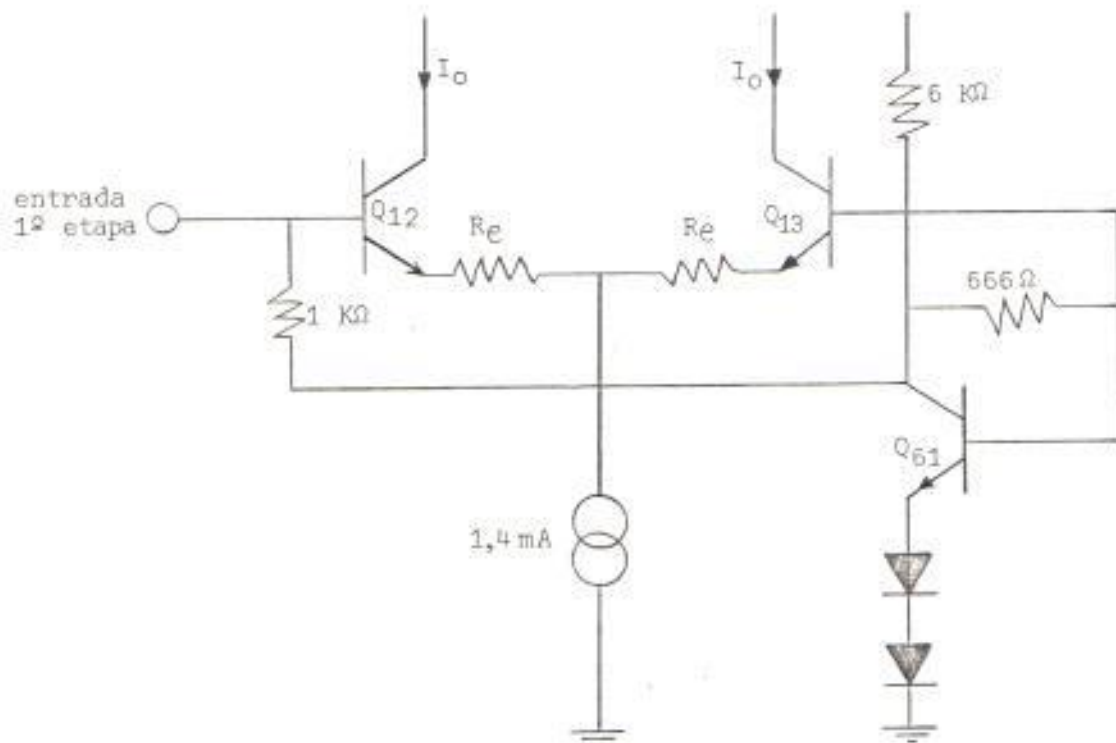


FIGURA 46

La impedancia de entrada es aproximadamente igual a la resistencia de polarización de entrada de $1\text{ K}\Omega$, haciéndola relativamente independiente de h_{fe} el cual puede variar de 4:1 en el rango abajo de f_{β} .

3.9.4. Circuito de control automático de ganancia

La corriente de salida diferencial de la primera etapa es aplicada al atenuador semibalaceado mostrado en la Figura 47.

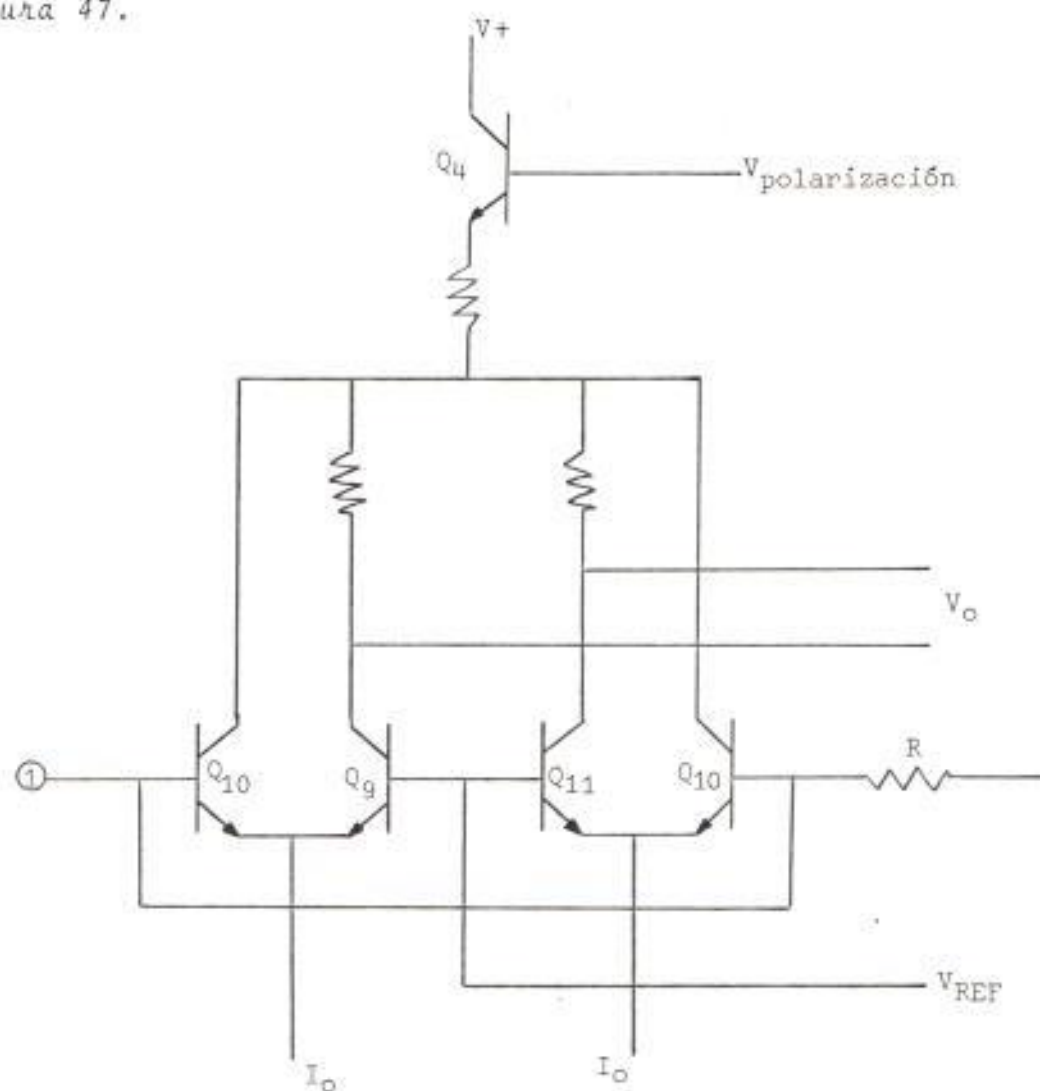


FIGURA 47

Conforme el terminal 1 se convierte más positivo que el voltaje de referencia, V_{REF} (alrededor de 3,75 V), ambos transistores Q_{10} toman más corriente de la señal, que Q_9 y

Q_{11} , ocasionando consecuentemente que una cantidad de corriente menor atraviesen las resistencias de carga anteriores. De aquí, que el voltaje de salida diferencial disminuye y la ganancia es reducida. Conforme la corriente es desviada fuera de Q_9 y Q_{11} por la acción del Control automático de ganancia, ahí también ocurre una traslación de voltaje de modo común en su voltaje de salida de colector. Esto es significativamente reducido por el resistor de emisor en el seguidor de emisor conectado a $V_{polarización}$ y un lazo de realimentación el cual ajusta el valor de I_0 .

También conectado al terminal 1 está la entrada al interruptor del capacitor de cuadratura. Este interruptor para el caso de FI en AM no se utiliza.

3.9.5. Segunda Etapa de FI

La segunda etapa de la primera sección es mostrada en la Figura 48, es un amplificador diferencial que tiene un seguidor de emisor a la salida, con el objeto de que el bloque presente una baja impedancia de salida, ya que es usada para manejar cargas bajas tales como filtros mecánicos o de cerámica. En el presente diseño manejará filtros formados por condensadores de cerámica.

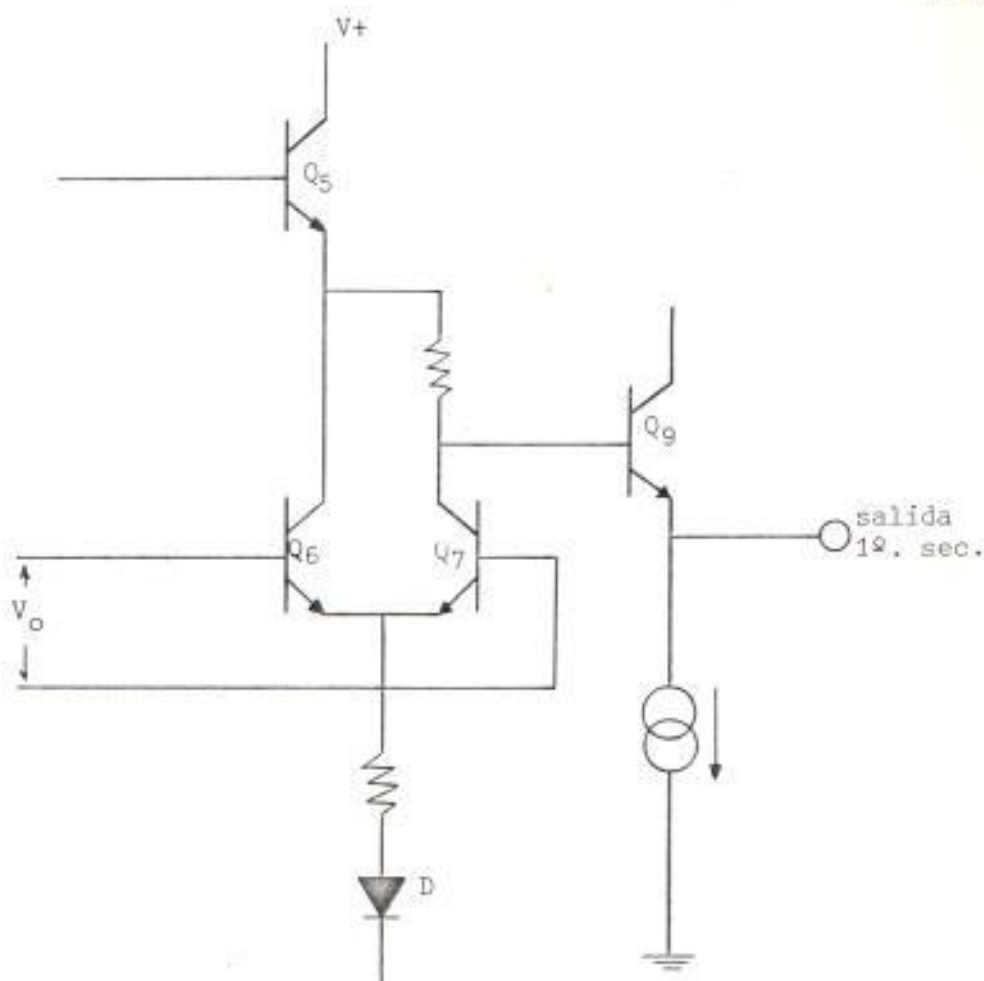


FIGURA 48

3.9.6. Tercera Etapa de FI

La tercera etapa de FI está constituida por un amplificador diferencial que recibe señales de entrada desde la primera sección del CI por medio de un filtro de FI interetapa y desde la salida del detector producto/cuadratura a través de un circuito filtro de realimentación de corriente directa como puede observarse en el gráfico 49.

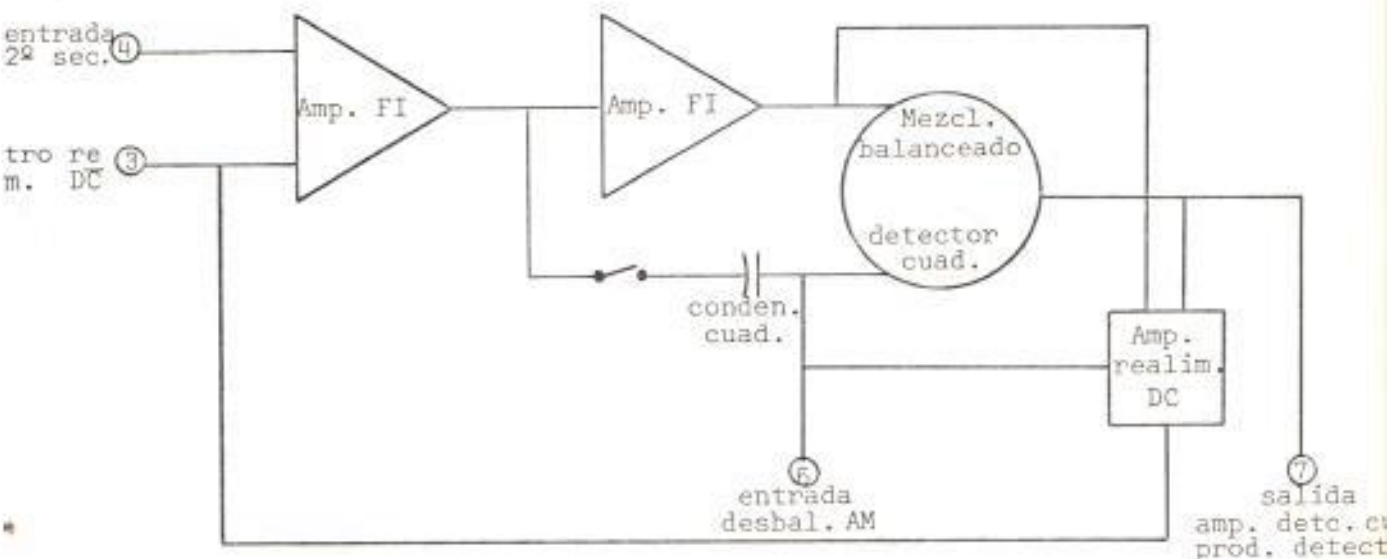


FIGURA 49

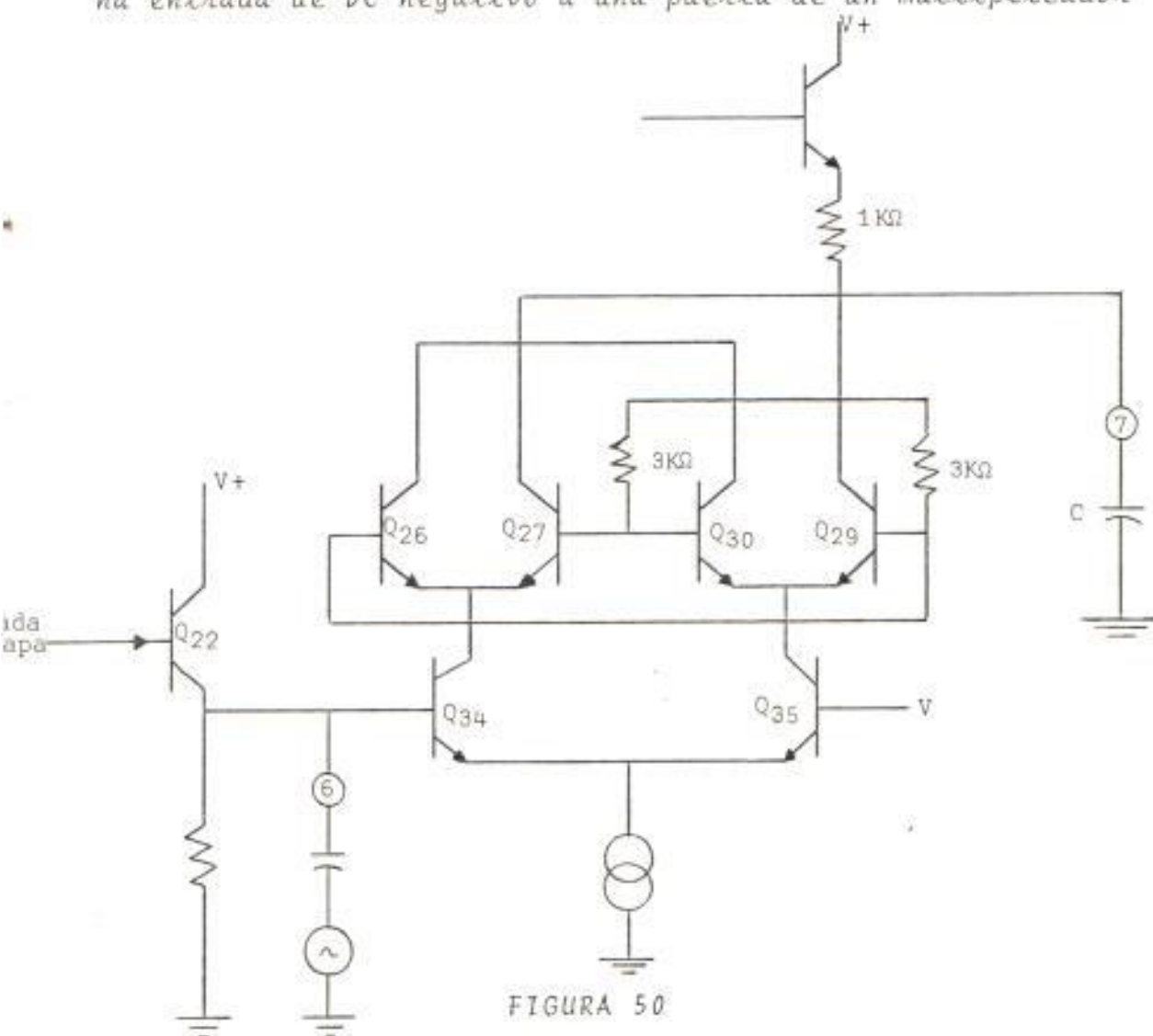
9.7. Cuarta Etapa de FI

La cuarta etapa de FI está constituido por un amplificador alimentado por la señal proveniente de la tercera etapa de FI.

Estos dos últimos amplificadores también amplifican linealmente en bajos niveles para AM.

9.8. Circuito producto detector/cuadratura

La señal de salida de la última etapa de FI va alimentar el circuito producto detector/cuadratura, pero puesto que este no es requerido para AM, la puerta superior es desconectada fuera por medio de una resistencia desde el terminal 6 a tierra. Una vez efectuada esta modificación el circuito puede ser considerado como la aplicación de una entrada de DC negativo a una puerta de un multiplicador



De esta manera entonces, ya no es importante que la diferencia existente entre las bases Q34 y Q35 sean minimizadas y es más deseable que el voltaje de salida DC en el terminal 7 sea acoplada al detector de pico de AM. Por eso cuando el terminal 6 se lleva a tierra a través de una resistencia para desbalancear el detector producto, un interruptor es activado, el cual transfiere la comparación de la realimentación DC al terminal 7 y voltaje de referencia apropiado.

1.9. Detector de pico activo

El bloque final del circuito integrado es un detector de pico activo que será analizado más adelante.

1.10. Filtros pasabanda de la frecuencia intermedia

Con el propósito de aumentar grandemente la sensibilidad de entrada y la figura de mérito del control automático de ganancia para prevenir al circuito integrado del control automático de ganancia sobre el ruido detectado en la banda entera de 30 MHz, se ha limitado el ancho de banda de la FI de dos maneras: a) Incluyendo un filtro interetapa desde el primer bloque de ganancia al segundo, este pudo ser cerámico, L-C, cristal o cualquier otro tipo de filtro que sea deseado, en el presente diseño se encontrará formado por dos condensadores de cerámica. b) Conectando un circuito tanque L-C desde la entrada del detector de pico activo a tierra,

el tanque estará acoplado en AC para la señal de la FI, mientras que pone todo el ruido de la banda ancha a tierra, evitando indeseable control automático de ganancia sobre el ruido. Contribuyendo ambos a ajustar el ancho de banda del pasabanda a la FI.

11. Diseño de los circuitos de FI

El circuito amplificador de FI usado en el presente diseño se muestra en la figura 51.

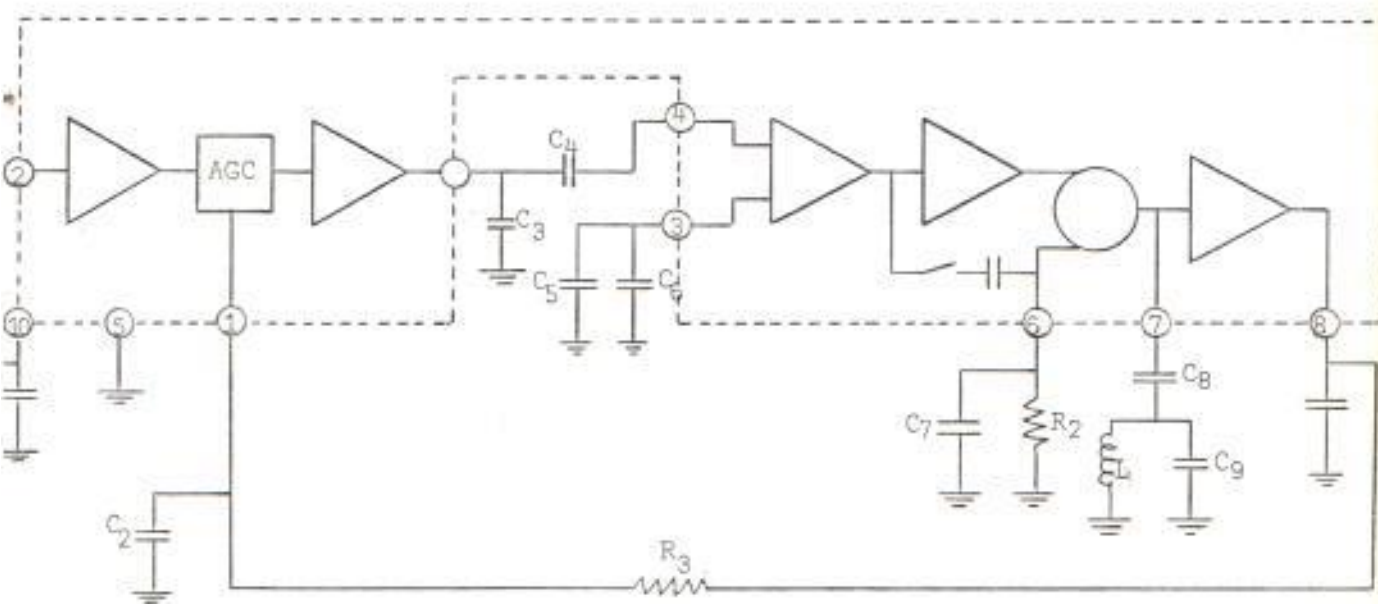


FIGURA 51

La señal de FI proveniente del mezclador es introducida a la primera etapa amplificadora de FI, etapa de Control automático de ganancia, segunda etapa amplificadora de FI,

filtro interetapa, tercera y cuarta etapa amplificadora de FI, circuito amplificador inversor, para finalmente ser entregada al detector de pico activo.

La resistencia R_1 sirve de acoplamiento de impedancias. La resistencia R_2 elimina el detector producto como se ha descrito anteriormente. La resistencia R_3 proporciona realimentación desde el detector de salida AM a la entrada del control automático de ganancia. El valor de R_3 puede ser modificado para obtener diferentes compromisos entre el voltaje de salida y el rango de control automático de ganancia, de acuerdo a la carga aplicada a la salida de audio, pues una excesiva carga por ejemplo, reduciría la salida disponible y consecuentemente la realimentación. Esto es el resultado de la corriente del control automático de ganancia fluyendo en R_3 disminuyendo el voltaje de Control automático de ganancia en el terminal 1 y de esta manera teniendo un efecto degenerativo en el lazo de la ganancia causa que a la salida de AC y DC en el terminal 8 sea más alto para un voltaje de control automático de ganancia dado. Por eso hay un compromiso disponible entre el nivel de salida de audio y el rango de control automático de ganancia de tal manera que la resistencia de realimentación R_3 deberá ser ajustada hasta obtener los resultados deseados. Las conexiones de las resistencias R_2 , R_3 son las que logran específicamente

camente la operación AM del CI.

El condensador C_0 sirve de acoplamiento de la señal de FI de la etapa anterior al circuito del primer bloque de ganancia de FI. El condensador C_1 sirve de condensador de filtro de la fuente de poder para mantener un voltaje constante. El condensador C_2 es un filtro de aproximadamente 15 μF o más grande que debe prevenir cualquier variación de AC del terminal 1 de la acción del Control automático de ganancia errática ocasionada. C_3 y C_4 forman el filtro interetapa pasabanda de 455 KHz. C_5 y C_6 sirven de condensadores de filtro de realimentación DC en el terminal 3, estos siempre son necesarios para mantener en el un voltaje constante. C_7 conecta el detector producto a tierra. C_8 , C_9 y L forman un filtro paralelo simple usado para mejorar el funcionamiento señal/ruido por eliminación del ruido de banda ancha generado en la segunda sección del CI. Puesto que es un punto de baja impedancia al cual está conectado, alrededor de 1K Ω , una razón de L/C bajo es requerida.

9.12. Construcción de los circuitos de FI y pruebas experimentales del mismo

La construcción de los circuitos de FI se la realizó sobre circuito impreso con revestimiento de cobre, con el objeto de minimizar la longitud de los terminales de los elementos mediante una distribución apropiada de los mismos,

así como también evitar acoplamientos flojos que perjudicaran la ganancia del dispositivo.

En la construcción se utilizaron condensadores de cerámica y resistencias de carbón de 1/4 de vatio, y una bobina construida con alambre de cobre N° 36 enrollada sobre una resistencia de carbón de 1/2 vatio.

Los valores de los componentes externos usados en la construcción de los circuitos de FI se detallan a continuación:

$C_0 = 0,1 \mu F$	$C_6 = 0,01 \mu F$	$R_1 = 51 \Omega$
$C_1 = 0,01 \mu F$	$C_7 = 0,1 \mu F$	$R_2 = 5,1 K\Omega$
$C_2 = 27 \mu F$	$C_8 = 0,1 \mu F$	$R_3 = 2,4 K\Omega$
$C_3 = 1000 pF$	$C_9 = 0,012 \mu F$	$L = 10,5 \mu H$
$C_4 = 0,01 \mu F$	$C_{10} = 0,001 \mu F$	
$C_5 = 27 \mu F$		

Los valores de los condensadores C_3 y C_4 del filtro interetapa fueron seleccionados de tal manera que realicen un buen filtro debido a que en caso contrario reducirían grandemente la salida de audio y la figura de mérito del CAG.

El circuito tanque conectado al terminal 7 fue construido de tal manera que presente un Q suficientemente alto para limitar el ruido y suficientemente bajo para la señal de FI completa. Además que presente una impedancia suficientemen

te alta ($> 5 \text{ K}\Omega$) para evitar afectar la ganancia de esa etapa.

Una vez construido el circuito se procedió a introducir señal de 455 KHz modulada con una señal de 400 Hz inicialmente y 1000 Hz posteriormente desde el Generador de Señales Hewlett Packard Modelo 8640 A con una amplitud de 0.2 mV que representaría una señal típica entregada por el mezclador como puede observarse de sus pruebas experimentales, y mediante el Osciloscopio Tektronix Modelo 7623A se tomaron las lecturas de voltaje de la señal en los puntos 9 y 7 obteniéndose los siguientes valores:

$$V_i = 0.2 \text{ mV} \qquad V_9 = 4 \text{ mV} \qquad V_7 = 120 \text{ mV}$$

Lo cual indica que ha existido en la primera sección una ganancia de $G_v = 20$ y en la segunda sección una ganancia de $G_v = 30$, siendo entonces la ganancia de voltaje total:

$$G_T = 600$$

Se observó también que incluyendo una resistencia en serie R_s para acoplar las impedancias entre la etapa de salida de la primera sección y la entrada del filtro interetapa se mejoró el valor obtenido en el punto 7. Después de ir analizando experimentalmente, se observó que con una resistencia de 56Ω se obtenía en dicho punto un voltaje de:

$$V_7 = 140 \text{ mV}$$

dando por lo tanto una ganancia total de:

$$G_T = 700$$

Finalmente se fué variando el valor de R_3 con valores más pequeños y más grandes que $2,4 \text{ K}\Omega$, encontrándose que la mejor salida de audio resultaba con una resistencia de $2,1 \text{ K}\Omega$.

3.10. DETECTOR

3.10.1. Generalidades

Luego de las etapas de FI que mejoraron la selectividad y proporcionaron buena parte de la ganancia total que necesita el receptor, llegamos al detector, cuya emisión es recuperar la señal moduladora de información, de la señal portadora de amplitud modulada, es decir el detector AM deberá rectificar y filtrar las variaciones de amplitud de la señal portadora obteniendo una señal de audio a la salida.

3.10.2. Diseño del Circuito detector

En este caso el detector forma parte de los circuitos - componentes del CI LM273. En el cual el bloque final es un detector de pico positivo activo AM, como puede observarse en la figura 52.

Este básicamente es un amplificador de video con detector de potencia en su salida. En señales positivas Q_{46} car

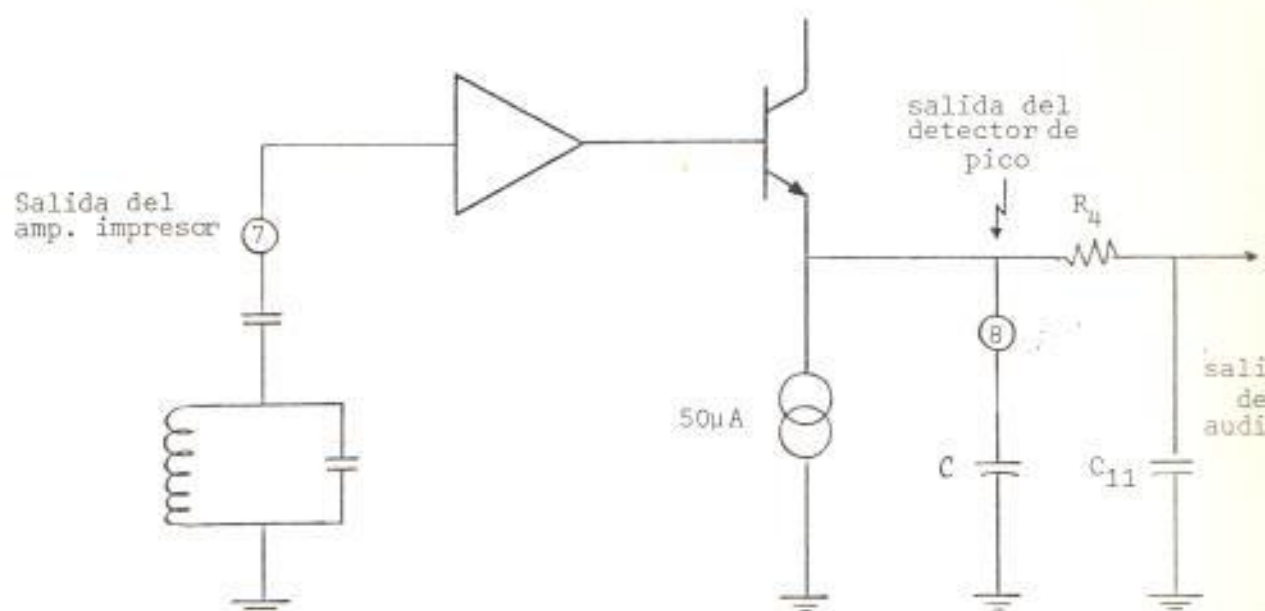


FIGURA 52

ga rápidamente el condensador C al valor pico del voltaje y entonces conforme el voltaje disminuye, su base-emisor se polariza inversamente y el condensador se descarga lentamente a través de la fuente de $50 \mu\text{A}$. El valor de C es seleccionado lo suficientemente grande para mantener el rizado debajo de aquellos valores que causarían una indeseable modulación de voltaje del CAG, y a su vez suficientemente pequeño para ser capaz de seguir los cambios de la bajada de la envolvente. Si la reactancia del condensador es despreciable para la componente de alta frecuencia, pero para la variación de baja frecuencia grande, comparada con la resistencia interna de la fuente de $50 \mu\text{A}$, casi toda la componente de alta frecuencia es derivada a través del condensador,

mientras que la otra componente de audio pasa a través de la resistencia. Esta corriente de baja frecuencia que pasa a través de la resistencia, produce la señal patrón en envolvente de la RF deseada.

La salida de audio apropiada es obtenida por el condensador C para detectar el pico de la envolvente de la RF, seguida por un circuito R_4C_{11} serie para mejorar la forma de la respuesta de audio.

10.3. Construcción del circuito del detector y pruebas experimentales del mismo

A continuación se procedió a construir el circuito detector y a realizar pruebas experimentales cambiando los valores del condensador C con el objeto de elegir el valor más apropiado que permita obtener la señal de audio con la menor distorsión posible, habiéndose encontrado que los mejores resultados se consiguieron con un condensador de $0.001 \mu F$.

También se analizaron diversos valores de la resistencia y condensador del circuito R_4C_{11} en la salida encontrándose los mejores resultados con valores de $27 K\Omega$ y $0,002 \mu F$ respectivamente.

3.11. AMPLIFICADOR DE AUDIO DE POTENCIA

3.11.1. Generalidades

Al circuito detector se conecta el amplificador final

para dar la potencia necesaria al parlante y conectores en la salida. Este amplificador de potencia por lo tanto debe operar a niveles de señal alto para lograr su objetivo.

Un circuito integrado que cumple satisfactoriamente dicho propósito y que ha sido seleccionado para el presente diseño es el LM 380 fabricado por la National Semiconductor, cuyas características pueden observarse en sus hojas de especificaciones.⁽¹⁴⁾

3.11.2. Diseño del circuito amplificador de audio de potencia

El CI LM380 será usado en un circuito de modo común con control de volumen, con las características observadas en la Figura 53.

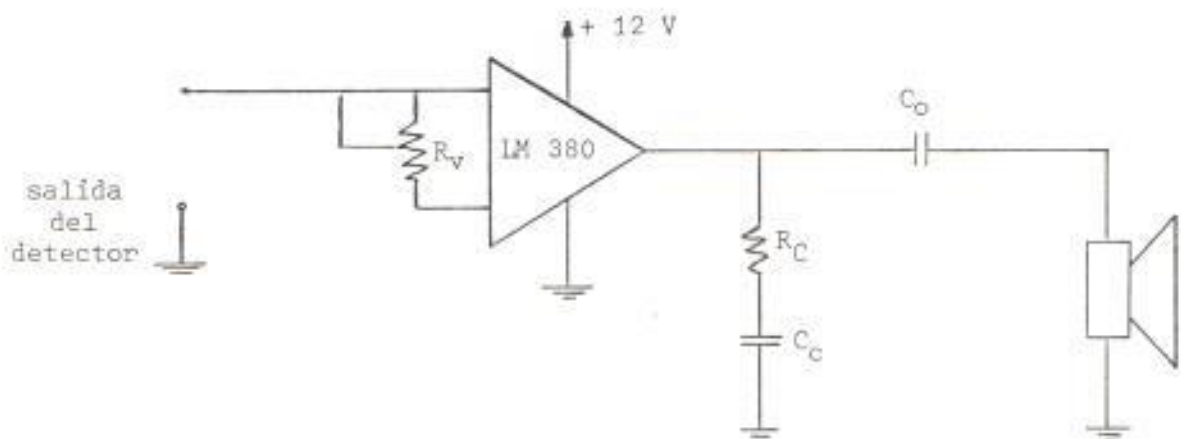


FIGURA 53

La resistencia R_C y condensador C_C suprimen las oscilaciones en el rango de 5 a 10 MHz de pequeña amplitud que pueden ocurrir durante el pico negativo de voltaje como consecuencia de la aplicación de una carga que toma mucha corriente.

El reostato R_V sirve para controlar el volumen del amplificador. La conexión del control de volumen hace que la impedancia de carga del detector sea solamente la impedancia de entrada del amplificador, cuando la posición del control de volumen está al máximo. Esta se reduce a la mitad de la impedancia de entrada del amplificador, cuando la posición del control de volumen está en cero.

11.3. Construcción del circuito amplificador de audio de potencia y pruebas experimentales del mismo.

Utilizando el circuito de la figura 53 con los siguientes valores de los componentes:

$$\begin{array}{lll} R_V = 2,5 \text{ M} & C_O = 500 \text{ } \mu\text{F} & \text{Resistencia de potencia} = 8 \text{ } \Omega \\ R_C = 2,7 \text{ } \Omega & C_C = 0,1 \text{ } \mu\text{F} & \end{array}$$

se construyó el amplificador, obteniéndose luego de introducir señales con el Generador VCF Exact Modelo 123 y observar con el Osciloscopio Tektronix Modelo 7623A una ganancia de voltaje $G_V = 30$.

3.12. CIRCUITO DE SELECCION DE CANAL

3.12.1. Generalidades

El circuito de selección de canal cumple la función automática de rastrear sucesivamente los diferentes canales del equipo, y conectar el canal que primeramente presente señales propicias en la salida del detector.

3.12.2. Diseño del circuito selector de canal

Presentando el receptor solamente un: mezclador, circuito de FI, detector y amplificador de audio, es obvio que la interconexión de uno u otro canal al resto del circuito se la realizará en la salida del preamplificador, oscilador local, antena y fuente de alimentación del preamplificador y oscilador, los cuales serán conectados en caso de que el correspondiente canal proporcione señal en la salida del detector.

Por lo tanto, para realizar dicha acción será necesario un interruptor con mando común de cuatro polos con cinco posiciones cada uno, para de esta manera a los polos conectar: la antena, la entrada en el circuito de base del mezclador, la entrada en el circuito de emisor del mezclador y la fuente de poder respectivamente. Mientras que en las posiciones de primer polo conectar las entradas a los cinco filtros, en las posiciones de segundo polo conectar las salidas de

Los cinco preamplificadores, en las posiciones del tercer polo conectar las salidas de los circuitos separadores de los osciladores y en las posiciones del cuarto polo conectar el extremo superior de los circuitos de polarización del preamplificador, oscilador local y separador correspondientes a cada canal. El objeto de mantener con energía solamente el preamplificador, oscilador local y circuito - separador, del canal que se está usando, es el evitar la posible introducción de ruido proveniente de los circuitos adyacentes, así como también a la vez ahorrar energía.

Un dispositivo que realiza los requerimientos de interconexión detallados, es el selector de solenoide giratorio de la Oak Electro/netics Corp. tipo 5S de 20 vatios # 26, cuya configuración se muestra en la figura 54, y sus características en las hojas de especificaciones.

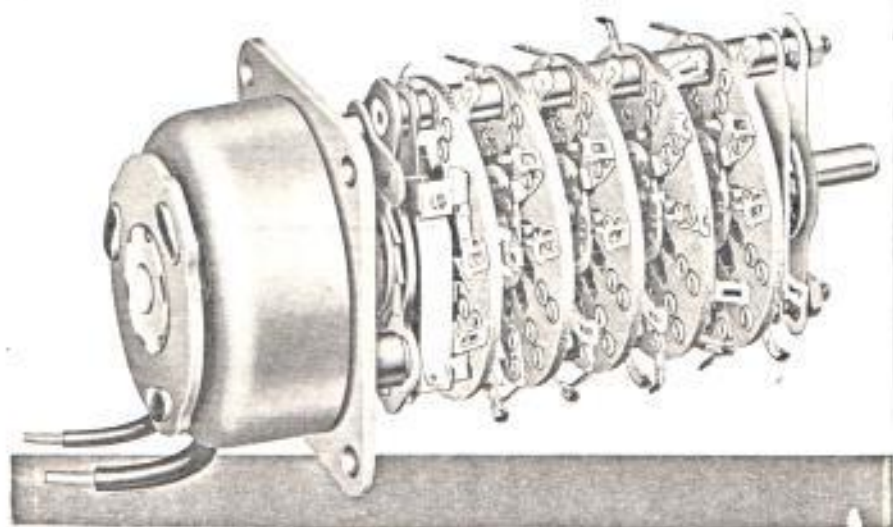


FIGURA 54

El circuito deberá funcionar de la siguiente manera: - en el circuito detector existirán dos alternativas, se recibe o nó señal, si se recibe el receptor debería mantenerse en el canal conectado. Si no se recibe, la ausencia de señal en la salida del detector debería activar un circuito de control que a su vez debería accionar el solenoide del selector que cambia de posición los contactos al siguiente canal, y este ciclo debería repetirse automáticamente tantas veces como sean necesarias hasta encontrar un canal que proporcione señal en la salida del detector, que a su vez mantenga estático el circuito de control.

Un circuito que realiza dichas funciones se presenta en la figura 55.

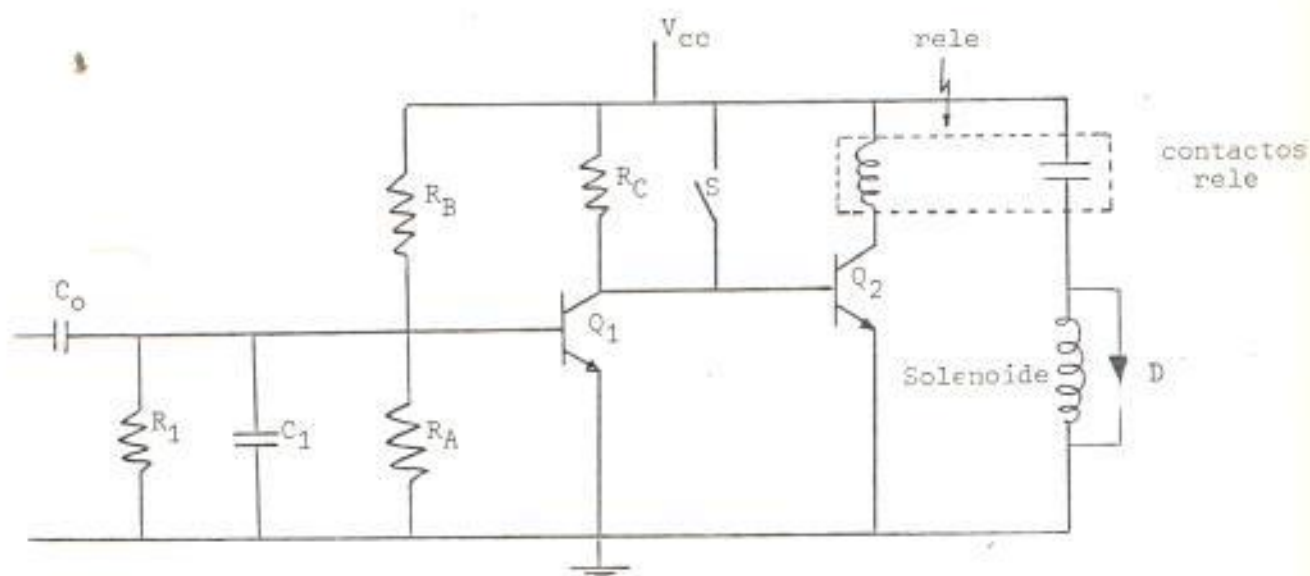


FIGURA 55

en el cual el condensador C_0 sirve de acoplamiento de la señal proveniente del detector al circuito de control. La resistencia R_1 y el condensador C_1 forman un circuito integrador que cuando existe señal en el detector, permite: encender el transistor Q_1 , mantener apagado el transistor Q_2 y consecuentemente sin activar el solenoide del selector de canal controlado mediante el relé conectado en su circuito de colector. Las resistencias R_A , R_B , R_C deberán entonces polarizar a los transistores Q_1 y Q_2 en los puntos de operación requeridos para el funcionamiento mencionado. Esto es, que el transistor Q_1 deberá ser operado casi en estado de corte, de tal manera que cuando exista señal proveniente del detector se encuentre encendido con un V_{CE} comprendido entre 0 V a 0,5 V, voltaje que mantendrá al transistor Q_2 apagado y por lo tanto al solenoide del selector de canal sin excitación y por el contrario cuando no existe señal proveniente del detector el transistor Q_1 se apague, mientras tanto el transistor Q_2 se enciende al ser polarizado únicamente por R_C , accione el relé de su circuito de colector, que simultáneamente cierra sus contactos y active el solenoide que conecta al siguiente canal. El ciclo se repetirá automáticamente, hasta conectarse en un canal que proporcione señal propicia a la salida del detector e inactive el selector.

La razón para controlar el selector de solenoide girato

rio mediante un relé y no directamente, es debido a que la corriente de excitación para activar el selector es del orden de 1,6 amp., lo cual requeriría transistores de alta potencia y en general un circuito de control con magnitudes grandes. Por lo que al excitar utilizando un relé se evita el usar transistores de potencia. El relé seleccionado para dicho propósito es un Relé Miniatura Serie 600 de 2A, de un polo y dos posiciones (SPDT) Modelo 603 fabricado por la Cornell Dubilbien. El relé trabaja con 12V DC y posee una resistencia de 1350 Ω , lo cual permite operarlo con un transistor de bajo nivel con corriente de colector de 8,8 ma. Para el efecto se ha escogido el transistor 2N5209 fabricado por la Texas Instruments Inc., cuyas características pueden encontrarse en sus hojas de especificaciones, los cuales pueden manejar plenamente las corrientes requeridas para la operación del relé.

La función del diodo a través del solenoide, es de servir de trayectoria a la corriente que se produce como consecuencia de su desenergización. En este caso se ha seleccionado el 1N34A fabricado por la RCA Company, cuyas características pueden encontrarse en sus hojas de especificaciones.^[15]

El interruptor S sirve para operar el selector de canal manualmente cada vez que se pulse, el cual hará que el se-

lector de canal opere una vez.

Los valores de las resistencias de polarización no se han mencionado, dado que estos deberán ser determinados experimentalmente una vez construido el circuito para garantizar la operación del circuito de control, lo que no se ha podido realizar por no poseer el relé y el selector de solenoide. Sin embargo, la resistencia R_A de polarización debería ser variable para de esta manera ajustar el circuito para una perfecta polarización. Este razonamiento se aplica también para los valores del circuito integrador de entrada.

IV. DISEÑO FINAL

Al iniciar el diseño se pensó en realizar cálculos teóricos de las diferentes etapas del RSPTF, constituyendo el diseño preliminar, los cuales debían ser ajustados con los resultados de las pruebas experimentales, considerando estos últimos el diseño final.

Sin embargo, en el desarrollo del presente trabajo hubo la necesidad imperativa de realizar paso a paso al finalizar los cálculos teóricos, las respectivas pruebas de cada uno de ellos, encontrándose por lo tanto el diseño final formado por todos los circuitos con las especificaciones logradas en las pruebas experimentales para un óptimo funcionamiento de las diversas etapas.

De la misma manera la ubicación de las partes del circuito total se encuentran detalladas entre las características mecánicas del equipo.

Quedando por elaborar únicamente la lista de componentes del diseño final a base de dichos circuitos.

APENDICE "A"

EQUIPO UTILIZADO

1. Osciloscopio Tektronix 5103N
 - a. Amplificador dual 5A18N
 - b. Base de tiempo 5A10N
2. Osciloscopio Tektronix 7623A
 - a. Amplificador dual 7A18N
 - b. Base de tiempo 7B50
 - c. Analizador de espectros 7L12
3. Trazador de curvas Heathkit 1T-1121
4. Generador de Señales Hewlett Packard 8640A
5. Generador de Señales de Amplitud Constante Tektronix 191
6. Generador VCF Exact 123
7. Generador de Funciones 3311A.
8. Fuentes de Poder Heathkit 1P-28
9. Voltímetro RCA WV-98C
10. Multímetro Digital Fluke 8000A
11. Frecuencímetro El Dorado 1605
12. Medidor Vectorial de Impedancias de RF 4815A
13. Medidor de Q Hewlett Packard 4342A
14. Puente Universal Hewlett Packard 4265

APENDICE "B"

COMPONENTES DEL DISEÑO FINAL

Resistores (1/4 vatio)

Resistencia (Ω)	Cantidad
2,7	1
51	1
100	6
150	5
2400	1
2500	1
4300	5
5200	1
6970	5
7600	5
25000	1
27000	1
100000	5
120000	10

Condensadores (500 voltios)

Capacitancia (μ F)	Cantidad
47 pF	2
56 pF	4
68 pF	4
156 pF	1
0,001	36
0,002	1
0,01	3
0,012	1
0,1	4
27	2
500 (12 V)	1

Potenciómetros (2 vatios)

Resistencia (Ω)	Cantidad
2.5 M	1

Diodo (1 vatio)

Especificación	Cantidad
1N34A	1

Transistores

Especificación	Cantidad
2N4400	5
2N3904	6
2N2222	5
2N5209	2

Circuitos integrados

Especificación	Cantidad
LM 273	1
LM 380	1

Bobinas:

Inductancia (μH)	Cantidad
0,4	1
0,92	1
1,35	2*
2,01	2*
2,83	1
4,52	2*
10,5	1
12,15	1
14,68	2*
49	1
59,6	2*

Transformador:

Uno a la FI de 455 KHz.

Cristales:

Frecuencia (MHz)	Cantidad
2,955	1
5,455	1
10,455	1
15,455	1
20,455	1

Relé:

Uno de aproximadamente 1350Ω 12 voltios.

* Núcleo variable

Selector Solenoide giratorio:

Uno de cuatro polos y de cinco posiciones cada polo.

Parlante:

Uno de 8 Ω de impedancia, 1 vatio

Interruptor:

Uno de un polo y dos posiciones.

NOTA: A la presente lista hay que agregar los componentes resistivos y capacitivos del circuito selector de canal que deberán ser seleccionados luego de realizar las pruebas experimentales del mismo.

BIBLIOGRAFIA

- [1] KARTASCHOFF AND BARNES. *Standard Time and Frequency Generation. Proceeding of the IEE. Vol. 60, N° 5 p. 497. Mayo 1972.*
- [2] HEWLETT PACKARD. *Application Note 52-1. p. 2-1*
- [3] MORGAN. *Distribution of Standard Frequency and Time Signals. Proceeding of the IEEE Vol. 55, N° 6 p. 827. Junio 1967.*
- [4] HEWLETT PACKARD. *Application Note 52-1. p. A1-3.*
- [5] AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE. *The Radio Amateur's Handbook. p. 26. Newington 1976.*
- [6] MOTOROLA. *Semiconductor Data Library. First Edition. p. 2-791. USA. 1972.*
- [7] NEILSON. *Behavior of the noise Figura in Junction Transistors. Proceeding of the IRE. Vol. 45 p. 957. Julio 1957.*
- [8] ALLEY y ATWOOD. *Ingeniería Electrónica. Limusa - Wily. p. 331. México 1971.*
- [9] PHILLIPS DAHLEN. *Semiconductor de la A a la Z. Paraninfo. p. 46. Madrid, 1971.*
- [10] MOTOROLA. *Semiconductor Data Library. First Edition. p. 2-655. USA. 1972.*
- [11] FUERZA AEREA DE LOS ESTADOS UNIDOS. *Teoría Básica y Aplicaciones de los Transistores. p. 215. Base Aérea Al*

- brook. Zona del canal. 1966.
- (12) INTERNATIONAL CRYSTAL MANUFACTURED CO. Catalog. USA. 1975.
- (13) NATIONAL. Linear Integrated Catalog. p. 5-15. USA. 1975.
- (14) NATIONAL. Linear Applications Catalog. p. AN69-1. 1973.
- (15) TEXAS INSTRUMENTS. The transistor and Diode Data Book for Design Engineers Catalog. USA. p. 4-375. 1973.
- (16) CLARKE AND HESS. Communication Circuits Analysis and Design, Addison-Wesley Massachusetts. 1972
- (17) COUCHLIN-DRISCOLL. Semiconductor Fundamentals, Prentice Hall. New Jersey. 1976.
- (18) FITZGERALD HIGGINBOTHAM GRABEL. Mc Graw Hill. México.- 1970.
- (19) FONTAINE. Diodos y transistores. Phillips. Madrid 1975.
- (20) FREDERICK TERMAN. Electronic and Radio Engineering. Mc Graw Hill. New York. 1.972.
- (21) GOMEZ DE TEJADA. Dispositivos Electrónicos. Paraninfo. Madrid. 1972.
- (22) HARRY STEWART. Engineering Electronics. Allyn and Bacon. Boston, 1969.
- (23) JOSEPH WALSTON - JOHN MILLER. Transistor Circuit Design. Mc Graw Hill. New York. 1963.
- (24) MAURICE YUNIK. Design Modern Transistor Circuits. Prentice Hall. New Jersey. 1973.

- [25] MILLMAN-MALKIAS. *Dispositivos y Circuitos Electrónicos*. Piramide, 1975.
- [26] PAUL CHIRLIAN. *Análisis y Diseño de Circuitos Electrónicos*. Mc Graw Hill. México, 1970.
- [27] TAUB-SCHILLING. *Principles of Communication Systems*. Mc Graw Hill. New York. 1965.



A.F. 142009