

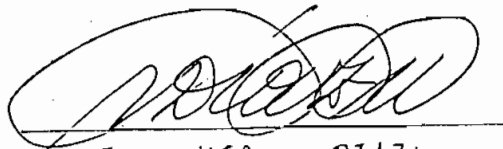
DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MEDIDOR DE INTENSIDAD
DE CAMPO PARA SEÑALES RADIALES DE 0.5 a 1.6 MHz.

*Tesis previa a la obtención del Título
de Ingeniero en la especialización de
Electrónica y Telecomunicaciones de la
Escuela Politécnica Nacional*

JULIO VINUEZA HIDALGO

Quito, Enero de 1978

CERTIFICO QUE EL PRESENTE
TRABAJO HA SIDO REALIZADO
EN SU TOTALIDAD POR EL SE
ÑOR JULIO VINUEZA HIDALGO.

A handwritten signature in dark ink, appearing to read 'Nelson Diaz', written over a horizontal line.

Ing. Nelson DIAZ
DIRECTOR DE TESIS

Quito, Enero de 1978

DEDICATORIA:

A mis padres Antonio y Luz América
quienes con amor y sacrificio no -
escatimaron esfuerzo alguno en -
brindarme todo su apoyo en el -
quehacer diario.

A G R A D E C I M I E N T O

El trabajo presente tuvo la oportuna ayuda de los señores: Ing. Herbert JACOBSON, Ing. NELSON DIAZ y Dr. Bruce HOENAISEN, quienes generosamente me brindaron sus inquietudes, consejos y experiencias profesionales. Para ellos un gracias sincero.

Al Personal de la Dirección de Comunicaciones de la Armada, quienes me apoyaron en todo momento y me permitieron utilizar los Equipos de prueba.

A la Srta. Violeta MINO, por la transcripción de la Tesis.

A la Dirección Nacional de Frecuencias en la persona del compañero MILTON ROLDAN, quien me ayudó en las mediciones de intensidad de campo para las pruebas de calibración.

A todas las personas que de alguna u otra manera me estimularon para la culminación de esta obra.

- * - * - * - * -

C O N T E N I D O

CAPITULO I

1.- INTRODUCCION.

1.1. Objeto y aplicaciones	Pág.	2
1.1.1. Introducción	"	2
1.1.2. Características del Medidor	"	2
1.1.3. Aplicaciones	"	3
1.2. Análisis de la onda superficial	"	5
1.3. Descripción general de la antena de cuadro	"	14
1.3.1. Definiciones generales	"	14
1.3.2. Características de una antena de cuadro	"	15
1.3.3. Análisis del voltaje inducido en la antena de cuadro	"	20
1.4. Descripción del circuito	"	23

CAPITULO II

2.- DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL EQUIPO.

2.1. Diseño de la antena de cuadro	Pág.	31
2.1.1. Dimensiones de la antena de cuadro	"	31
2.1.2. Area del cuadro	"	32
2.1.3. Cálculo del número de vueltas	"	32
2.1.4. Altura efectiva	"	34
2.1.5. Voltaje inducido en la antena de cuadro	"	35
2.2. Atenuador	"	37
2.2.1. Generalidades	"	37
2.2.2. Atenuador capacitivo	"	39
2.2.3. Cálculo teórico del atenuador capacitivo utilizado	"	40

2.2.4.	Análisis teórico del atenuador resistivo	Pág.	42
2.2.5.	Atenuador resistivo utilizado	"	43
2.3.	Amplificador de radio-frecuencia	"	47
2.3.1.	Generalidades	"	47
2.3.2.	Cálculo de las tensiones de polarización	"	49
2.3.3.	Valores medidos	"	51
2.3.4.	Cálculo de la impedancia de carga	"	54
2.3.5.	Ganancia y voltaje	"	56
2.4.	Oscilador de conversión	"	65
2.4.1.	Introducción	"	65
2.4.2.	Oscilador Hartley	"	67
2.4.3.	Circuito oscilador utilizado	"	68
2.4.4.	Valores utilizados en el oscilador local	"	70
2.4.5.	Valores medidos en el oscilador local	"	72
2.4.6.	Cálculo teórico de P y Tc para la banda de frecuencias deseada	"	75
2.4.7.	Valores medidos	"	78
2.4.8.	Procedimiento teórico para minimizar los errores de rastreo de la señal	"	78
2.4.9.	Influencia del error sobre la ganancia relativa del medidor	"	84
2.5.	Etapa mezcladora	"	90
2.5.1.	Generalidades	"	90
2.5.2.	Frecuencia intermedia de 455KHz	"	91
2.5.3.	Frecuencia intermedia de 3395KHz	"	94
2.5.4.	Características del filtro de cristal	"	96
2.5.5.	Diseño del mezclador	"	99
	2.5.5.1. Cálculo gráfico	"	101
	2.5.5.2. Valores calculados	"	102
	2.5.5.3. Valores medidos	"	104

2.5.5.4.	Cálculo del circuito tanque	Pág. 103
2.5.5.5.	Construcción de la bobina	" 106
2.6.	Amplificador de frecuencia intermedia	" 110
2.6.1.	Diseño del amplificador de frecuencia intermedia	" 110
2.6.1. a)	Obtención de los valores en forma gráfica	" 110
2.6.1. b)	Obtención de valores calculados	" 112
2.6.1. c)	Valores medidos	" 114
2.6.1. d)	Cálculo del circuito tanque	" 115
2.7.	Detector	" 118
2.7.1.	Generalidades	" 118
2.7.2.	Detector utilizado	" 121
2.7.3.	Análisis del detector utilizado	" 124
2.7.4.	Características de los diodos	" 127
2.7.5.	Niveles de voltaje calculados y medidos	" 128
2.7.6.	Obtención de la curva de respuesta de los diodos utilizados	" 129
2.8.	Amplificador de audio	" 132
2.8.1.	Descripción del circuito	" 133
2.8.2.	Cálculo de niveles de voltaje	" 133
2.8.3.	Cálculo de C1, C2, C3 y C4	" 136
2.8.5.	Cálculo de la ganancia	" 138
2.8.6.	Cálculo de la ganancia del lazo cerrado	" 140
2.9.	Oscilador de calibración	" 142
2.9.1.	Cálculo teórico del oscilador básico	" 145
2.9.2.	Seguidor de emisor y detector	" 149
2.9.3.	Circuito adicional del oscilador de calibración	" 151
2.10.	Comparador	" 155
2.10.1	Generalidades	" 155

2.10.2. Circuito utilizado	Pág. 158
2.10.3. Análisis del circuito	" 159
2.11. Regulador de voltaje	" 163
2.11.1. Principio de funcionamiento	" 163
2.11.2. Cálculos del regulador de - voltage	" 166
2.12. Construcción del equipo	" 170
2.12.1. Disposición de las partes	" 170
2.12.2. Disposición de las tarjetas	" 178
2.12.3. Disposición de los controles utilizados	" 181
2.12.4. Manejo del equipo	" 182

CAPITULO III

3.- <u>RESULTADOS.</u>	Pág. 184
3.1. Mediciones	" 184
3.2. Conclusiones	" 188

* * * * *

CAPITULO PRIMERO

INTRODUCCION

1.1. OBJETO Y APLICACIONES.

1.1.1. INTRODUCCION:

El presente trabajo se propone diseñar u construir un medidor de intensidad de campo para señales radiales de 540 a 1.600 KHz.

De acuerdo al temario presentado este equipo debe ser de estado sólido, de gran capacidad para medir señales débiles, con un sistema de autocalibración, fuente de corriente regulada u compensación de temperatura para asegurar su exactitud en condiciones de trabajo en el campo.

1.1.2. CARACTERISTICAS DEL MEDIDOR:

Rango de frecuencia	540 KHz. a 1.600KHz.
Rango de intensidad de campo	100 Microvoltios por metro a 10 voltios por metro.
Precisión de medición	± 2 dB.
Selectividad:	
Anchura de banda (6dB)	3.7 KHz.
Rechazo de frecuencia intermedia	60 dB mínimo.

Rechazo de frecuencia imagen	Mejor que 60 dB.
Rechazo de canal adyacente	40 dB mínimo a 10-KHz. por encima y por debajo de la Estación sintonizada.
Antena	Cuadro blindado enchufable al equipo.
Salida de audio	A través de un parlante de 25 Ω . A través de un Headphone.
Baterías: (8 en total)	Tipo Standard de 1 1/2 voltios.
Vida de la batería	Mayor que 1000 lecturas de intensidad de campo (se reduce la vida de las baterías con volumen alto del parlante.

1.1.3. APLICACIONES:

Es indudable que el desarrollo de un País, esté íntimamente relacionado al desarrollo de las Telecomunicaciones. Un País integrado es un País que dispone-

de una red de comunicaciones que le permiten su desarrollo social.

El espectro radioeléctrico cada vez está siendo más utilizado, pero esta utilización desgraciadamente va en forma desmedida por que no se han hecho previamente los estudios necesarios que conlleven a un mejor aprovechamiento y racionamiento de las bandas deseadas.

En la Región de América Latina no se dispone actualmente de datos confiables sobre las características de propagación y niveles de ruido para algunas bandas de importancia considerable, como consecuencia de esta situación no se pueden aplicar las normas técnicas de una manera sistemática y efectiva y por ende resultan afectados los planes de desarrollo nacionales y regionales de radiocomunicaciones¹.

Actualmente la Dirección Nacional de Frecuencias está realizando trabajos sobre las características eléctricas del suelo mediante las mediciones del campo eléctrico.

¹ Informe final sobre la "Reunión Técnica de trabajos sobre relevamientos de las características de conductividad del suelo y ruido radioeléctrico efectuado los días 13 y 24 de Octubre de 1975, en Lima, Perú.

De esta manera se podrían obtener cartas o mapas de la conductividad del suelo y de la constante dieléctrica del suelo, características muy influyentes sobre el comportamiento de la propagación de la onda en el suelo y como consecuencia de estas mediciones su aplicación más importante estaría en la determinación de áreas de cobertura de determinada señal radioeléctrica.

En general las mediciones de intensidad de campo obedecen a una o más de las siguientes finalidades:

- Determinar si una señal radioeléctrica responde a las exigencias de un servicio dado.
- Determinar los riesgos potenciales de interferencias de una emisión.
- Medir fenómenos relativos a la propagación, con miras a estudios concernientes a las telecomunicaciones o para obtener datos que interesen a otros campos de la Física.
- Determinar la eficiencia de una fuente emisora (Por ejemplo, un transmisor) en lo que se refiere a la señal deseada o a la medida en que se suprimen las emisiones no deseadas.

1.2. ANÁLISIS DE LA ONDA SUPERFICIAL.

Las ondas electromagnéticas se irradian desde la an -

na transmisora, hacia la antena receptora por los caminos que se indican en la Figura 1.2.1.

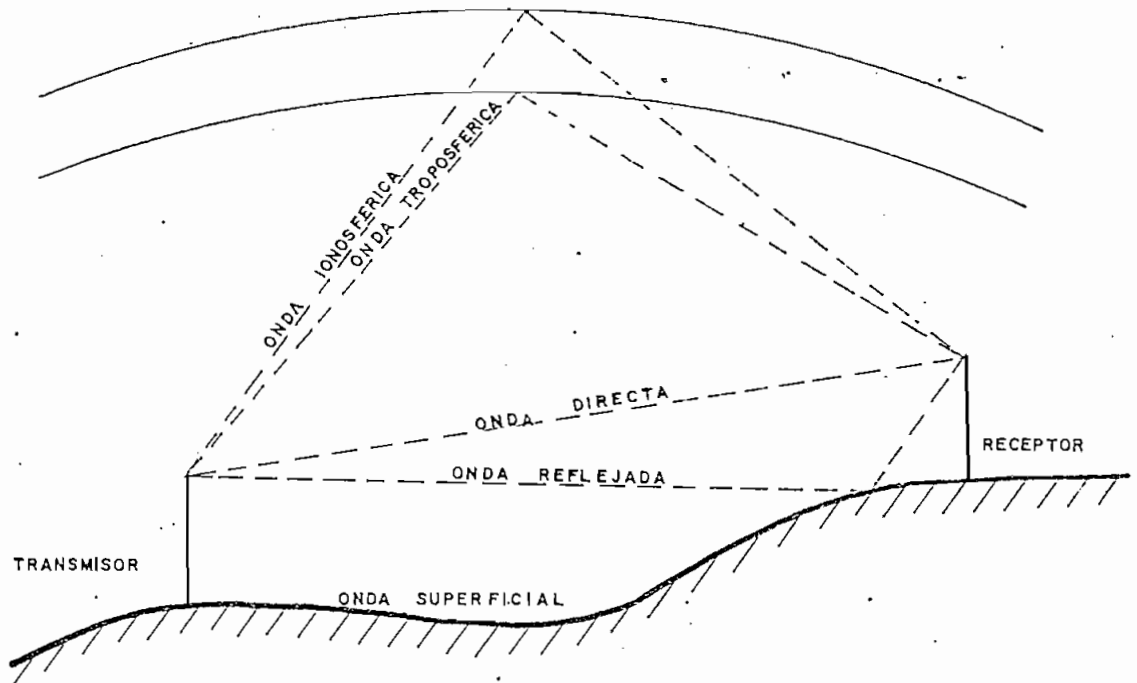


Fig. 1.2.1.

CAMINOS DE PROPAGACION DE LA ONDA RADIOELECTRICA

Por la forma de propagación las ondas electromagnéticas se clasifican en: Troposféricas, Ionosféricas y Terrestres. La onda Terrestre es la onda que se propaga a través del espacio y es afectada por la presencia de la tierra¹.

La onda Terrestre se subdivide en; Directa, Refleja

y Superficial. La forma de propagación se aprecia en la Figura 1.2.1. La onda Directa y Reflejada se conoce como onda Espacial.

La forma de propagación presentada tiene relación con la frecuencia de transmisión utilizada. Lógicamente no existen límites definidos en frecuencia para determinado camino de propagación, sin embargo para tener una idea global se podría presentar una clasificación como indica la Tabla 1.2.1

TABLA 1.2.1.

<u>FRECUENCIA</u>	<u>FORMA PRINCIPAL DE PROPAGACION</u>
1) Menor a 500KHz	Onda Superficial
2) 500KHz - 1.5MHz	Onda Superficial para distancias cortas. Onda Ionosférica para distancias largas.
3) 1.5MHz - 30MHz	Onda Ionosférica.
4) Mayor que 30MHz	Onda Directa dentro de la línea de vista y enlace vía troposfera, Reflejada.

Para la banda de radiodifusión de los 540 KHz a 1.600 KHz es de interés el estudio de la Onda Superficial.

El análisis hecho por Norton sobre el campo radiado -

por un dipolo vertical sobre la tierra conductora condujo a separar o diferenciar la onda Espacial de la Superficial. La primera tiene efecto a grandes alturas de la tierra, la segunda tiene influencia cerca de la tierra. Sea la siguiente configuración:

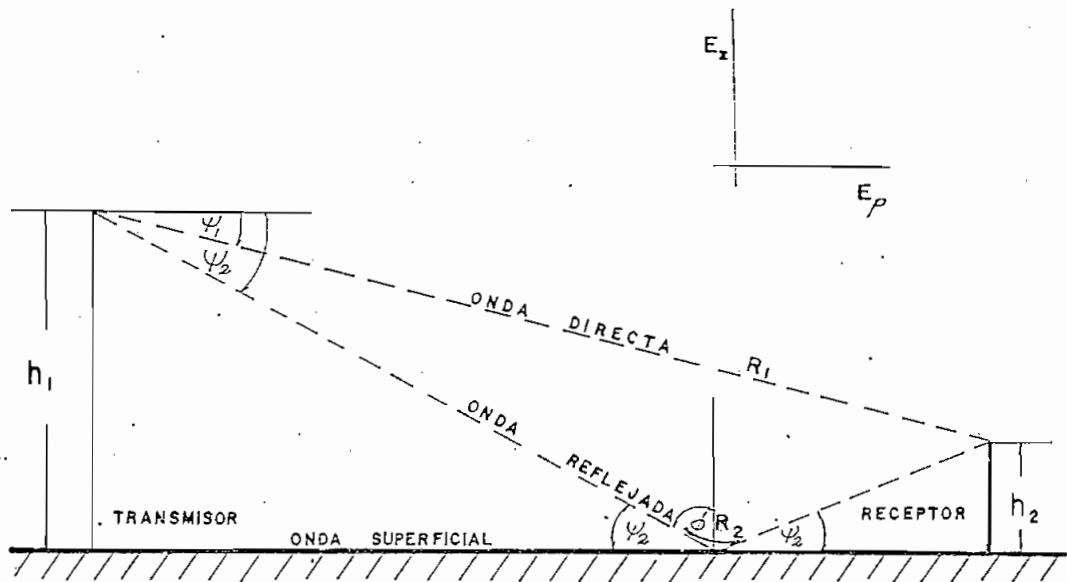


Fig. 1.2.2.

CONFIGURACION DE LA ONDA TERRESTRE

R_1 = Camino directo

R_2 = Camino por reflexión

h_1 = Altura de transmisión

h_2 = Altura de receptor

E_z = Intensidad de campo en el sentido del eje Z

E_p = Intensidad de campo en el sentido radial

Las intensidades de campo E_z y E_p tienen dos componentes denominados Espacial y Superficial. La intensidad de campo Superficial es dependiente de las constantes eléctricas del suelo.

La intensidad de campo Superficial está dado por la siguiente relación¹.

$$E_{\text{sup. total}} = \int 30 \beta I dl (1 - R_v) F \frac{e^{-\beta R_2}}{R_2}$$

$$\sqrt{1 - 2\mu^2 + (\cos^2 \phi) \mu^2 \left(1 + \frac{\sin^2 \phi}{2}\right)^2}$$

En donde:

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

$$\mu^2 = \frac{1}{\epsilon_r - jx}$$

$$X = \frac{1.8 \times 10^{-4} \sigma}{f [\text{MHz}]} \quad \frac{\text{mho}}{\text{m}}$$

F = Constante de atenuación que depende de las constantes de tierra y de la distancia al punto de recepción.

R_v = Coeficiente de reflexión para polarización vertical.

Para visualizar mejor la dependencia de la propagación de la onda Superficial con las constantes eléctricas de la tierra, distancia del transmisor al punto de recepción y frecuencia se presentan en las Figuras 1.2.3, 1.2.4, 1.2.5 los resultados de la intensidad

¹ E. Jordan, "Electromagnetic Waves and Radiating Systems" Capítulo 16 McGraw-Hill, Segunda Edición.

de campo sobre tierra pobre, buena tierra y agua de mar respectivamente¹.

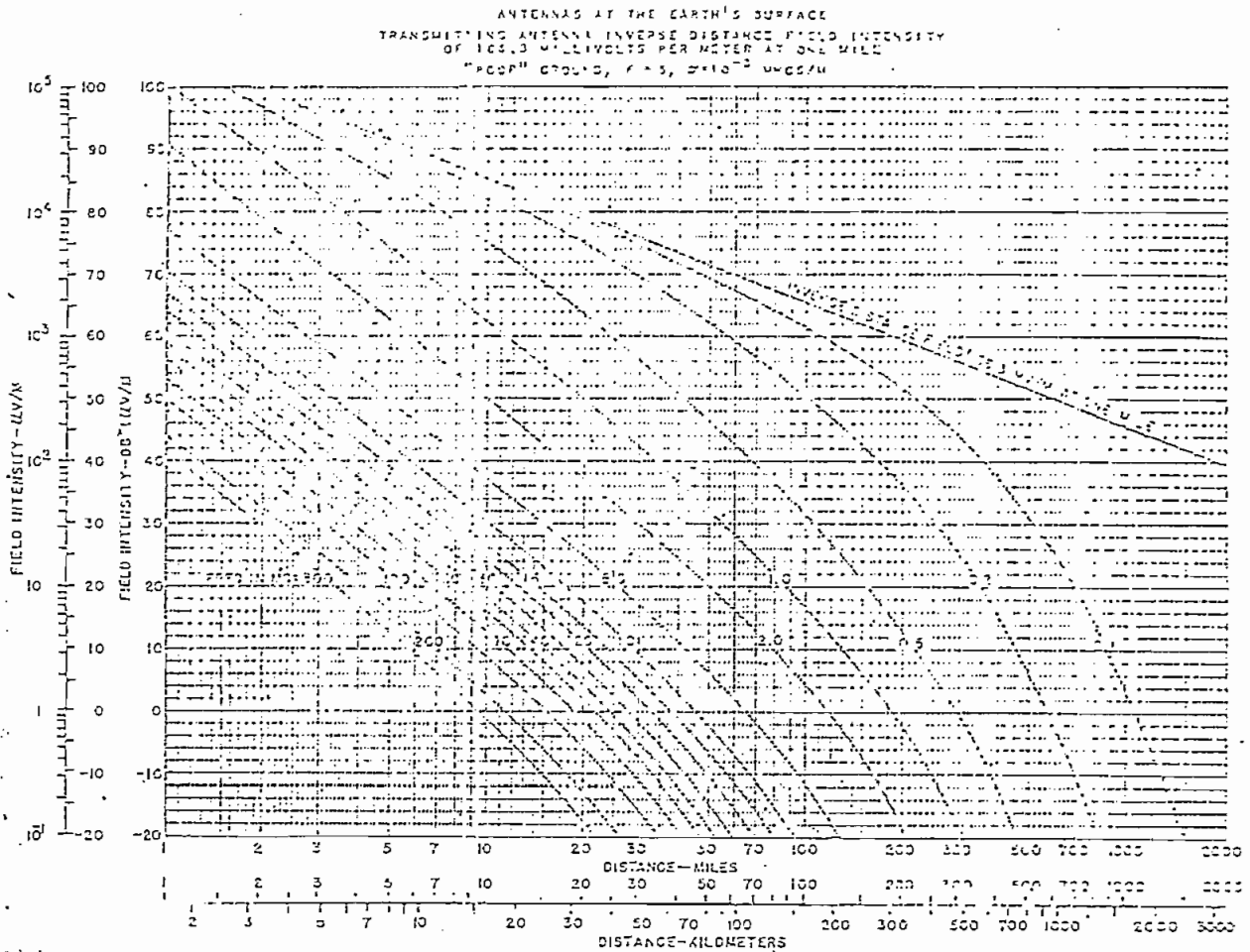


Fig. 1.2.3.

CURVAS DE INTENSIDAD DE CAMPO DE LA ONDA TERRESTRE EN FUNCION DE LA DISTANCIA PARA VARIAS FRECUENCIAS EN MHz, CON POLARIZACION VERTICAL Y TIERRA POBRE.

¹ Collins Radio Company, "Fundamentals of Single Side Band".

ANTENNAS AT THE EARTH'S SURFACE
 TRANSMITTING ANTENNA INVERSE DISTANCE FIELD INTENSITY
 OF 100.3 MILLIVOLTS PER METER AT ONE MILE
 "GOOD" GROUND, $\epsilon = 10$, $\sigma = 10^{-2}$ MHOS/M

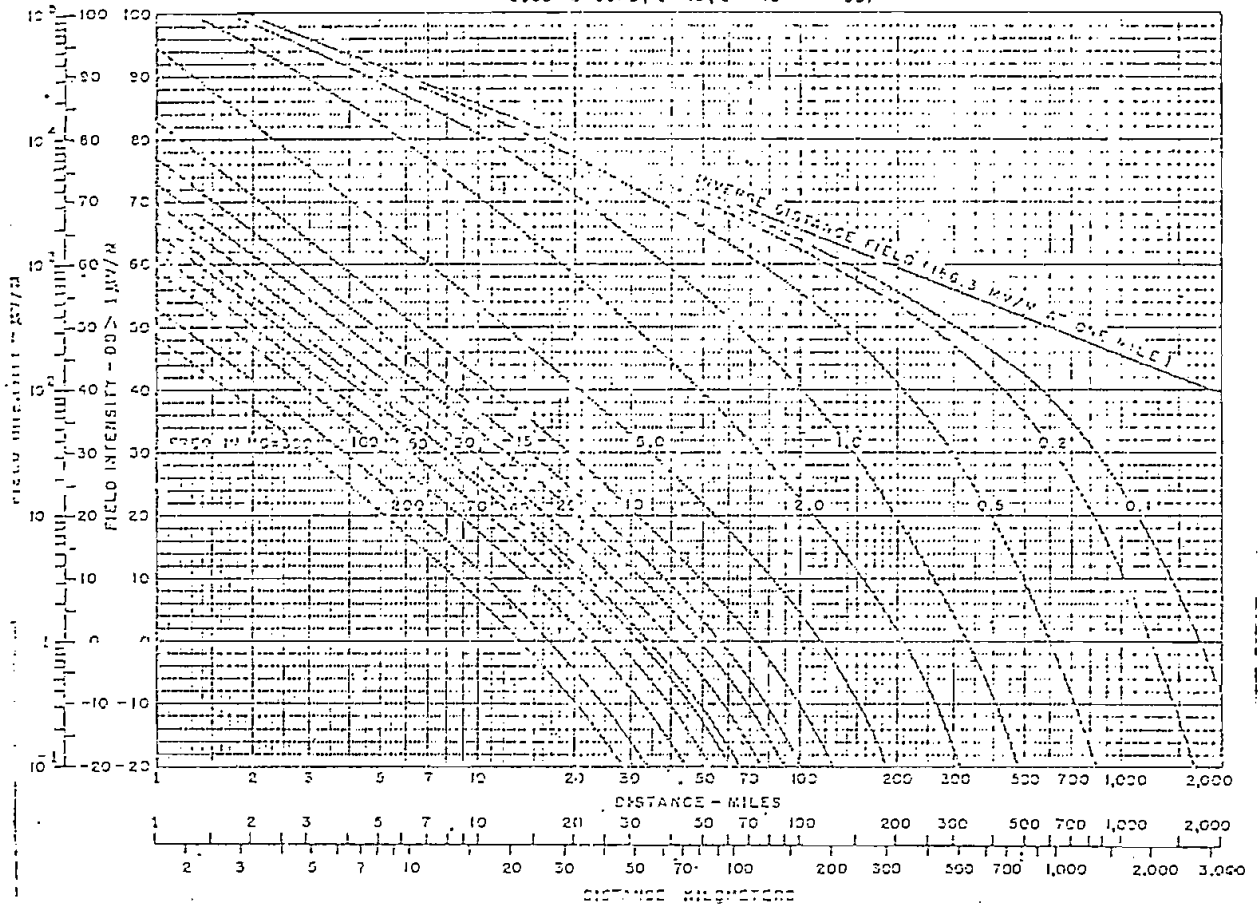


Fig. 1.2.4.

CURVAS DE INTENSIDAD DE CAMPO DE LA ONDA TERRENA EN FUNCION DE LA DISTANCIA PARA VARIAS FRECUENCIAS EN MHZ, CON POLARIZACION VERTICAL Y SOBRE BUENA TIERRA.

La intensidad de campo recibida está referida a 300 mv/m a 1Km. de distancia de una antena vertical corta con una potencia de entrada de 1KW.

De los gráficos presentados se concluye que la intensidad de campo recibida incrementa con un decreci - miento en la frecuencia. En otras palabras la atenuación que experimenta la onda por la presencia de la tierra es mayor a medida que la frecuencia aumenta..

En los tres gráficos se han variado las constantes de tierra (ϵ = permitividad y σ = conductividad) y el resultado es una variación en el campo eléctrico recibido.

A la tierra se considera un buen conductor cuando:

$$\frac{\omega \cdot \epsilon}{\sigma} \ll 1$$

Para el caso de:

$$\sigma = 5 \times 10^{-3} \frac{\text{U}}{\text{m}}, \quad \epsilon = 10 \text{ Uv}$$

La frecuencia más alta para $\frac{\omega \epsilon}{\sigma} = 0.1$ es aproximadamente de 6 MHz. significa por lo tanto que para frecuencias más altas la tierra no se comporta como medio conductor.

1 E. Jordan, "Electromagnetic Waves and Radiating Systems"
Capítulo 5, Segunda Edición.

1.3. DESCRIPCION GENERAL DE LA ANTENA DE CUADRO.

Para describir la antena de cuadro es necesario recordar ciertas definiciones generales en toda antena, tales como: ganancia, resistencia de radiación, directividad, etc.

Se han hecho estudios complicados sobre el comportamiento de una antena como medio o enlace de la energía dada por el transmisor y la energía radiada hacia el espacio libre, dichos estudios tienen como fundamento las ecuaciones de MAXWELL. El objeto de este Capítulo no es precisamente recurrir a estudios matemáticos para determinar el comportamiento de una antena en particular sino más bien presentar las características generales que componen una antena de cuadro.

1.3.1. DEFINICIONES GENERALES:

Ganancia: Se define como la relación de la máxima intensidad de radiación en una dirección dada a la máxima intensidad de radiación en la misma dirección de una antena de referencia con la misma potencia de entrada¹.

Resistencia de Radiación: Es una resistencia hipotética que determina el grado de acoplamiento-

¹ H. Jasik, "Antena Engineering Handbook", Mc Graw - Hill Book Company, New York, 1961.

entre el radiador y el espacio.

En el radiador simple lineal la resistencia de radiación puede ser definida como la relación de la potencia radiada al cuadrado de la amplitud máxima de corriente. El término "Resistencia" es actualmente ficticio pero representa una resistencia que disipará la potencia que se consume por radiación.

Polarización: Arbitrariamente la polarización de una onda de radio se define como la orientación del campo eléctrico. Es decir el campo eléctrico está en el mismo plano del elemento radiador. Un radiador colocado horizontalmente con respecto a la tierra emitirá ondas polarizadas horizontalmente¹.

Lóbulo de Radiación: El lóbulo de radiación expresa gráficamente el grado de directividad de una antena. La gráfica viene determinada como la magnitud relativa de la intensidad de radiación en función de la dirección.²

1.3.2. CARACTERISTICAS DE UNA ANTENA DE CUADRO:

La antena de cuadro consta de una o más espiras, de dimensiones pequeñas respecto de la longitud de onda

1 Collins Radio Company "Fundamentals of Single Side Band", Capítulo 9.

2 I bid.

y devanadas juntas de forma que ocupan la misma posición en el espacio. La tensión recibida a los bornes (a-b) como se indica en la Figura 1.3.1 depende del área que encierra la espira, del número de espiras y de la frecuencia de la señal.

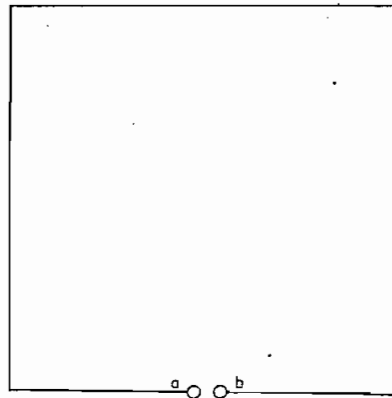


Fig. 1.3.1.

ANTENA DE CUADRO

Sea una señal de intensidad E ($\frac{V}{m}$) la tensión inducida V_{ab} a los bornes de la antena de dimensiones pequeñas se expresa como:

$$V_{ab} = E \omega A N [\nu]$$

Donde:

A = Área de la espira (m^2)

N = Número de espiras

$\omega = 2\pi f$

f = Frecuencia de la señal [Hz]

La ecuación (1.3.1) es válida únicamente cuando el-

diámetro de la espira es menor que $\frac{1}{8} \lambda$.

Posteriormente se determinará la manera de encontrar la ecuación (1.3.1).

El diagrama de radiación horizontal es semejante al de un dipolo situado en el centro del cuadro y perpendicular al plano de éste. Su representación se indica en la Fig. 1.3.2.

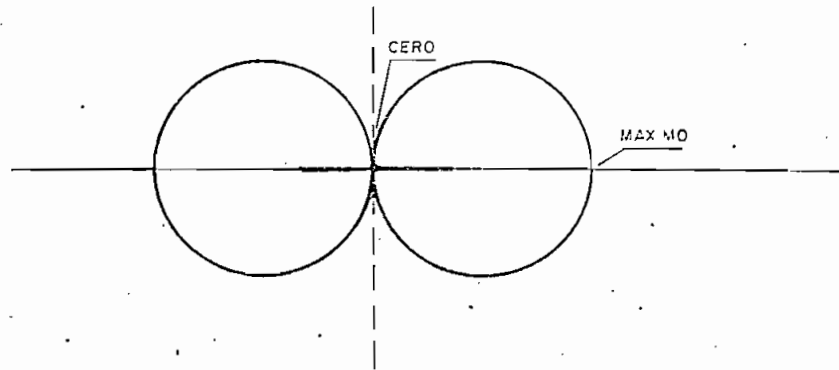


Fig. 1.3.2.

DIAGRAMA DE RADIACION HORIZONTAL DE LA ANTENA DE
CUADRO COLACADA EN POSICION VERTICAL

Debido a que el nivel cero de radiación es más acentuado que el nivel máximo se prefiere al primero para la determinación de la dirección de la onda. Esta característica se cumple únicamente para ondas polarizadas verticalmente y con ángulos bajos ya que de lo contrario se inducen voltajes en los lados ho-

rizontales del cuadro que no precisan la dirección - de la onda. Los gráficos de la Figura 1.3.3 ayudan a demostrar lo anterior.

Sea nuevamente la antena de cuadro como se indica en la Figura 1.3.3 (a) con sus brazos x-y, en (b) la antena es vista desde arriba y presenta además las diversas direcciones de llegada de la onda, en (c) se presentan los voltajes inducidos en la antena para estos diversos casos.

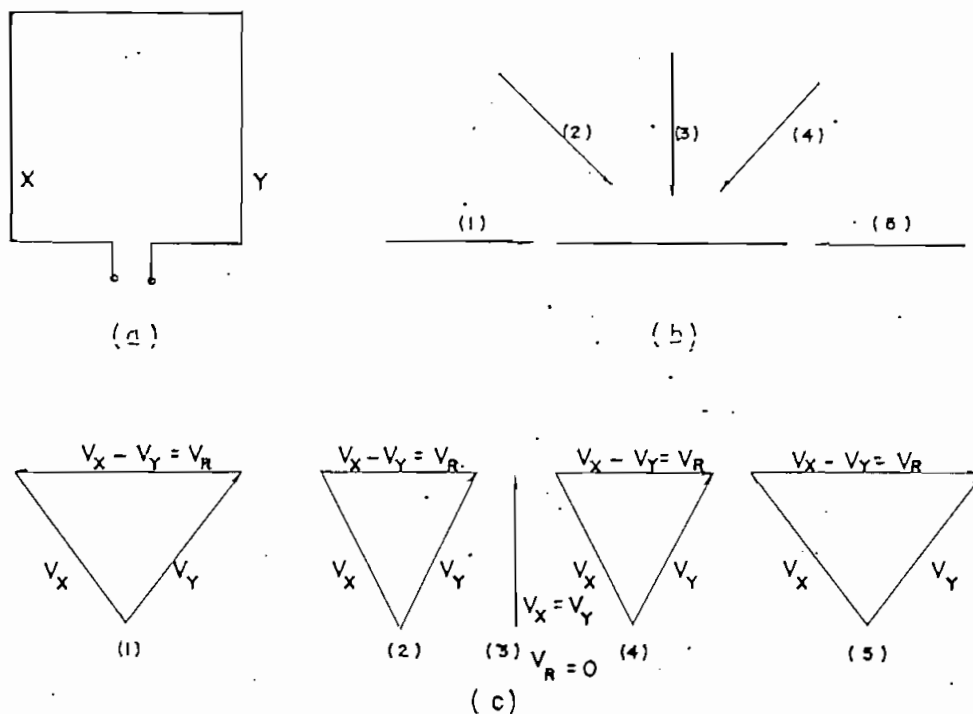


Fig. 1.3.3.

ANTENA DE CUADRO Y VOLTAJES INDUCIDOS PARA DIVERSOS CASOS DE LLEGADA DE LA ONDA.

Los casos (1) y (5) ofrecen condiciones de recepción máxima de la onda y el caso (3) recepción mínima, es decir cuando la onda llega a la antena en forma para lela o perpendicular respectivamente. Este fenómeno se debe a que la onda incide sobre los lados laterales del cuadro en tiempos diferentes produciéndose - de este modo un voltaje resultante (casos 1 y 5); si la onda incide normalmente al plano de la antena (ca so 3) los lados x-y se presentan en iguales condicio nes y los voltajes inducidos en dichos lados no per miten la circulación de corriente por la antena.

En cuanto a la resistencia de radiación de la antena de cuadro ésta es muy baja y como la resistencia de radiación es una medida de la potencia de radiación, no se utiliza la antena de cuadro como antena de - transmisión sino de recepción. Para una antena de - cuadro de dimensiones pequeñas la resistencia de ra diación es:

$$R_{rad} = \frac{320 \pi^4 A^2 N^2}{\lambda^4} \quad (1.3.2)$$

En donde:

A = Área del cuadro (m^2)

N = Número de espiras

λ = Longitud de onda (m)

Para una área circular equivalente de diámetro $D=2a$ se tendrá:

$$R_{rad} = 1900 N^2 \left(\frac{D}{\lambda} \right)^4 \quad (1.3.3)$$

Para el caso de radio receptor,

Si:

$$N = 50$$

$$\frac{D}{\lambda} = 10^{-3}$$

$$R_{rad} = 50 \mu\Omega$$

1.3.3. ANÁLISIS DEL VOLTAJE INDUCIDO EN LA ANTENA DE CUADRO

De acuerdo a la ley de inducción de Faraday el voltaje inducido por un campo magnético Φ , variable con el tiempo está dado por:

$$V = \frac{d\Phi}{dt} \quad v. \quad (1.3.4)$$

Para el caso de N espiras:

$$V = N \frac{d\Phi}{dt} \quad v. \quad (1.3.5)$$

El flujo magnético Φ es la integral de superficie de la densidad de flujo en el área que encierra la espira:

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{a} \quad (\text{weber}) \quad (1.3.6)$$

Para el caso de flujo magnético uniforme y perpendicular a la espira se tiene:

$$\Phi = BA \quad (1.3.7)$$

Reemplazando (1.3.7) en (1.3.5) se tiene:

$$V = -NA \frac{dB}{dt} \quad v. \quad (1.3.8)$$

Sea B la densidad de flujo variable en el tiempo:

$$B = B_m \operatorname{sen} \omega t \quad \frac{\text{weber}}{\text{m}^2} \quad (1.3.9)$$

Luego:

$$\frac{dB}{dt} = B_m \omega \cos \omega t \quad (1.3.10)$$

Para el caso de propagación de ondas planas la relación entre E y H está dada por:

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (1.3.11)$$

Donde:

E = Intensidad del campo eléctrico

H = Intensidad del campo magnético

μ = Constante de permeabilidad magnética dependiente del medio. Para el vacío tiene el valor de $4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{\text{H}}{\text{m}} \right]$

ϵ = Permitividad dieléctrica dependiente del medio.

$$\text{En el vacío } \epsilon_r = \frac{1}{36\pi \cdot 10^9} \left[\frac{\text{Faradios}}{\text{m}} \right]$$

La relación (1.3.10) tiene la dimensión de impedancia y su valor en el vacío es:

$$\frac{E}{H} \approx 120\pi \, \Omega \quad (1.3.12)$$

La relación de la densidad de flujo magnético B con la intensidad de campo magnético H está dado por:

$$B = \mu H \quad (1.3.13)$$

Para el valor unitario de campo eléctrico

$$B = \mu \cdot \frac{1}{120\pi} \quad (1.3.14)$$

En realidad la ecuación (1.3.14) se refiere al valor de la densidad de flujo magnético máximo (B_m) que reemplazado en (1.3.10) quedaría:

$$\frac{dB}{dt} = \frac{4\pi 10^{-7} \omega \cos \omega t}{120\pi}$$

Si se reemplaza el valor anterior en (1.3.8) daría finalmente:

$$V = -NA \frac{4\pi 10^{-7} 2\pi f \cos \omega t}{120\pi} \text{ v}$$

Para valores máximos de voltaje inducción:

$$V = \frac{NA 2\pi f 10^{-7}}{30} \text{ v}$$

$$V = \frac{NA 2\pi 300 \cdot 10^6 \cdot 10^{-7}}{30 \cdot \lambda} \text{ v}$$

$$V = \frac{NA 2\pi}{\lambda} \text{ v}$$

El voltaje inducido depende por tanto del área del cuadro, del número de espiras de la frecuencia y también del ángulo de llegada de la onda.

1.4. DESCRIPCION DEL CIRCUITO.

El circuito construido es semejante a un receptor superheterodino, excepto que no dispone del control automático de ganancia sino de un atenuador variable de valor conocido que permite medir la señal sintonizada dentro de la escala de un indicador, en este caso un microamperímetro. Tal como se ha descrito se puede utilizar el receptor para hacer mediciones relativas del nivel de intensidad de la señal presente en el indicador. Esto significa que se puede medir la variación que experimenta la señal de un lugar a otro, pero lo que interesa es justamente el valor absoluto, real, en cualquier sitio específico, para ello interviene una etapa adicional: el Oscilador de Calibración.

Si se conoce el campo eléctrico en un sitio definido y se ajusta el instrumento a dicho valor, éste se encuentra "calibrado" para esa frecuencia y se podrían hacer las mediciones en otros puntos suponiendo que las condiciones iniciales no han cambiado.

Para calibrar el medidor de campo entonces, es necesario solamente tener un nivel de referencia en el receptor - es decir una colocación adecuada del control de ganancia del receptor. Este nivel de referencia lo provee -

el Oscilador de Calibración.

Antes de describir el principio de calibración se pre se nta en la figura 1.4.1 el diagrama general en bloques del circuito utilizado.

Como se puede observar en la Fig. 1.4.1 acompañan al receptor superheterodino las etapas: oscilador de calibración, detector de calibración y un comparador. Su utilización se explicará a continuación.

El principio de calibración es el siguiente: Una frac ción determinada de señal del oscilador de calibración se inyecta a través de la antena hacia el receptor y la otra fracción hacia el detector de calibración que provee un voltaje de corriente continua. Este voltaje es comparado en la etapa denominada "Comparador". Cuando la ganancia del receptor es correcta la indica ción en el medidor será mínima, lo que ocurre cuando los voltajes continuos son iguales. El valor de la ganancia del receptor para el cual las salidas de vol taje de corriente continua son iguales está determina do por la relación entre el voltaje de radio frecuen cia (RF) en el detector del oscilador de calibración y el voltaje de RF inyectado hacia el circuito de an tena. El circuito que determina este voltaje de in -

yección determina también la precisión de calibración. El voltaje inducido en la antena por un campo varía con la frecuencia; por tanto, el voltaje de inyección de RF debe también variar de la misma manera, de tal forma que la calibración sea correcta a través de la banda de frecuencia deseada. Esta variación se consigue mediante una red reactiva.

El oscilador de calibración por tanto tiene la doble finalidad: como una fuente de señal para el receptor y como un nivel de referencia para el comparador que provee la autocalibración del instrumento.

El campo magnético presente en el espacio induce en la antena de cuadro un voltaje de radio frecuencia de entrada al receptor. Esta señal es luego atenuada antes de entrar al amplificador de radio frecuencia.

El atenuador es netamente capacitivo y tiene un rango de atenuación de hasta 60 dB en pasos de 20 dB. Esto significa que para una señal de radio frecuencia bastante intensa el atenuador actuará en las posiciones de mayor atenuación. La señal máxima a la salida del atenuador para la indicación límite de 100 μ A en el microamperímetro dependerá de la sensibilidad del receptor y su valor se determinará posteriormente.

La etapa de radio frecuencia amplifica la señal sintonizada. Para sintonizar esta señal se utiliza un condensador de tres secciones y dispuestos en tándem. Cada sección está conectada a la entrada del receptor, a la etapa de radio frecuencia y a la etapa del oscilador local respectivamente.

La etapa mezcladora recibe las señales provenientes de la etapa de radio frecuencia (f_c) y del oscilador local (f_o) para producir una tercera frecuencia designada como frecuencia intermedia (f_i) y relacionada como:

$$f_c = f_o - f_i$$

f_c = Frecuencia de la señal portadora de la información.

f_o = Frecuencia del oscilador local.

f_i = Frecuencia intermedia.

El valor de f_i utilizado es 3395 KHz. Las ventajas y desventajas en utilizar una f_i relativamente alta respecto de los 455 KHz comúnmente utilizados para recepción de señales moduladas en amplitud se determinará luego. Si el rango de variación para f_c es 450-1.600 KHz, f_o variará desde 3.935 KHz a 4.995 KHz para obtener $f_i = 3.395$ KHz.

Esta señal de los 3.395 KHz se filtra mediante un filtro de cristal cuya selectividad rechaza señales indeseadas. Sus características serán dadas posteriormente. Luego del filtro de cristal la señal es atenuada nuevamente hasta un valor máximo de 40 dB en pasos de 20 dB; este atenuador es del tipo resistivo. Las tres primeras posiciones corresponden al atenuador resistivo, las restantes al atenuador capacitivo, la atenuación total es de 100 dB.

Una vez atenuada la señal de fi es amplificada por tres etapas sucesivas de frecuencia intermedia, su ganancia es controlada desde el panel frontal mediante un potenciómetro conectado a la primera y segunda etapa.

El voltaje de corriente directa presenta a la salida del detector de la última etapa de fi alimenta el circuito de audio, el indicador y el circuito de calibración.

El amplificador de audio excita a un parlante y a un audífono y su nivel de ganancia es controlado desde el panel frontal mediante un potenciómetro.

El voltaje que alimenta a las etapas descritas proviene

ne de 8 pilas tipo D de 1.5 Voltios cada una, a través de un regulador de voltaje que proporciona 9 voltios-regulados. El amplificador de audio aprovecha directamente los 12 voltios que suministran las 8 pilas.

CAPITULO SEGUNDO

2.1. DISEÑO DE LA ANTENA DE CUADRO.

2.1.1. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE CUADRO:

Las características direccionales para este tipo de antena se cumplen cuando la longitud del cuadro es menor que $1/8 \lambda$. En este caso la distribución de la corriente se considera uniforme.

Para la frecuencia de 1.600 KHz, el valor de $\frac{\lambda}{8}$ será:

$$\frac{\lambda}{8} = \frac{300}{8 \times 1.6} \text{ [m]} = 23.5 \text{ m.}$$

Por tanto para asegurar condiciones de directividad de la antena será necesario que el perímetro de la antena de cuadro sea menor que 23.5 m.

Para las dimensiones que indica la Figura 2.8.1, y considerando una sola vuelta el perímetro será:

$$a = 0.30 \text{ m}$$

$$b = 0.20 \text{ m}$$

$$p = 2(a+b)$$

$$= 1.00 \text{ m}$$

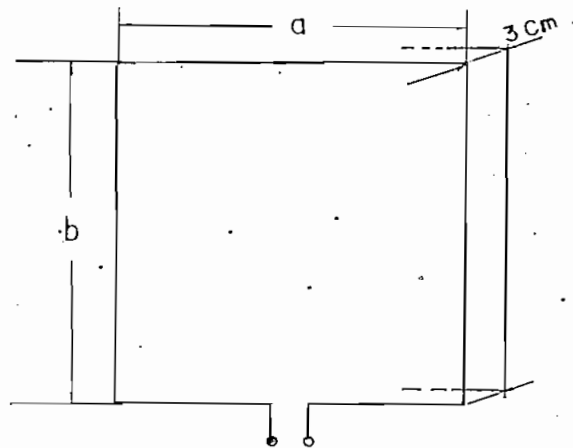


Fig. 2.1.1.

DIMENSIONES DE LA ANTENA DE CUADRO

Esto significa por tanto que el número total de vueltas no excederá de 23.

2.1.2. AREA DEL CUADRO:

$$\begin{aligned} A &= a \cdot b \\ &= 0.06 \text{ m}^2 \end{aligned}$$

2.1.3. CALCULO DEL NUMERO DE VUELTAS:

Si se considera a la antena como un solenoide comprimido se tiene las siguientes relaciones:

$$L = F n^2 d \quad ^1$$

¹ ITT, Reference Data for Radio Engineers, FIFTH EDITION, Volumen 6, Pág. 6-1.

$$A = \frac{\pi d^2}{4} \quad . \text{ (Area equivalente)}$$

F = Factor de forma (Función d/e)

d = diámetro del lazo (en pulgadas)

ℓ = Longitud ocupada por la bobina (en pulgadas) ver
Figura 2.8.1.

L = Valor de inductancia para la frecuencia más baja.

Para 540 KHz.

$$L = 200 \mu\text{Hy}$$

$$\text{Si } A = 0.06 \text{ m}^2$$

$$d = 27.6 \text{ cm.} = 10.9''$$

$$\ell = 3 \text{ cm.} = 1.18''$$

Por tanto:

$$\frac{d}{\ell} = \frac{10.9}{1.18}$$

$$= 9.24$$

Del gráfico Fig; 2.1.2. con los datos anteriores se
obtiene F.

$$\text{Luego: } n = \sqrt{\frac{L}{F d}} = \sqrt{\frac{200}{9.05 \times 10.9}} \approx 19$$

El número total de vueltas cumple con los requeri-
mientos anteriormente mencionados.

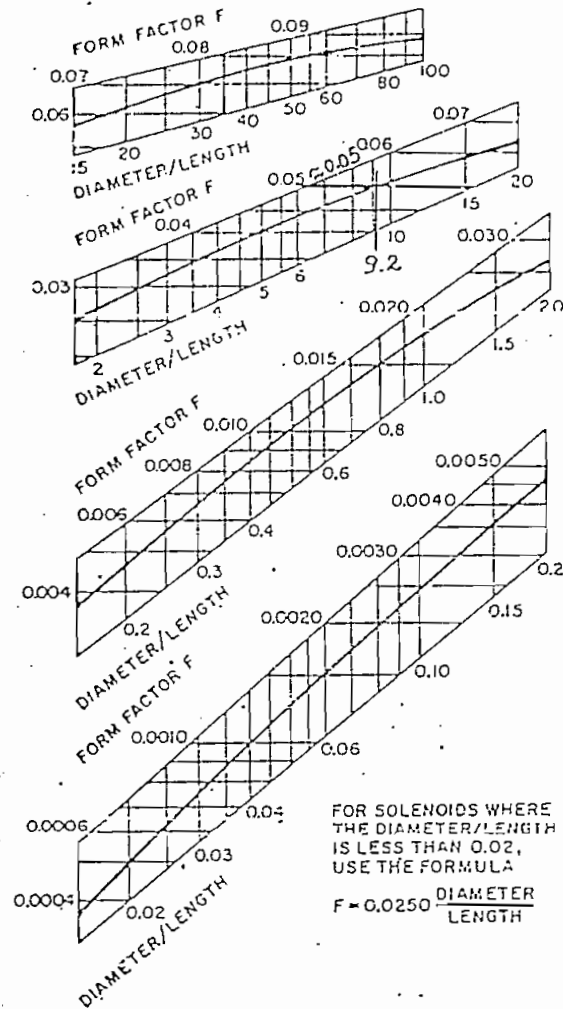


Fig. 2.1.2.

INDUCTANCIA PARA UN SOLENOIDE EN FUNCION DE SU FORMA

2.1.4. ALTURA EFECTIVA DE LA ANTENA DE CUADRO:

La altura efectiva (h_e) relaciona el voltaje inducido en la antena E_i y el campo de la onda que llega a la antena (E_g).

$$h_e = \frac{E_i \text{ (uV)}}{E_\theta \text{ (uV)}} = \frac{2 \text{ NA} \delta}{300} \text{ (m)}$$

Para el área de 0.06 m^2

$$h_e = 0.00125 \text{ n} \delta.$$

2.1.5. VOLTAJE INDUCIDO EN LA ANTENA:

$$E_i = h_e E_\theta$$

Para $n = 19$

$$E_i = 0.0237 \delta E_\theta \text{ (considerando } Q = 1)$$

El factor Q de la antena de cuadro medido a la frecuencia de 1 MHz fue de 30.

Luego:

$$E_i = 0.71 \delta E_\theta$$

Para la frecuencia de 1 MHz e intensidad de campo mínimo de $100 \frac{\text{uV}}{\text{m}}$ E_i será: 71 uV.

Este voltaje de entrada del receptor como se verá posteriormente es de suficiente amplitud para una indicación en el medidor.

Para intensidades de campo hasta $1 \frac{\text{mV}}{\text{m}}$ la lectura en el medidor es directa, sin embargo, para señales mayores que 1 mV/m existen pasos de atenuación resistiva y capacitiva colocados a la entrada de la etapa de radiofrecuencia y

de frecuencia intermedia respectivamente.

2.2. ATENUADOR.

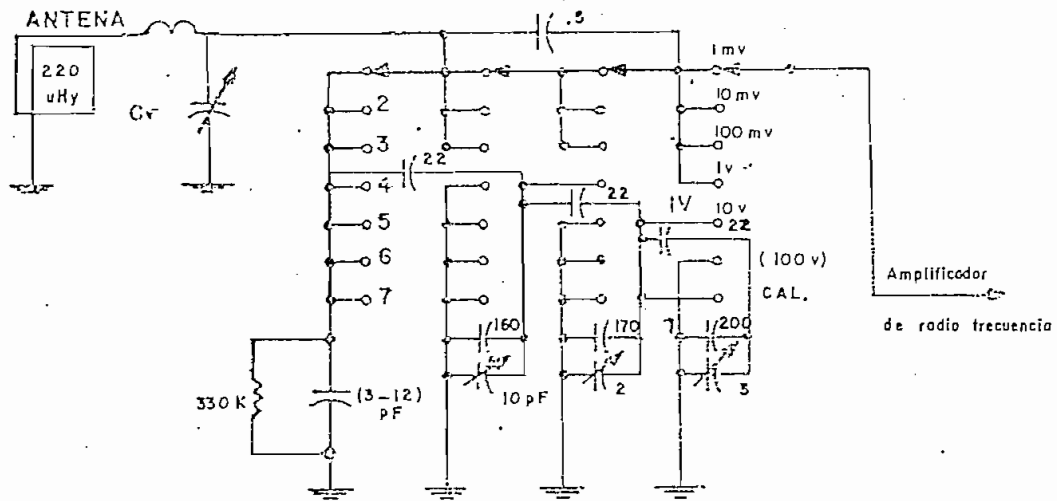
2.2.1. GENERALIDADES:

La señal captada por la antena continúa a un atenuador variable previo a la etapa de amplificación de radio frecuencia con el fin de controlar y evaluar dicha señal. El atenuador consta de dos secciones: Capacitiva y Resistiva. El atenuador capacitivo sigue al circuito de sintonía formado por la antena y el condensador (CV) de sintonía. El atenuador resistivo sigue al filtro de cristal.

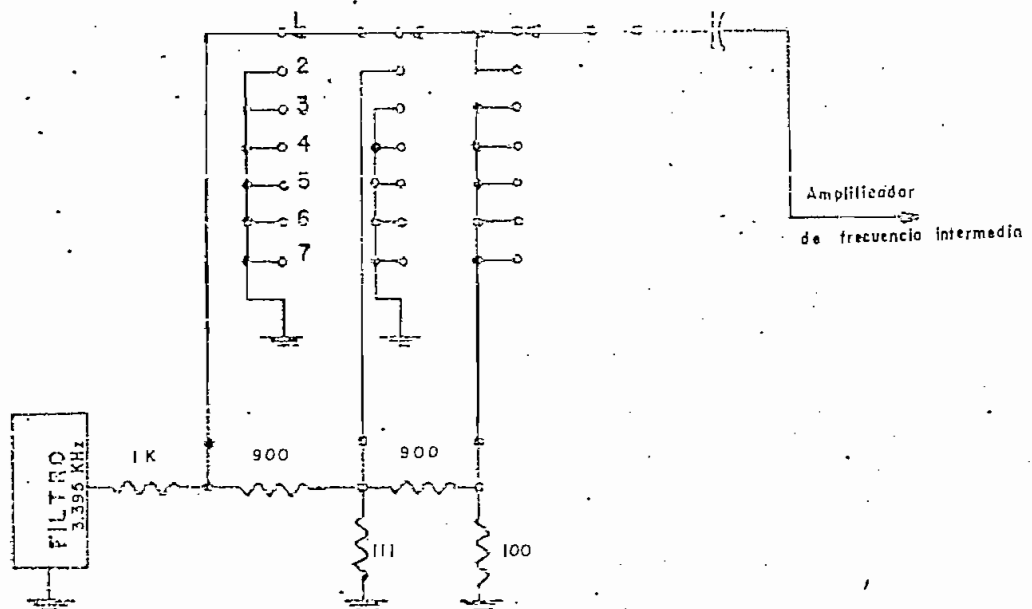
La capacidad total de atenuación es de 100 dB dividido en 20 dB de atenuación por paso. Los dos primeros pasos de atenuación corresponde al atenuador resistivo y los tres restantes al atenuador capacitivo. La Figura 2.2.1 presenta el atenuador utilizado:

- a) Atenuador Capacitivo: La señal se atenúa previo a la etapa de radio-frecuencia en las posiciones 4, 5, 6 (posición 7 es igual a 5).
- b) Atenuador Resistivo: Las posiciones 1, 2, 3, atenúan la señal en 40 dB.

Las posiciones enumeradas en la Figura 2.2.1 corres



a)



b)

Fig. 2.2.i.
DISPOSICION DEL ATENUADOR

ponden a niveles de intensidad de campo de,

$1 \frac{mV}{m}$, $10 \frac{mV}{m}$, $100 \frac{mV}{m}$, $1 \frac{V}{m}$, $10 \frac{V}{m}$ y teóricamente

$100 \frac{V}{m}$.

2.2.2. ATENUADOR CAPACITIVO:

El principio de atenuación capacitiva es el siguiente:

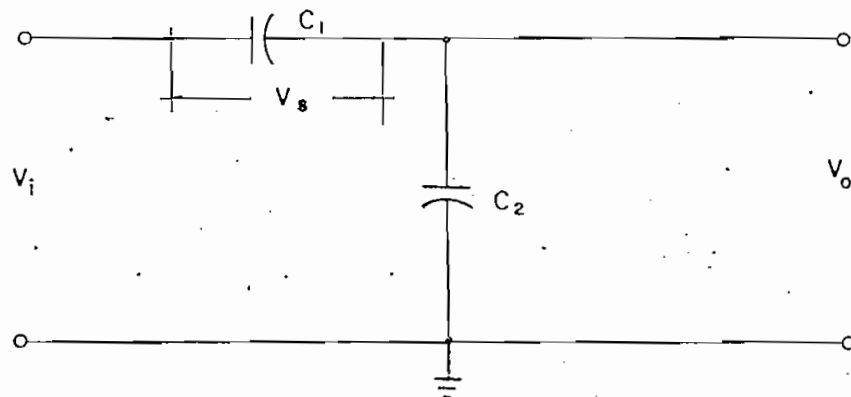


Fig. 2.2.2.

ATENUADOR CAPACITIVO BASICO

$$V_i = V_s + V_o \quad (2.2.1) \quad Q_1 = Q_2 \quad (2.2.2)$$

$$C_1 V_s = C_2 V_o \quad \Rightarrow \quad \frac{V_s}{V_o} = \frac{C_2}{C_1} \quad (2.2.3)$$

$$\frac{V_s + V_o}{V_o} = \frac{C_2 + C_1}{C_1}$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{C_2}{C_1} + 1 \quad (2.2.4)$$

La ecuación 2.2.4 relaciona los voltajes de entrada y salida con las capacitancias utilizadas.

$$\text{Si } C_2 \gg C_1 \quad \frac{C_2}{C_1} \gg 1$$

La ecuación 2.2.4 se escribiría como:

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{C_2}{C_1}$$

2.2.3. CALCULO TEORICO DEL ATENUADOR CAPACITIVO UTILIZADO:

Como se indica en la Figura 2.2.1 las posiciones que permiten atenuación capacitiva son 4, 5 y 6. En la Figura 2.2.4 se presenta el atenuador en la posición de mayor atenuación, es decir posición 6. Los cálculos correspondientes se presentarán a continuación.

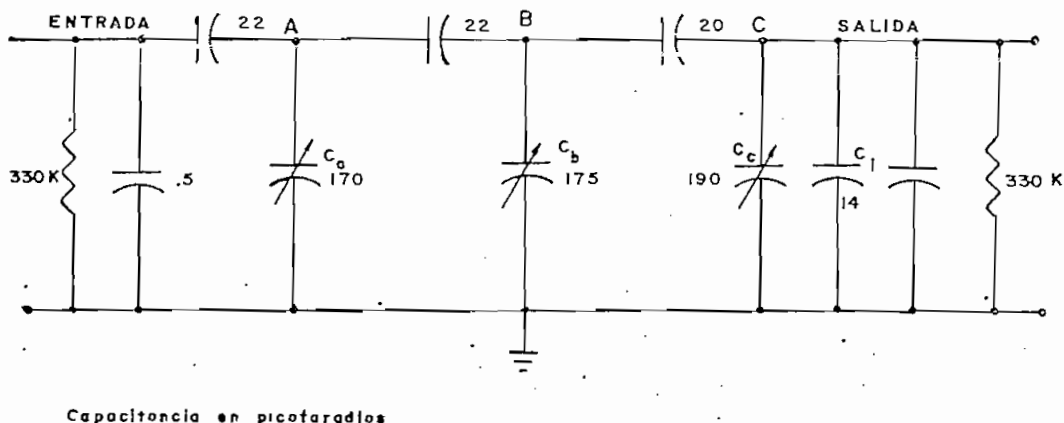


Fig. 2.2.3.

POSICION 6 DEL ATENUADOR CAPACITIVO UTILIZADO

C_i y R_i : Capacitancia y resistencia de entrada del FET
 C_a , C_b , C_c : Capacitancias variables para el ajuste de la atenuación capacitiva.

En la posición 6, la señal sufre tres pasos de atenuación en A, B y C respectivamente; se desea una atenuación de 20 dB por paso, de tal manera que en esta posición se consiga una atenuación total de 60 dB.

Las capacitancias C_a , C_b y C_c son de 170, 175 y 190 pF respectivamente, estos valores se escogieron luego de varias tentativas.

La capacitancia equivalente en C (C_{ceq}) será:

$$C_{ceq} = C_c + C_i \\ = (190 + 14) \text{ pF} = 204 \text{ pF}$$

La señal de B a C experimentará una atenuación A_{BC} de:

$$A_{BC} = \frac{204}{20} + 1 = 11,2$$

La capacitancia equivalente en B (C_{beq}) será:

$$C_{beq} = C_b + \frac{20 \times 204}{20 + 204} = 175 + 18,2 = 193,2 \text{ pF}$$

La señal de A a B experimentará una atenuación A_{AB} de:

$$A_{AB} = \frac{193,2}{22} + 1 = 9,78$$

La capacitancia equivalente en A (C_{aeq}) será:

$$C_{aeq} = C_a + \frac{22 \times 193,2}{22 + 193,2} = 170 + 19,7 = 189,7 \text{ pF}$$

La señal de I a A experimentará una atenuación de:

$$A_{IA} = \frac{189,7}{22} + 1 = 9,6$$

La atenuación total será por tanto:

$$A_T = A_{1A} \cdot A_{AB} \cdot A_{BC}$$

$$= 9,62 \cdot 9,78 \cdot 11,2 = 1053,7$$

$$A_{T/dB} = 60,4 \text{ dB}$$

Con los valores escogidos se tiene un exceso de atenuación en .4 dB. En la práctica se permite una variación de ± 1 dB.

En el siguiente cuadro se indican diversos valores de atenuación para valores diferentes de C_a , C_b y C_c .

TABLA 2.2.1.

C_a (pF)	C_b (pF)	C_c (pF)	ATENUACION X 1000. Posición 6	ATENUAC. X 1000 Posic. 5	ATENUAC. X 10 Posic. 4
170.0	175.0	190.0	1053.7	100.3	9.05
190.1	191.3	194.8	1004.0	99.6	10.0

Los resultados experimentales se presentará en el -
Capítulo 3.

2.2.4 ANALISIS TEORICO DEL ATENUADOR RESISTIVO:

La atenuación resistiva radica en el siguiente -
análisis:

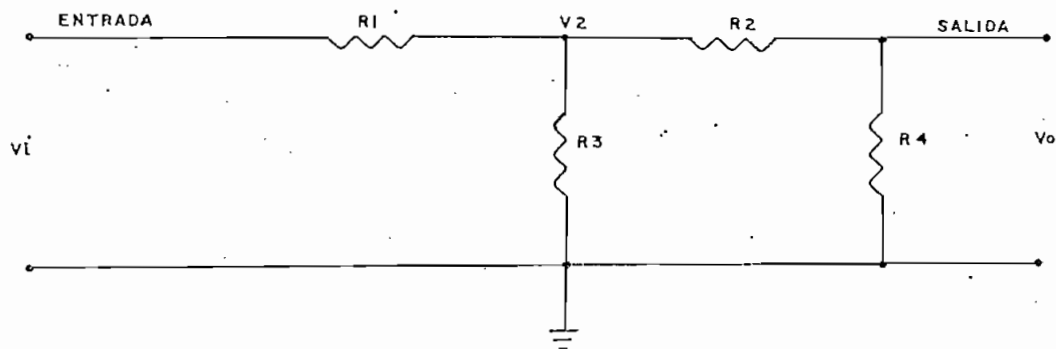


Fig. 2.2.4

ATENUADOR RESISTIVO

$$V_2 = V_i \frac{\frac{R_3 (R_2 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4}}{R_1 + \frac{R_3 (R_2 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4}} = \frac{R_3 (R_2 + R_4)}{R_1 (R_2 + R_3 + R_4) + R_3 (R_2 + R_4)} \quad (2.2.6)$$

$$V_o = V_i \frac{R_4}{R_2 + R_4} \quad (2.2.7)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_2} \frac{V_2}{V_i} \quad (2.2.8)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot \frac{R_3 (R_2 + R_4)}{R_1 (R_2 + R_3 + R_4) + R_3 (R_2 + R_4)} \quad (2.2.9)$$

2.2.5. ATENUADOR RESISTIVO UTILIZADO:

Como se indicó anteriormente el atenuador resistivo es parte del atenuador total. Se lo utiliza para las tres primeras posiciones de atenuación hasta un valor de 40 dB.

El atenuador resistivo atenúa la señal de frecuencia-

intermedia luego del filtro de cristal, como se indica en la Figura 2.2.1 (b). Para la atenuación máxima de 40 dB la disposición del circuito utilizado es el siguiente:

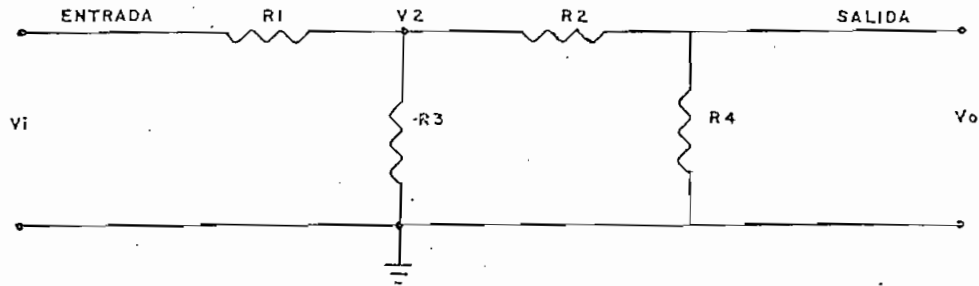


Fig. 2.2.5.

ATENUADOR RESISTIVO UTILIZADO

Donde:

$$R1 = R2 = 900 \Omega$$

$$R3 = 111 \Omega$$

$$R4 = 100 \Omega$$

Para los valores dados de resistencia se tendrá la siguiente relación de voltaje de salida con respecto al de entrada:

Posición. 3:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{111 \times 100}{900(900 + 111 + 100) + 111(900 + 100)}$$

$$= 0.0099$$

$$\approx 0.01$$

$$\frac{V_o}{V_i} /_{dB} = 20 \log 0.01 = -40 \text{ dB}$$

Posición 2:

$$v_o = v_2$$

$$\frac{v_2}{v_i} = \frac{R_3 (R_2 + R_4)}{R_1 (R_2 + R_3 + R_4) + R_3 (R_2 + R_4)}$$

$$= \frac{111 (900 + 100)}{900 (900 + 111 + 100) + 111 (900 + 100)}$$

$$= 0.099 \approx 0.01$$

$$\frac{v_2 / \text{dB}}{v_i / \text{dB}} = -20 \text{ dB}$$

Posición 1:

$$v_o = v_i$$

$$\frac{v_o}{v_i} = 1$$

$$\frac{v_o / \text{dB}}{v_i / \text{dB}} = 0$$

Impedancia de entrada del atenuador resistivo:

$$R_{\text{imp}} = \frac{R_3 + (R_2 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4} + R_1 \quad \Omega$$

$$= \frac{111 (900 + 100)}{900 + 111 + 100} + 900 \quad \Omega$$

$$= 999.99 \quad \Omega$$

$$\approx 1 \text{ K}\Omega$$

El filtro de cristal que precede al atenuador resistivo - tiene una impedancia de salida de 2K.

Se ha agregado por tanto a la impedancia de entrada del - atenuador una resistencia adicional de 1K.

2.3. AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA.

2.3.1. GENERALIDADES:

Las señales sintonizadas provenientes del atenuador son amplificadas y sintonizadas en esta etapa. El elemento amplificador es el transistor de efecto de campo MOSFET 40822, canal n, tipo "Depletion", de doble compuerta aislados entre sí.

El circuito utilizado es el siguiente:

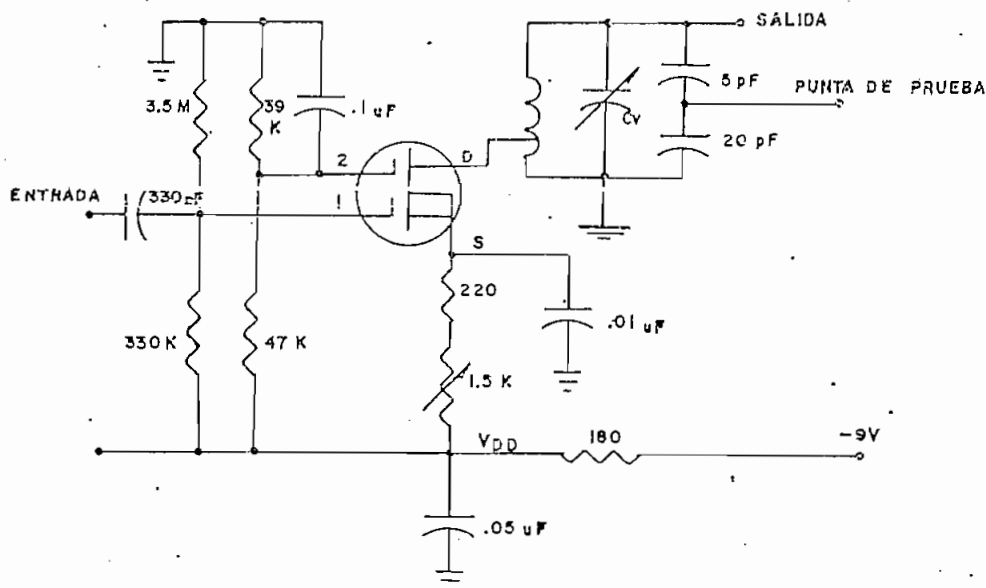


Fig. 2.3.1.

AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA

Las características típicas para este transistor se muestran en las Figuras 2.3.2; 2.3.3; 2.3.4.

De acuerdo a estas características se prefiere trabajar en el rango de 2 a 4 voltios para V_{G2S} (voltaje de compuerta N° 2 con respecto a la fuente) por razones de linealidad. En cuanto a V_{G1S} (voltaje de compuerta N° 1 con respecto a fuente) se escoge un valor, lo suficientemente negativo que permita una corriente de drenaje (I_D) relativamente baja.

CARACTERÍSTICAS TÍPICAS PARA LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO TIPO: 40822 y 40823.

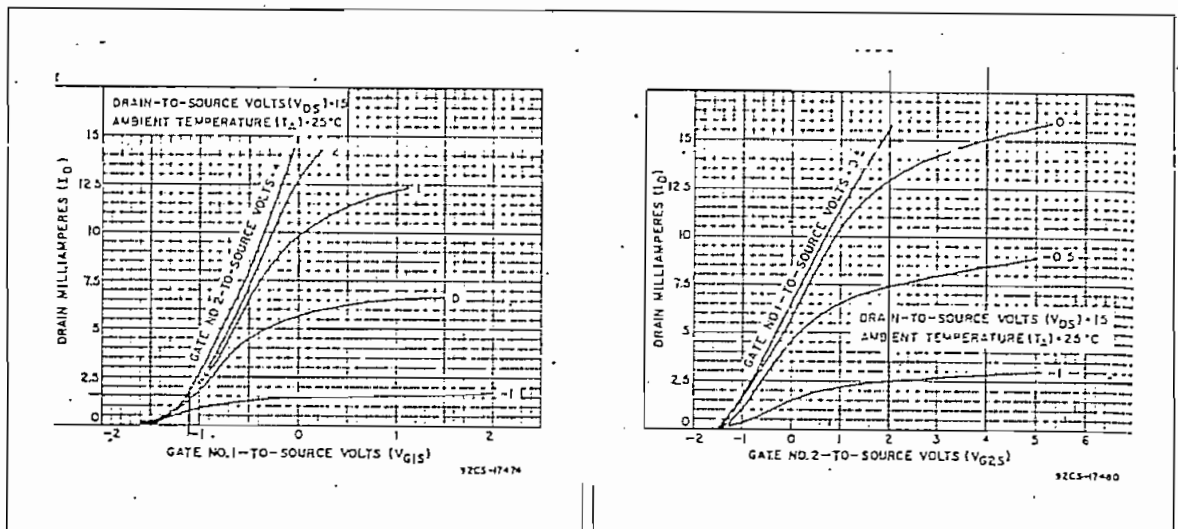


Fig. 2.3.2.
 I_D VS V_{G1S}

Fig. 2.3.3.
 I_D VS V_{G2S}

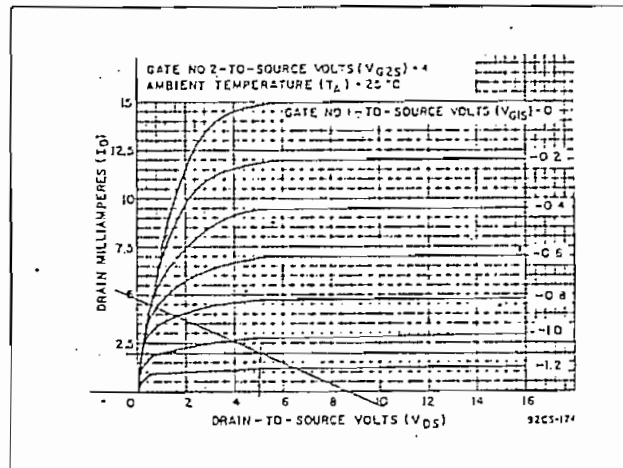


Fig. 2.3.4.

ID VS VDS

2.3.2. CALCULO DE LAS TENSIONES DE POLARIZACION:

El consumo de esta etapa viene dado prácticamente por la corriente de drenaje I_D . Si se escoge $I_D = 2$ mA, el valor real de la fuente que alimenta al circuito será:

$$V_{DD} = -9 + I_D 180 \Omega$$

$$V_{DD} = -9 + 0.002 \times 180 \Omega$$

$$V_{DD} = -8.64 \text{ V}$$

La resistencia de 180Ω y el condensador de $.05 \text{ F}$, forman un filtro pasabajos con una frecuencia de corte de 17.7 KHz cuya finalidad es bloquear a tierra cualquier señal a través de la línea.

Voltaje de Compuertas:

Las resistencias que polarizan a las compuertas 1 y 2 - determinan V_{G1} y V_{G2} respectivamente de la siguiente manera:

$$V_{G1} = \frac{V_{DD} \cdot 3.5 \times 10^6}{3.5 \times 10^6 + 330 \times 10^3}$$

$$= \frac{-8.64 \times 3.5 \times 10^6}{3.83 \times 10^6} = -7.9 \text{ V}$$

$$V_{G2} = \frac{-8.64 \times 39 \times 10^3}{39 \times 10^3 + 47 \times 10^3} = -3.9 \text{ V}$$

El voltaje continuo mínimo en fuente viene dado por:

$$V_S = V_{DD} + I_D R_S \quad (2.3.1)$$

$$= -8.64 + 0.002 \cdot R_S$$

$$= -5.24 \text{ V}$$

Por tanto los voltajes de las compuertas 1 y 2 con respecto a fuente será:

$$V_{G1S} = V_{G1} - V_S$$

$$= -7.89 - (-5.24) \text{ V} = -2.65 \text{ V}$$

$$V_{G2S} = V_{G2} - V_S$$

$$= -3.91 - (-5.24) = -1.33 \text{ V}$$

El Potenciómetro de 1.5K en serie con la resistencia de 220Ω en fuente varía la corriente de drenaje deseado.

Si bien los valores calculados indican de acuerdo a las curvas corriente nula de drenaje, en la práctica se obtuvieron los siguientes valores:

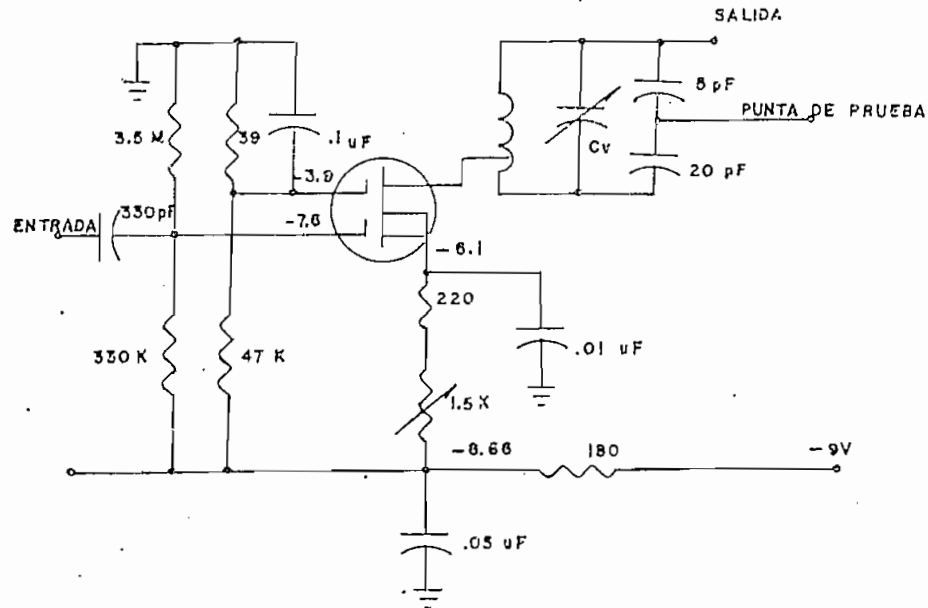


Fig. 2.3.5.

VALORES MEDIDOS DEL AMPLIFICADOR RF

2.3.3. VALORES MEDIDOS:

$$I_D = \frac{8.66 - 6.1}{1.7 \times 10^3} = 1.5 \text{ mA}$$

$$V_{G1S} = -1.5 \text{ V} \quad V_{D2S} = +2.2 \text{ V}$$

De acuerdo a la curva I_D vs V_{G1S} Figura 2.3.2 para una corriente $I_D = 1.5 \text{ mA}$ sobre la curva $V_{D2S} = +2.0 \text{ Volt}$. corresponden un $V_{G1S} = -1.1 \text{ Volt}$. En realidad estos valores no distan apreciablemente de los calculados y

medidos. Estas diferencias obedecen a factores tales como la variación de las características típicas para un mismo tipo de FFT. Como dato informativo cabe mencionar de acuerdo al boletín técnico de la RCA para el FFT 3N200 el rango de variación de corriente de IDS (corriente de drenaje cuando $V_{b1S} = 0$) fue de 0.5 mA a 12 mA¹.

Para el análisis se tomó de referencia las curvas características promediadas para $V_{DS} = 15$ voltios. (Voltaje entre drenaje y fuente), $V_{b2S} = 4$ Volts. y temperatura específica de 25°C.

Las resistencias utilizadas son del orden de 5% de variación. Antes de proceder al cálculo de la impedancia de carga, conviene aclarar como indica la Figura 2.3.7 que la señal de RF se toma a través de la compuerta N° 1. La compuerta N° 2 se encuentra a tierra para la señal RF a través del condensador de $.1 \mu F$.

La señal RF amplificada se obtiene a través del circuito resonante LC. La inductancia L tiene a su vez una toma que divide a la misma en L1 y L2, se explicará luego el motivo de esta disposición.

El circuito resonante se desintoniza levemente por añ

¹ Motorola Semiconductor Products Inc. Application Note An-4431.

dir las capacitancias de 5 y 20 pF; la punta de prueba - (PP) se toma entre estas dos capacitancias para medir - V_2 .

Los condensadores de 330 pF y 0.1 μ F son condensadores - de paso y desacoplo respectivamente. Para la frecuencia más baja de 535 KHz las reactivancias capacitivas son del orden de 900 Ω y 29.7 Ω . Estas resistencias son - prácticamente corto circuito frente a la impedancia de entrada del FET (330 K) y la resistencia en fuente - (1.7K). Con un voltaje de señal aplicado a la entrada - (V_1), el voltaje de compuerta a fuente V_{GS} es:

$$V_{GS} = V_1 - R_s I_D \quad (2.3.3)$$

Un incremento positivo en V_1 , produce un incremento posi- tivo en V_{GS} el cual a su vez incrementa I_D . El incremen- to en I_D incrementa la caída de voltaje a través de R_s , el cual como se indica en (2.3.3) disminuye la variación en V_{GS} , el resultado es que el transistor se comporta co- mo que la señal de entrada fuera más pequeña que V_1 . Por tanto habrá un cambio más reducido a la salida y una ga- nancia menor de voltaje. La resistencia R_s que provee - polarización de compuerta a fuente también provee una - degeneración que reduce la ganancia de voltaje.

La degeneración introducida por la resistencia de polari-

zación puede ser suprimida por conectar en paralelo con R_S , un condensador que actúa como un corto circuito para la componente de señal de I_D .

2.3.4. CALCULO DE LA IMPEDANCIA DE CARGA:

El condensador variable C_v de la Figura 2.3.7 está en resonancia con la bobina L dentro del rango de frecuencia deseado desde los 530 KHz a 1.600 KHz. El circuito tanque utilizado se presenta en la Figura 2.3.8.

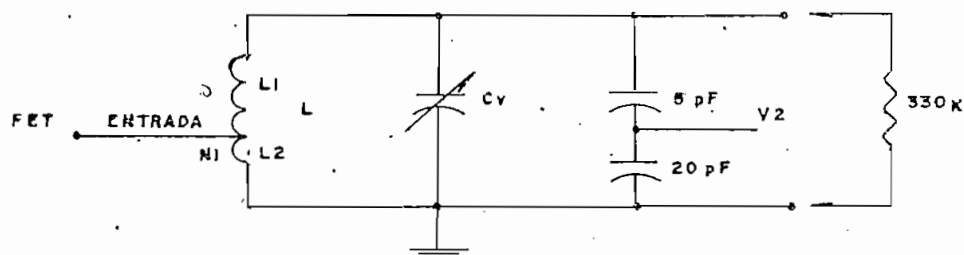


Fig. 2.3.8.

CIRCUITO TANQUE UTILIZADO

La bobina L dispone de una toma cuya finalidad es disminuir la impedancia de carga vista por el transistor de efecto de campo. La impedancia de carga es directamente proporcional al cuadrado de la relación del número de vueltas ocasionado por la toma-

$$R_L = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 Q \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.3.4)$$

Donde:

N_1 = Número de vueltas (Primario).

N = Número total de vueltas de la bobina L .

Q = Es el factor de mérito cargado del circuito tanque.

L = Inductancia necesaria para resonancia a la frecuencia más baja.

C = Capacitancia de resonancia.

El factor de mérito QL de la bobina es de (50) medido en el Laboratorio a frecuencia de 1 MHz; la impedancia de entrada a la etapa siguiente es de 330 K; el valor de Q será:

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{Q_L} + \frac{1}{330K \sqrt{\frac{L}{C}}}} \quad (2.3.5)$$

C varía desde 50 a 400 pF.

Para $f = 540$ KHz

$L = 225.4$ μ H.

Luego:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = 750$$

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{50} + \frac{1}{440}} \approx 75$$

La relación $\frac{n1}{n}$ se estableció experimentalmente en un 40%

$$R_L = (0.40)^2 \cdot 45 \times 750 \Omega \\ \approx 5.400 \Omega$$

Para la frecuencia más alta (1.600 KHz).

$$L = 225.4 \mu\text{H}$$

$$C = 50 \text{ pF}$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = 2123.2$$

$$R_L = 15.290 \Omega$$

La impedancia de carga del transistor varía por tanto - desde 5.400Ω para la frecuencia de 540 KHz, a 15.290Ω para 1.600 KHz.

2.3.5. GANANCIA Y VOLTAJE:

La ganancia de voltaje para el dispositivo considerado está dado por:

$$A_v = \frac{g_m R_L r_d}{R_L + r_d} \quad (2.3.6)$$

¹ Applications of the Silicon planar 11 MOS FET JOHNS Mac DOUGALL.

Donde:

g_m = Transconductancia del dispositivo.

r_d = Resistencia dinámica de drenaje.

R_L = Resistencia de carga.

Los términos utilizados por la ecuación 2.3.6 proviene del circuito equivalente como se indica en la Figura 2.3.7,

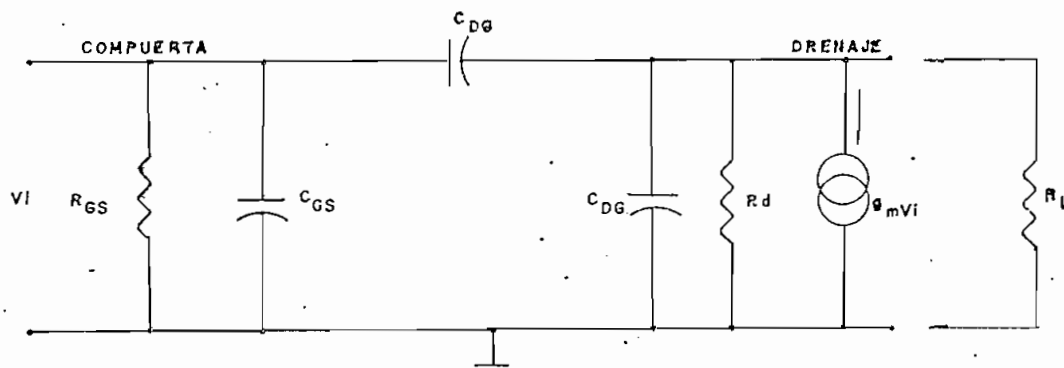


Fig. 2.3.7.

CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSISTOR

En donde:

R_{GS} = Resistencia de compuerta a fuente.

C_{GS} = Capacitancia de compuerta a fuente.

C_{DG} = Capacitancia de drenaje a compuerta.

C_{DS} = Capacitancia de drenaje a fuente.

Para la banda de frecuencias considerado las capacitancias

TABLA N° 2.3.1.

	f KHz	R_L $K\Omega$	A_v	A_v/dB
f_1	540	5.4	16.2	24.2
f_2	1.600	15.2	45.6	33.2

En la práctica para la obtención de la ganancia de voltaje de esta etapa fue necesario añadir un paralelo al circuito tanque un divisor capacitivo de valor 5 pF y 250 pF como consta en la Figura 2.3.8 a fin de disminuir la influencia de la capacitancia de la punta de prueba del osciloscopio cuyo valor es de 20 pF.

Por facilidad se dibuja nuevamente el circuito de interés.

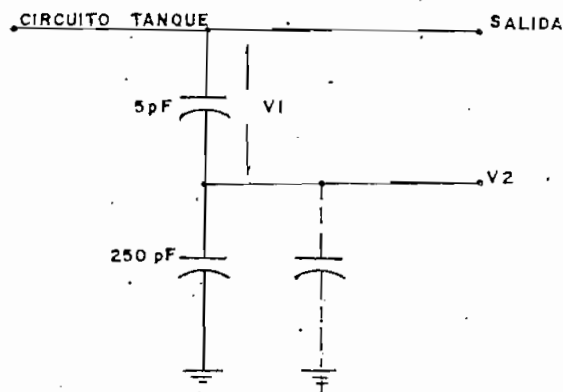


Fig. 2.3.9.

DISPOSICIÓN UTILIZADA PARA OBTENER V_2 .

Para encontrar V a partir de V_2 fue el siguiente:

$$C_x = \frac{5 \times 270}{275} = 4.9 \mu\text{F}.$$

El valor C_x comparado con la capacitancia mínima de sintonía es menor del 10%.

$$V = V_1 + V_2$$

$$\frac{V}{V_2} = \frac{V_1}{V_2} + 1 = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$$

$$V = V_2 \cdot \frac{5 + 270}{275}$$

$$= 55 V_2$$

En la tabla 2.3.2 se obtiene la ganancia de voltaje medido a partir de V_2 .

TABLA 4º 2.3.2.

δ	V_2 (mVpp)	V (mVpp) ($55 V_2$)	G $V_m = 12\text{mVRMS}$	G/dB
536	12	660	19.4	25.7
600	13	715	21.1	26.5
700	18	990	29.2	29.3
800	20.5	1127	33.2	30.4
900	24	1320	38.9	31.8
1000	28	1540	45.4	33.1
1100	29	1595	47.0	33.4
1200	32	1760	51.8	34.3
1300	35	1925	53.7	35.1
1400	36	1980	58.3	35.3
1500	40	2200	64.8	35.8
1600	42	2310	68.0	36.2

La disposición de los equipos utilizados para obtener la ta
bla 2.3.2 fue el siguiente:

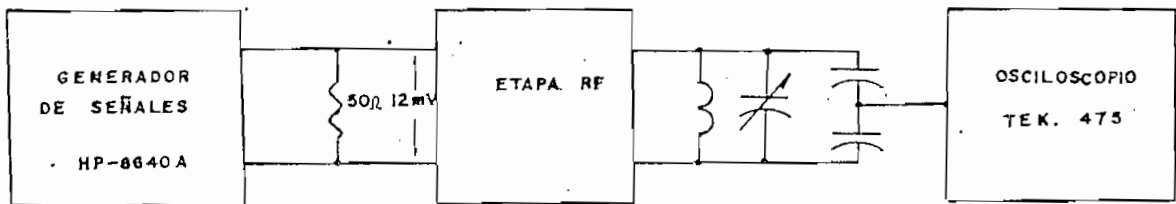


Fig. 2.3.10.

EQUIPO UTILIZADO

Las lecturas obtenidas de esta manera tiene varios inconvenientes:

- Los divisores capacitivos tienen un rango de variación de $\pm 5\%$ y afecta por consiguiente a los cálculos correspondientes.
- Las lecturas obtenidas en el osciloscopio ofrecen mayor error a medida que los niveles de amplitud de la señal a medirse son pequeños.

El siguiente método consiste en colocar directamente la punta de prueba del osciloscopio a la salida del circuito tanque. Con este método lógicamente no se pudo conseguir resonancia más allá de los 1.400 KHz.

Los resultados fueron los siguientes:

TARIA N° 2.3.3.

δ	V mVpp	G.	G (dB)
540	430	12.6	22.0
600	520	15.6	23.8
700	650	19.1	25.6
800	770	22.7	27.1
900	880	25.9	28.3
1000	920	27.1	28.7
1100	1000	29.5	29.4
1200	1080	31.8	30.0
1300	1120	33.0	30.4
1400	1140	33.6	30.5

Los gráficos correspondientes a las Tablas N° 2.3.2 y Tabla N° 2.3.3 se encuentran en la Figura 2.3.11.

Los resultados mediante este segundo método se aproximan en general a los valores calculados.

Gráfico de la TABLA 2.3.2

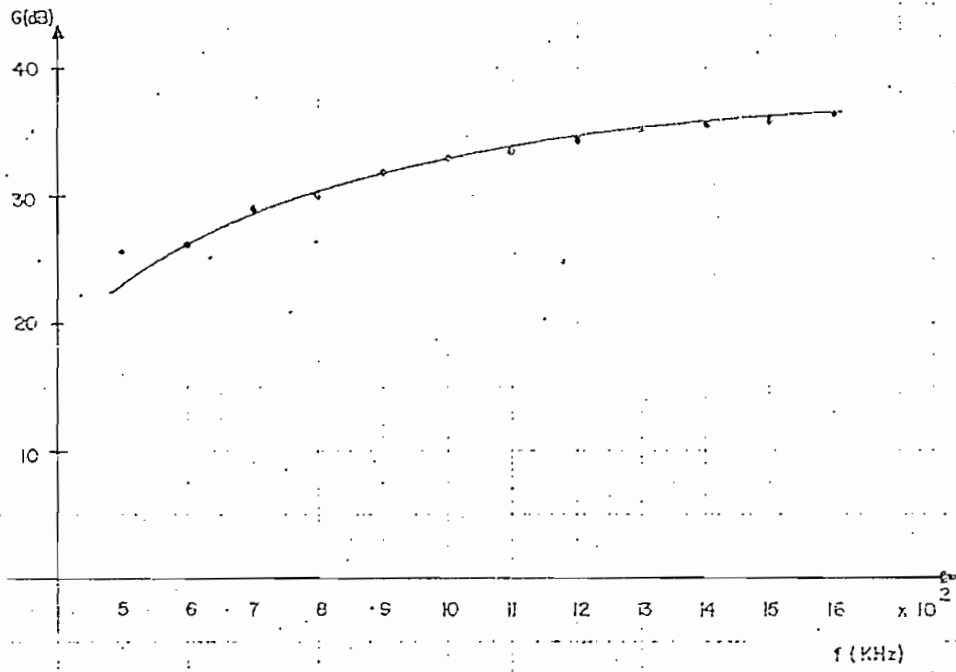


Gráfico de la TABLA 2.3.3

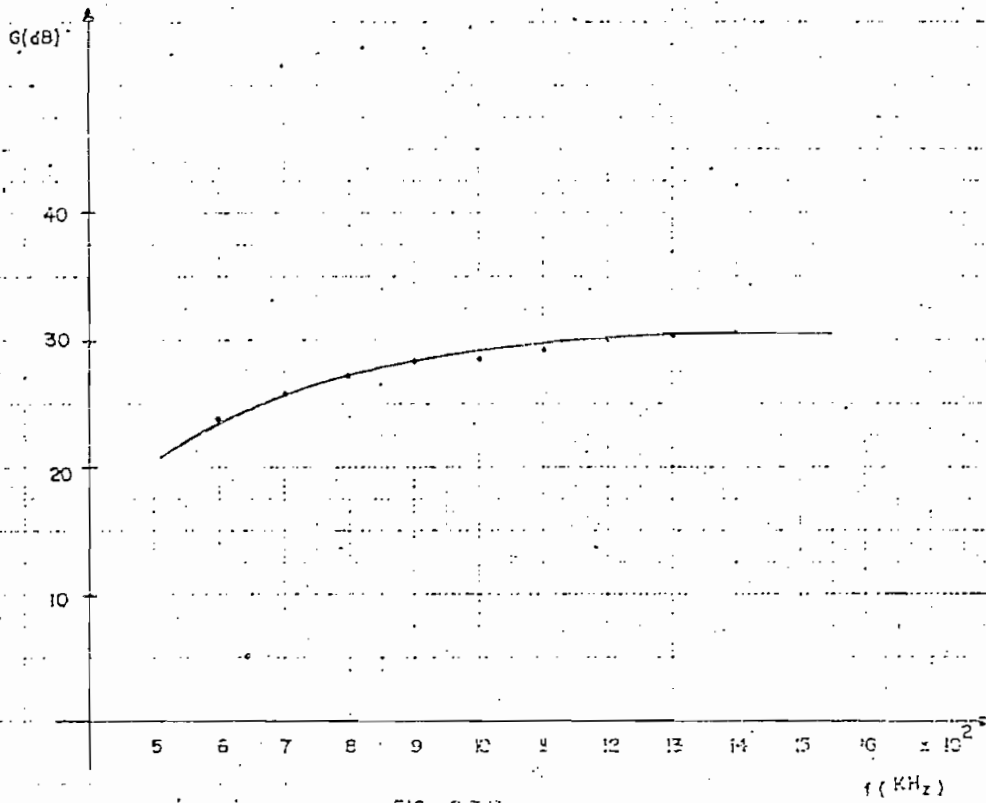


FIG. 2.3.11

2.4. OSCILADOR DE CONVERSTION.

2.4.1. INTRODUCCIÓN:

El proceso de oscilación relaciona una conexión de salida a la entrada dentro de ciertas condiciones de estabilidad. Existen diferentes tipos de osciladores de acuerdo al medio empleado para cumplir el criterio básico de estabilidad.

La Figura 2.4.1 muestra un amplificador que tiene una ganancia de voltaje A , cuya salida es conectada a un segundo amplificador de ganancia de voltaje B . La entrada del amplificador A , está conectada a la salida del amplificador B .

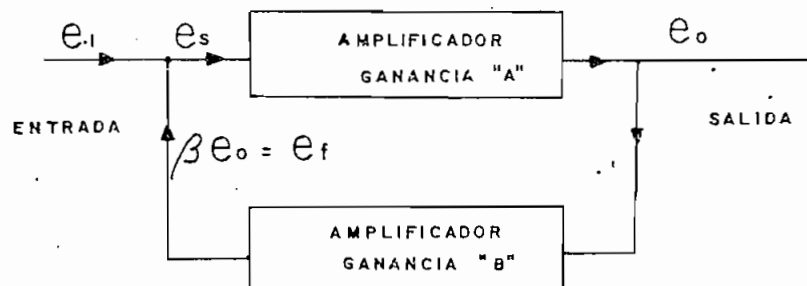


Fig. 2.4.1.

DIAGRAMA EN BLOQUES DEL AMPLIFICADOR "A" REALIMENTADO MEDIANTE
" B "

De acuerdo a la Figura 2.4.1 se establecen las siguientes relaciones:

$$e_s = e_i \mp \beta e_o \quad (2.4.1)$$

$$e_o = A e_s \quad (2.4.2)$$

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{A}{1 \mp A\beta} \quad (2.4.3)$$

La ecuación (2.4.3) o función de transferencia, relaciona los voltajes de salida a entrada en términos de la ganancia de los amplificadores. En un oscilador se podría esperar que una pequeña señal de entrada sería amplificada regenerativamente hasta el infinito, o hasta algún límite impuesto. Esta condición de la ecuación (2.4.3) es posible si el producto de $AB = -1$, esto desde luego requiere escoger el signo positivo en la ecuación (2.4.1).

Según el diagrama de bloques, este signo positivo estipula que: $e_f = \beta e_o$, se añade a e_i o está en fase con

e_i . La relación de $\frac{e_o}{e_i}$ no necesita ser infinita pa-

ra que la oscilación se establezca, a lo más que el producto de A y B sea exactamente igual a uno. Es decir la ganancia del lazo (AB) sea igual a uno.

Es difícil mantener esta condición debido a cambios o alteraciones de los elementos del oscilador, cambios de voltaje o corriente, etc., por ello en la práctica la ganancia del lazo se hace algo mayor que 1 limitando la amplitud y forma de la señal oscilante debido a sus características no lineales.

Un dispositivo activo tal como un amplificador, provee la ganancia; las resistencias, condensadores, e inductores proveen las pérdidas y el desplazamiento de fase necesario para asegurar la correcta polaridad de realimentación de la salida a la entrada.

2.4.2. OSCILADOR HARTLEY:

Existen varias clases de oscilador según el tipo de elementos utilizados para la realimentación. El oscilador comúnmente usado en todas las bandas de radio-difusión es el circuito de Hartley. La configuración básica de dicho circuito se indica en la Figura

2.4.2.

La realimentación viene determinada por la caída de voltaje en $L2$. Las corrientes de señal a través de $L1$ y $L2$ son esencialmente iguales (ya que la corrien-

te del circuito sintonizado es grande comparado con la corriente del colector), de tal manera que la relación de voltaje de colector a voltaje de base es esencialmente $L1/L2$. Esta relación es la ganancia de voltaje, y el recíproco es la relación de realimentación ($L2/L1$).

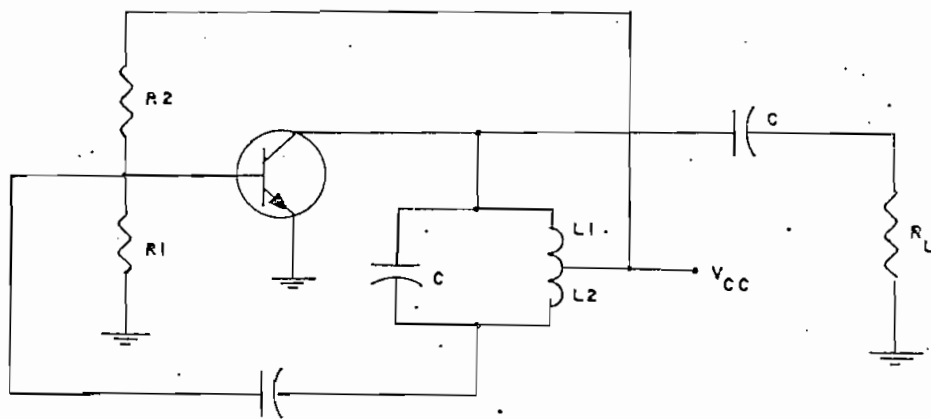


Fig. 2.4.2.

CIRCUITO BASICO DEL OSCILADOR HARTLEY

2.4.3. CIRCUITO OSCILADOR UTILIZADO:

El circuito utilizado para el oscilador local se presenta en la Figura 2.4.3.

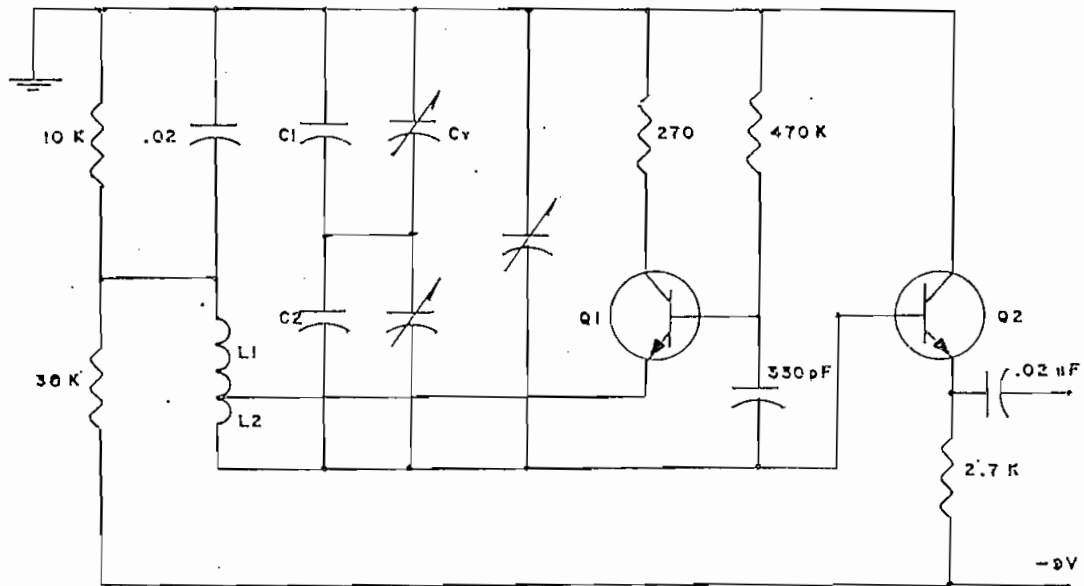


Fig. 2.4.3.

CIRCUITO DEL OSCILADOR LOCAL PARA EL RANGO DE FRECUENCIA DESDE 3930 KHz HASTA LOS 5000 KHz.

Q1 elemento amplificador polarizado en la región activa (2N3704)

Q2 seguidor de emisor que mantiene los niveles de amplitud-prácticamente constante (2N3704).

El criterio de oscilación indica que:

En el circuito de colector común el factor de amplificación

A es = 0.92.

La relación $\frac{L_2}{L_1} = \frac{2.3}{1.9}$ determinado por el número de vueltas igual a 1.21 es el factor de realimentación.

De tal manera que: $AB = 0.92 \times 1.21 = 1.11 > 1$.
Cumple por tanto la condición de oscilación.

2.4.4. VALORES TEORICOS EN EL OSCILADOR LOCAL:

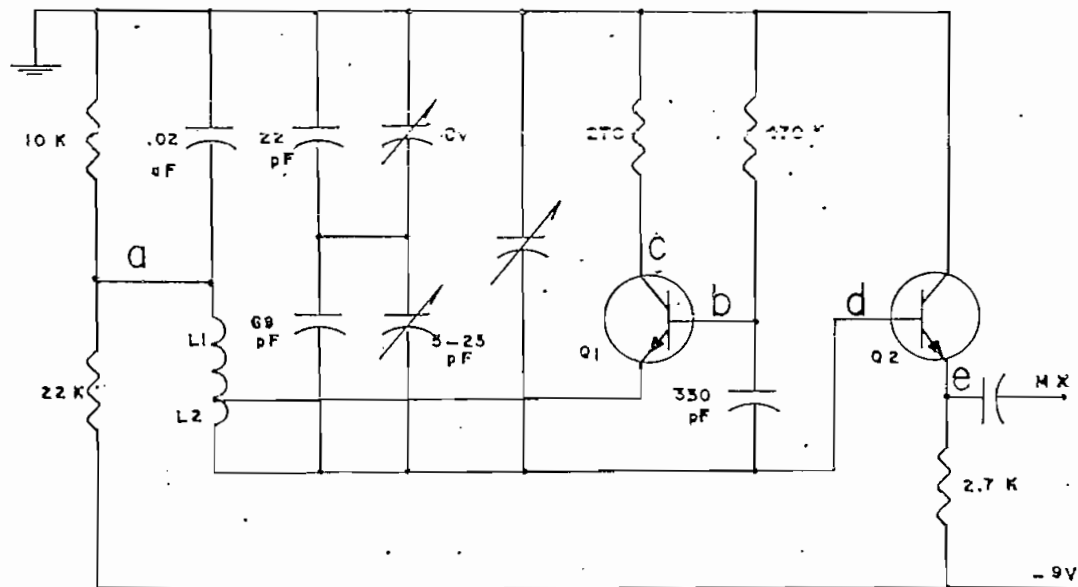


Fig. 2.4.3.

CIRCUITO DEL OSCILADOR LOCAL

El elemento activo está polarizado de tal manera que no necesita mayor cantidad de corriente de emisor - para establecer la oscilación..

El potencial de emisor de Q1 está determinado por - las resistencias divisoras de tensión de 10 y 38 K - o sea el potencial V_a .

$$V_a = \frac{-9 \times 10K}{32 K} = -2.8 \text{ Voltios}$$

El potencial en la base de Q1 será por tanto:

$$V_b = \frac{-2.8 + 0.6}{1} = 2.2 \text{ Voltios (Potencial en la base de Q1)}$$

La corriente de base de Q1 con la resistencia de base de 470 K será:

$$I_b = \frac{2.2}{470K} = 4.7 \mu A.$$

Si se escoge $\beta = 30$ (Corriente baja en colector)

$$I_c \approx 141 \mu A.$$

Luego el voltaje de colector con respecto a tierra se rá: $V_c = .038 \text{ Voltios.}$

Ahora con respecto al seguidor de emisor Q2 tenemos los siguientes valores:

El potencial de base de Q2 V_d , es igual a V_a ..

Por tanto, $V_a = V_d = - 2.8$ Voltios

Luego $V_e = -2.8 - 0.6 = - 3.1$ Voltios (Potencial en el emisor)

Por tanto:

$$I_{e2} = \frac{3.1}{2.7 K} = 1.15 \text{ mA. (Corriente -$$

de emisor).

2.4.5. VALORES MEDIDOS EN EL OSCILADOR LOCAL:

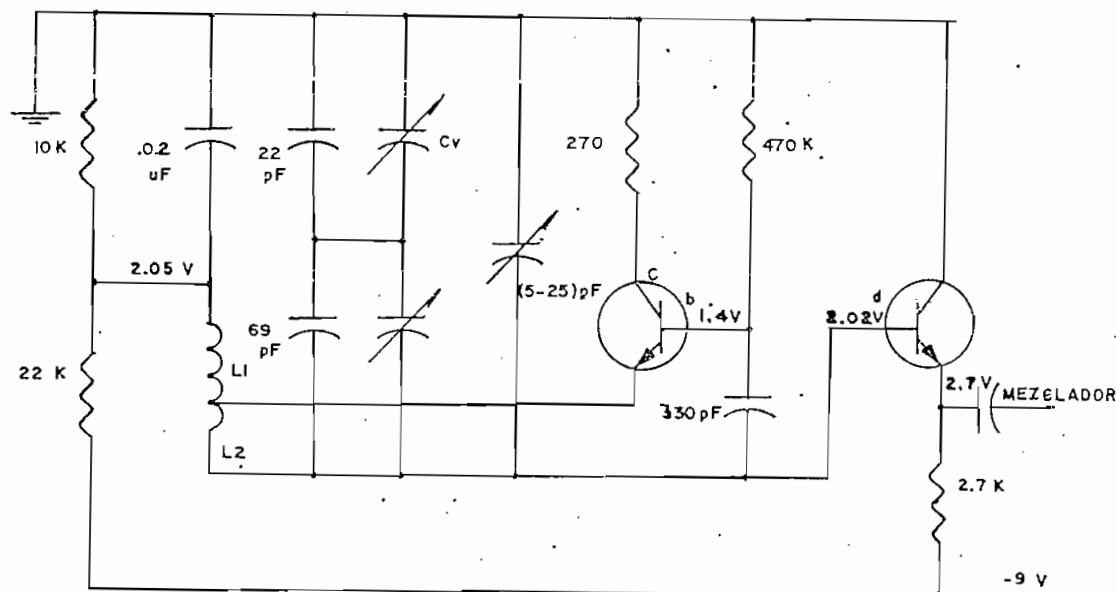


Fig. 2.4.4.

CIRCUITO DEL OSCILADOR LOCAL

$V_a = 2.05$ Volts.

$V_b = 1.4$ Volts.

$V_d = 2.02$ Volts.

$V_e = 2.7$ Volts.

La señal RF obtenida en e fue:

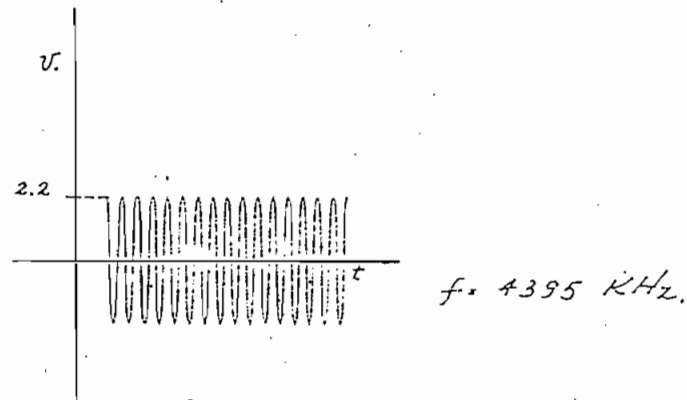


Fig. 2.4.5.

Dentro del rango de frecuencia deseado existe una variación de voltaje $\Delta V = 300$ Milivoltios. Es decir, la amplitud es prácticamente constante dentro de la banda.

2.4.6. RASTREO DE LA SEÑAL:

Uno de los problemas en un receptor superheterodino es el de mantener constante una frecuencia diferencia

(igual a la frecuencia intermedia) entre los circuitos de la señal (circuitos de antenas y RF) y del oscilador. Esto se denomina como rastreo de la señal.

Una curva típica de errores de rastreo de la señal, se presenta en la Figura 2.4.6¹.

La curva que minimiza el error es B y se prefiere ésta por que a través de toda la frecuencia de la señal se obtiene el menor error. Todas las curvas A, B, C y D coinciden en error igual a cero en los puntos de 500 KHz y 1.500 KHz pero no garantiza que todas ellas tengan el mismo error en los demás puntos.

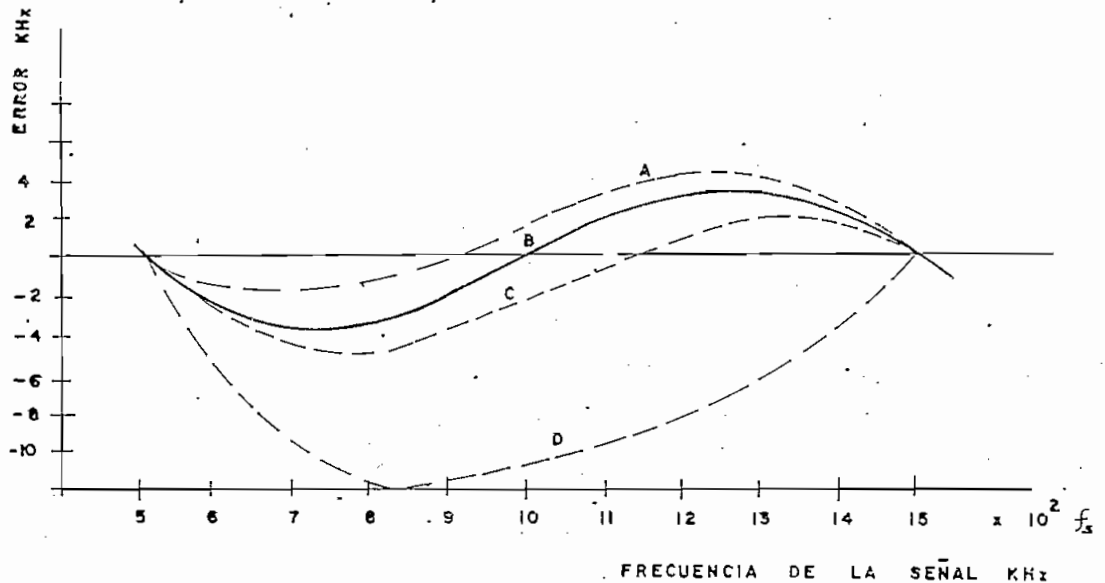


Fig. 2.4.6.

CURVAS TÍPICAS DE RASTREO

¹ Radiotron Designer's Handbook Cap. 25.3.

La selección de los puntos de mejor rastreo o error cero ha recibido considerable atención para un gran número de diseñadores.

Se recomienda para la banda de radio difusión de los 540-1.600 KHz usar las frecuencias de rastreo de 600, 1.000 y 1.400 KHz.

El circuito tanque que se utiliza en esta etapa se presenta en la Figura 2.4.7.

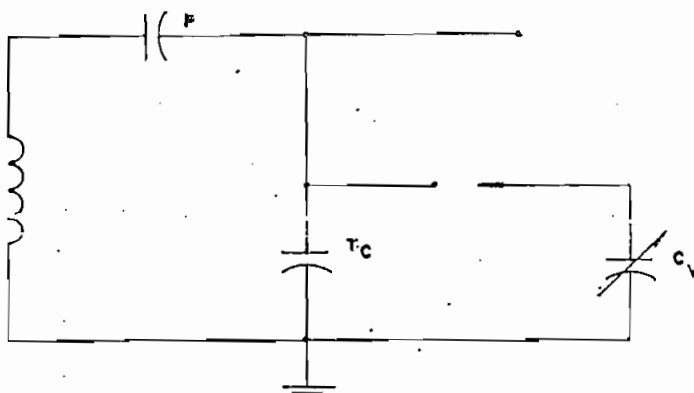


Fig. 2.4.7.

CIRCUITO TANQUE UTILIZADO EN EL OSCILADOR

2.4.6. CALCULO TOERICO DE P Y Tc PARA LA BANDA DE FRECUENCIAS DESEADA:

Para el caso en que los puntos de rastreo son coin-

cidentes con los límites de la banda deseada (f_1 y f_2) y el tercer punto es tomado como la medida geométrica de f_1 y f_2 es decir $f_3 = \sqrt{f_1 f_2}$ se tienen las siguientes relaciones:

$$\alpha = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{f_2}{f_1} \quad (2.4.4)$$

$$\beta = \frac{\omega_2 + \omega_i}{\omega_1 + \omega_i} = \frac{f_2 + f_i}{f_1 + f_i} \quad (2.4.5)$$

$$\gamma = \frac{\alpha^2}{\beta^2} = \frac{2\beta + (1+\beta)\alpha^{1/2}}{2\alpha + (1+\beta)\alpha^{1/2}} \quad (2.4.6)$$

$$P_{max} = \frac{\Delta C_{vmax}}{\gamma - 1} \quad \text{Valor máximo de la capacidad en serie.} \quad (2.4.7)$$

$$T_{cmax} = \frac{\Delta C_{vmax}}{\beta^2 \gamma - 1} \quad \text{Valor máximo de la capacidad en paralelo.} \quad (2.4.8)$$

Estas relaciones fueron obtenidas por Payne-Scott y Green¹.

¹Radiation Designer's Handbook, Cap. 25.3 A).

A continuación se ilustra la aplicación de estas ecuaciones para el caso presente.

La variación del capacitor de sintonía medido en el Laboratorio es de 30 - 450 pF.

Por tanto:

$$\Delta C_v \text{ max} = 420 \text{ pF.}$$

Sea el rango de sintonía requerido 535-1.600 KHz y la frecuencia intermedia de 3.395 KHz. Esto significa por tanto de acuerdo a las ecuaciones anteriores:

$$f_1 = 535 \text{ KHz} \quad f_2 = 1600 \text{ KHz} \quad f_3 = 925,2 \text{ KHz}$$

$$Q^2 = \frac{1600}{535} = 8,94 \quad Q^{1/2} = 1,73$$

$$\beta = \frac{1600 + 3395}{535 + 3395} = 1,27 \quad (1+\beta) Q^{1/2} = 3,93$$

$$T = \frac{8,94}{1,61} \left[\frac{(2 \times 1,27) + 3,93}{2 \times 2,98 + 3,93} \right] = 3,61$$

$$P_{\text{max}} = \frac{420}{3,61 - 1} = 16,1 \text{ pF}$$

$$T_{c \text{ max}} = \frac{420}{(3,61 \times 1,61) - 1} = 87,2 \text{ pF}$$

El valor máximo del condensador "Padder" o en serie es 161 pF y el valor máximo del condensador en paralelo es 87 pF.

2.4.7. VALORES MEDIDOS:

En la práctica la disposición de los condensadores utilizados fue el siguiente:

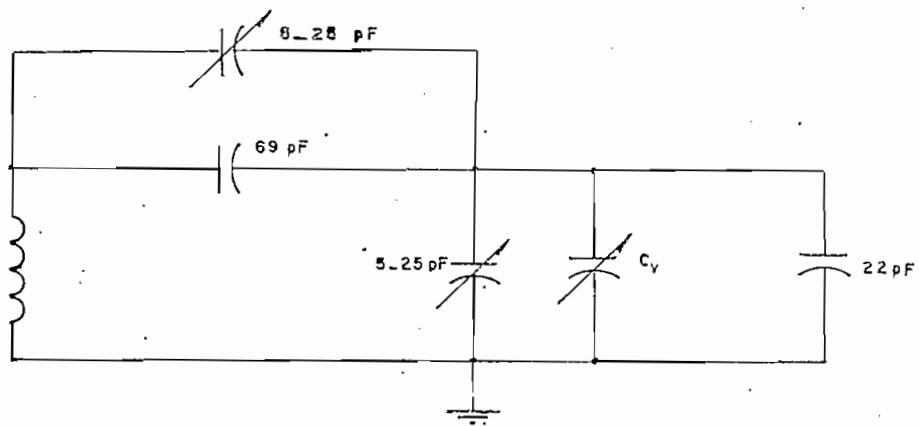


Fig. 2.4.8.

VALORES UTILIZADOS EN EL CIRCUITO TANQUE

Para dar un margen de variación se utilizó condensadores variables "Trimmer" de variación 20 pF.

2.4.8. PROCEDIMIENTO TEORICO PARA MINIMIZAR LOS ERRORES DE RASTREO DE LA SEÑAL:

Los resultados que se obtengan de este procedimien-

to se presentarán gráficamente y de allí se analizará los efectos en variar los condensadores en serie y en paralelo. Sea:

$P = 64.5 \text{ pF}$ (Capacitancia en serie)

$T_c = 32.5 \text{ pF}$ (Capacitancia en paralelo)

El siguiente cuadro de valores indica el procedimiento de minimización:

TABLA N° 2.4.1.

$P=64.5\text{pF}$ $T_c=32.5\text{pF}$

f_s KHz	C_v (PF)	$C_v + C_p$ (PF)	f_o KHz	C_n	C_{des} (PF)	C_{eq} (PF)	
535	400	432.5	3930	1.6154	56.22	56.13	-0.09
540	392.62	425.13	3935	1.6113	56.07	56.00	-0.07
600	318.03	350.53	3995	1.5633	54.40	54.48	+0.08
700	233.65	266.15	4095	1.4879	51.78	51.92	+0.14
800	178.89	211.39	4195	1.4178	49.34	49.42	+0.08
900	141.35	173.85	4295	1.3525	47.07	47.05	-0.02
1000	114.49	146.99	4395	1.2917	44.95	44.83	-0.12
1100	94.62	127.12	4495	1.2348	42.97	42.79	-0.18
1200	79.51	112.01	4595	1.1817	41.12	40.93	-0.19
1300	67.75	100.25	4695	1.1319	39.39	39.25	-0.14
1400	58.41	90.91	4795	1.0852	37.76	37.73	-0.03
1500	50.88	83.38	4895	1.0413	36.24	36.37	+0.13
1600	44.72	77.22	4995	1.0000	34.80	35.14	+0.34

f_s = Frecuencia de señal (en pasos de 100 KHz)

C_v = Capacitancia de sintonía necesaria a la frecuencia de se

ñal correspondiente.

$C_v + T_c$ = Capacitancia total en paralelo.

f_0 = Frecuencia del oscilador local

C_n = Capacitancia normalizada con relación a la frecuencia del oscilador local.

C_{des} = Capacitancia equivalente deseada

C_{eq} = Capacitancia equivalente total = $\frac{(C_v + T_c) P}{C_v + T_c + P}$

Δ = Error capacitivo = $C_{eq} - C_{des}$.

Si se desea un error positivo de +0.34 en la frecuencia de señal de 1.600 significa que la capacitancia deseada C_{des} será: $C_{eq} - 0.34 = 34.80$. La capacitancia deseada para las demás frecuencias no será sino el producto de 34.80 y la capacitancia normalizada correspondiente.

En forma gráfica se ha trasladado los errores (Δ) en las ordenadas y la frecuencia de señal en abscisas. Para mejorar los errores de la Tabla N° 1 es conveniente que los máximos errores se encuentren en las frecuencias límites. En la práctica se admite errores de hasta 10 KHz para frecuencias bajas y 20 KHz en altas. Según la Tabla el error positivo de +0.34 en 1.600 KHz nos indica un exceso de capacitancia en paralelo, por lo tanto será necesario disminuir un poco dicha capacitancia. Un exceso de error positivo en baja frecuencia significaría mucha capacitancia

cia en serie. Esta combinación de capacitancia en serie y en paralelo se complementa con la variación en la inductancia que incide directamente sobre toda la gama de frecuencia.

Las tablas 1, 2, 3, 4 están hechas para diversos valores de C_p (Capacitancia en paralelo) y de C_s (Capacitancia en serie). Las curvas correspondientes a estas tablas se hallan en el gráfico N° 2.4.9.

TABLA N° 2.4.2.

$$C_s = 67.00 \text{ pF} \quad C_p = 32.5 \text{ pF}$$

f_s	C_v	$C_v + C_p$	f_o	C_n	C_{des}	C_{eq}	ERROR
0535	400.00	432.50	3930	1.6154	57.62	58.01	+0.39
0600	318.03	350.53	3995	1.5633	55.76	56.25	+0.49
0700	233.65	266.15	4095	1.4879	53.07	53.53	+0.46
0800	178.89	211.39	4195	1.4178	50.57	50.88	+0.31
0900	141.35	173.85	4295	1.3525	48.24	48.36	+0.12
1000	114.49	146.99	4395	1.2917	46.07	46.02	-0.05
1100	94.62	127.12	4495	1.2348	44.05	43.88	-0.17
1200	79.51	112.01	4595	1.1817	42.15	41.92	-0.23
1300	67.75	100.25	4695	1.1319	40.37	40.16	-0.21
1400	58.41	90.91	4795	1.0852	38.71	38.57	-0.14
1500	50.88	83.88	4895	1.0413	37.14	37.15	+0.01
1600	44.72	77.22	4995	1.0000	35.77	35.87	+0.20

TABLA N° 2.4.3.

$$C_s = 64.50 \mu F \quad C_p = 30.00 \mu F$$

f_s	C_v	$C_v + C_p$	f_o	C_n	C_{des}	C_{eq}	ERROR
0535	430.00	435.00	3930	1.6154	55.60	56.09	+0.49
0600	348.03	353.03	3935	1.5633	53.81	54.42	+0.61
0700	263.65	268.65	4095	1.4879	51.21	51.82	+0.61
0800	208.89	213.89	4195	1.4178	48.80	49.28	+0.48
0900	171.35	176.35	4295	1.3525	46.55	46.86	+0.31
1000	144.49	149.49	4395	1.2917	44.46	44.59	+0.13
1100	124.62	129.62	4495	1.2348	42.50	42.50	+0.00
1200	109.51	114.51	4595	1.1817	40.67	40.59	-0.08
1300	97.75	102.75	4695	1.1319	38.96	38.86	-0.10
1400	88.41	93.41	4795	1.0852	37.35	37.29	-0.06
1500	80.88	85.88	4895	1.0413	35.84	35.88	+0.04
1600	74.72	79.72	4995	1.0000	34.42	34.62	+0.20

TABLA N^o 2.4.4.

$$C_s = 65. \text{ pF} \quad C_p = 32.50 \text{ pF}$$

f_s	C_v	$C_v + C_p$	C_{des}	C_{eq}	ERROR
0535	400.00	432.50	56.68	56.61	- 0.07
0540	392.62	425.13	56.54	56.38	- 0.16
0600	318.03	350.53	54.86	54.83	- 0.03
0700	233.65	266.15	52.21	52.24	+ 0.03
0800	178.89	211.39	49.75	49.71	- 0.04
0900	141.35	173.85	47.46	47.31	- 0.15
1000	114.49	146.99	45.33	45.07	- 0.26
1100	94.62	127.12	43.33	43.01	- 0.32
1200	79.51	112.01	41.47	41.13	- 0.34
1300	67.75	100.25	39.72	39.43	- 0.29
1400	58.41	90.91	38.08	37.90	- 0.18
1500	50.88	83.38	36.54	36.53	- 0.01
1600	44.72	77.22	35.09	35.29	+ 0.20

La figura la 2.4.9 muestra las variaciones del error Δ en función de la frecuencia de señal para diversos valores de C_s y C_p . La curva A corresponde a la de menor error.

En la práctica se obtiene una curva simétrica si se aproxima al error el valor cero en las frecuencias de 600 y 1.500 KHz.

La Figura N° 6 presenta el error medido en función de la frecuencia. Del análisis de las curvas presentadas en la Figura 2.4.9 deduce que cuando existe variación lenta en bajas frecuencias significa poca capacitancia en serie y si existe variación lenta en altas frecuencias significa excesiva capacitancia en paralelo; un valor promedio de estas capacitancias hará la curva similar a una "S" alargada.

2.4.9. INFLUENCIA DEL ERROR SOBRE LA GANANCIA RELATIVA DEL MEDIDOR.

Se toma como nivel de referencia la frecuencia de señal de 1.500 KHz, de error mínimo. La amplitud viene determinada por el nivel máximo indicador y máxima ganancia en la etapa de frecuencia intermedia.

La Tabla N° 2.4.5 indica el procedimiento para obte

ner la variación relativa de la ganancia.

El gráfico de la Tabla N° 2.2.5 en la Figura N° 2.4.10 es comparado con la curva ideal o teórica. La ganancia de la etapa de radiofrecuencia y voltaje inducido en la antena es proporcional a la frecuencia de tal manera que si la relación de frecuencia máxima a mínima es de un factor igual a $3 \left(\frac{1.605 \text{ KHz}}{535} \right)$ significa una ganancia relativa por etapa de 9.54 dB, en total sería 19.08 dB de ganancia relativa ideal. Sin embargo la curva real se aleja de la ideal, esto significa una variación excesiva en la ganancia en el rango de frecuencias considerado. Esta aparente diferencia en la ganancia se debió básicamente a una fuerte realimentación presente en la etapa de radiofrecuencia por lo que fue necesario bajar la ganancia.

TABLA N^o 2.4.5.

f_s	f_o (med.)	f_o (des.)	ERROR	(X)	G (dB) (med.)	G (dB) (Teórica)
1600						
1500	4895	4895	00.00	100.00	00.00	- 01.18
1400	4973.60	4795	10.60	88.00	-01.11	- 02.37
1300	4706.30	4695	+11.30	68.00	-03.35	- 03.66
1200	4610.00	4595	+15.00	54.00	-05.35	- 05.05
1100	4506.50	4495	+11.50	40.00	-07.96	- 06.56
1000	4402.70	4395	+07.70	23.00	-12.77	- 08.22
900	4295.00	4295	+00.00	11.00	-19.17	- 10.05
800	4190.00	4195	-05.00	9.00	-20.92	- 12.10
700	4084.00	4095	-06.00	5.00	-26.02	- 14.42
600	3995.00	3995	00.00	4.80	-26.38	- 17.09
535	3935.00	3930	+05.00	2.60	-31.70	- 19.08

X = Indicación del Medidor

$$G \text{ (dB)} = 20 \lg. \frac{X}{100}$$

Una vez superado el problema de realimentación se procedió a obtener un nuevo error en la ganancia relativa como indica la Tabla N^o 6 con su correspondiente Figura N^o 2.4.11.

TABLA N^o 2.4.6.

f _s	f _o (med.)	f _o (des.)	ERROP	(X)	G (dB) (med.)	G (dB) (Teórica)
1600						
1500	4895.20	4895	+00.20	100.00	00.00	- 01.18
1400	4796.70	4795	+01.70	50.00	-06.02	- 02.37
1300	4696.70	4695	+01.70	26.00	-11.70	- 03.66
1200	4596.50	4595	+01.50	18.00	-14.89	- 05.05
1100	4496.90	4495	+01.90	14.00	-17.08	- 06.56
1000	4396.80	4395	+01.80	14.00	-17.08	- 08.22
900	4296.40	4295	+01.40	32.00	-09.90	- 10.05
800	4196.80	4195	+01.80	70.00	-03.10	- 12.10
700	4095.30	4095	+00.30	50.00	-06.02	- 14.42
600	3996.50	3995	+01.50	24.00	-12.40	- 17.09
540	3937.00	3935	+02.00	14.00	-17.08	- 19.08

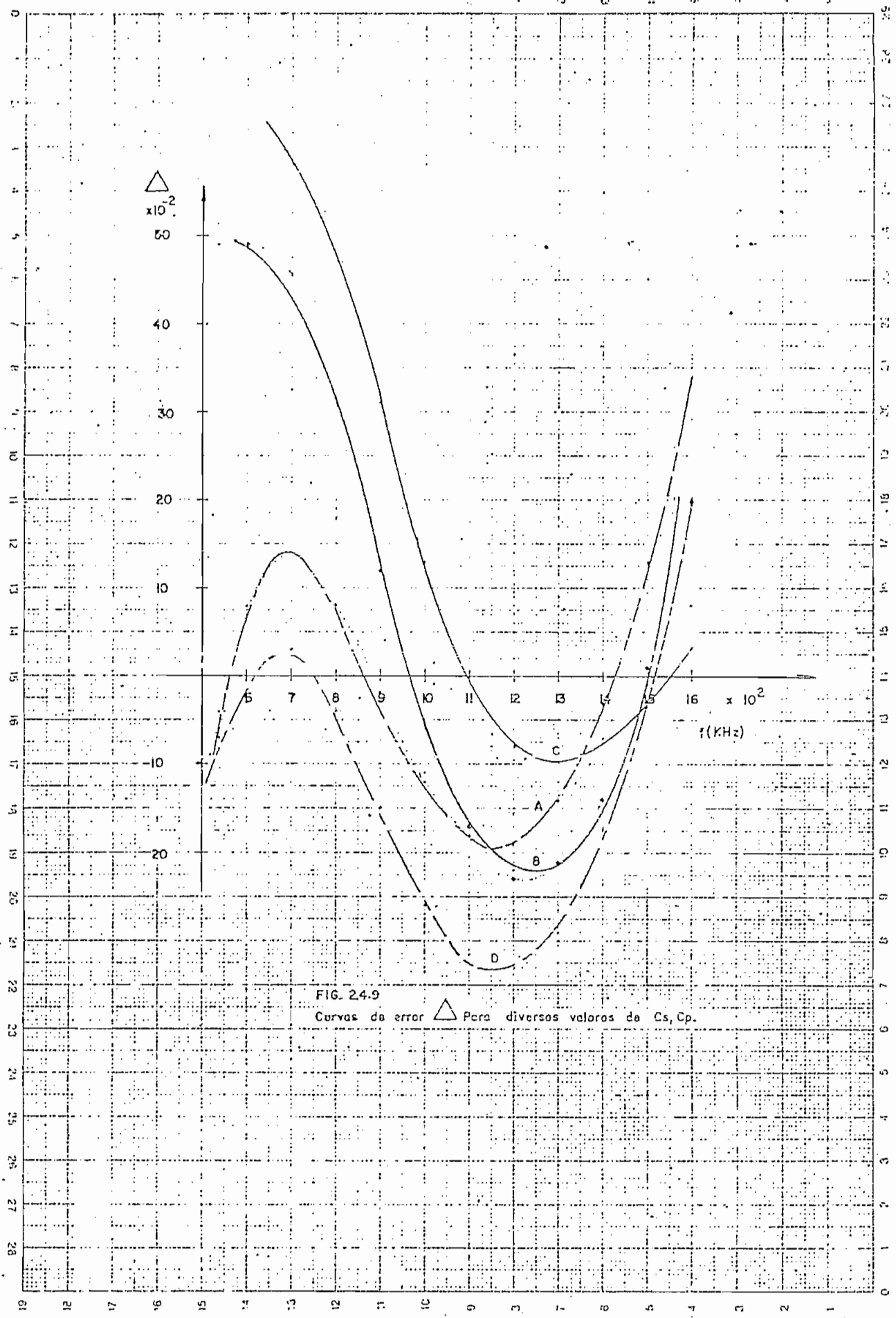
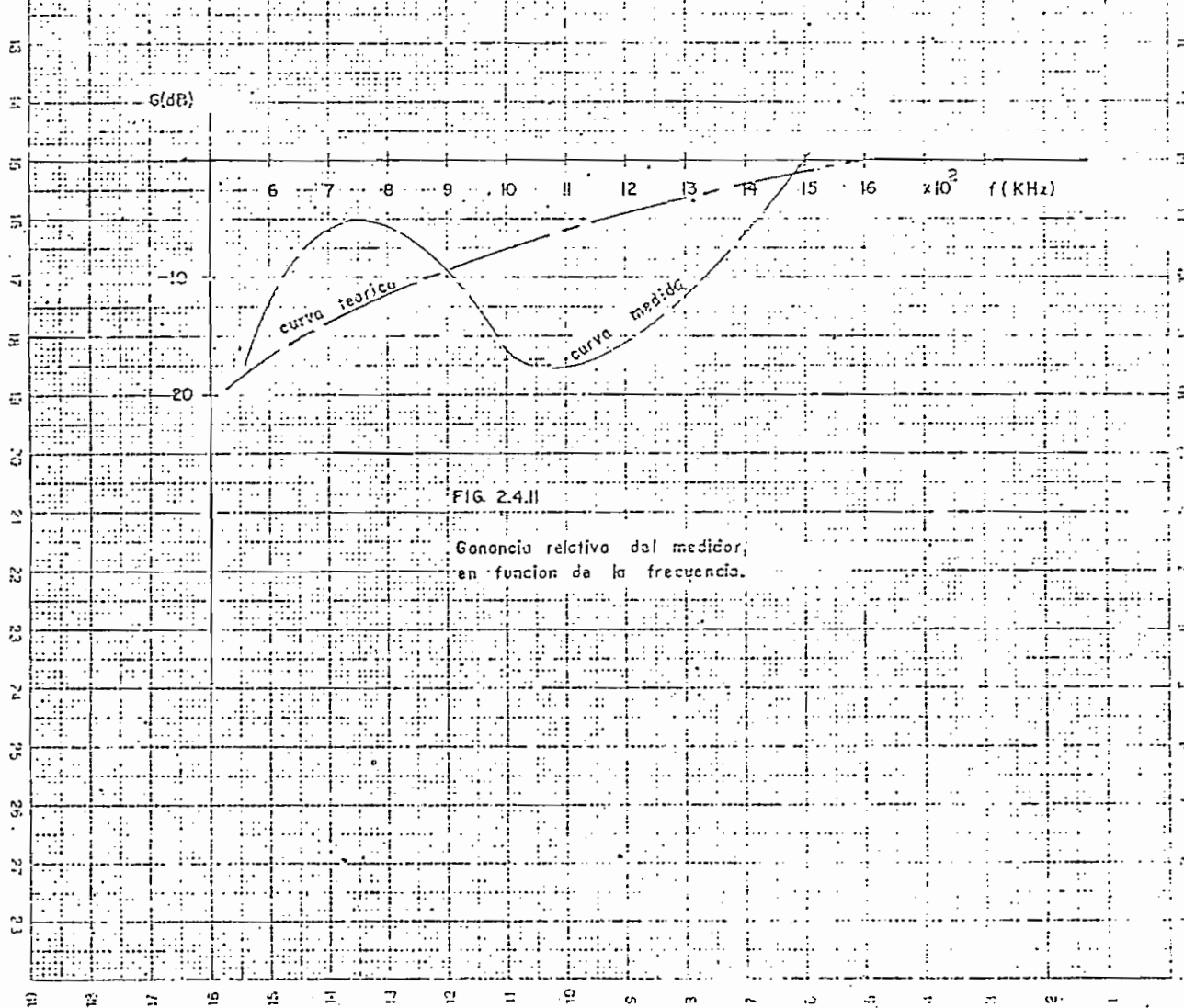
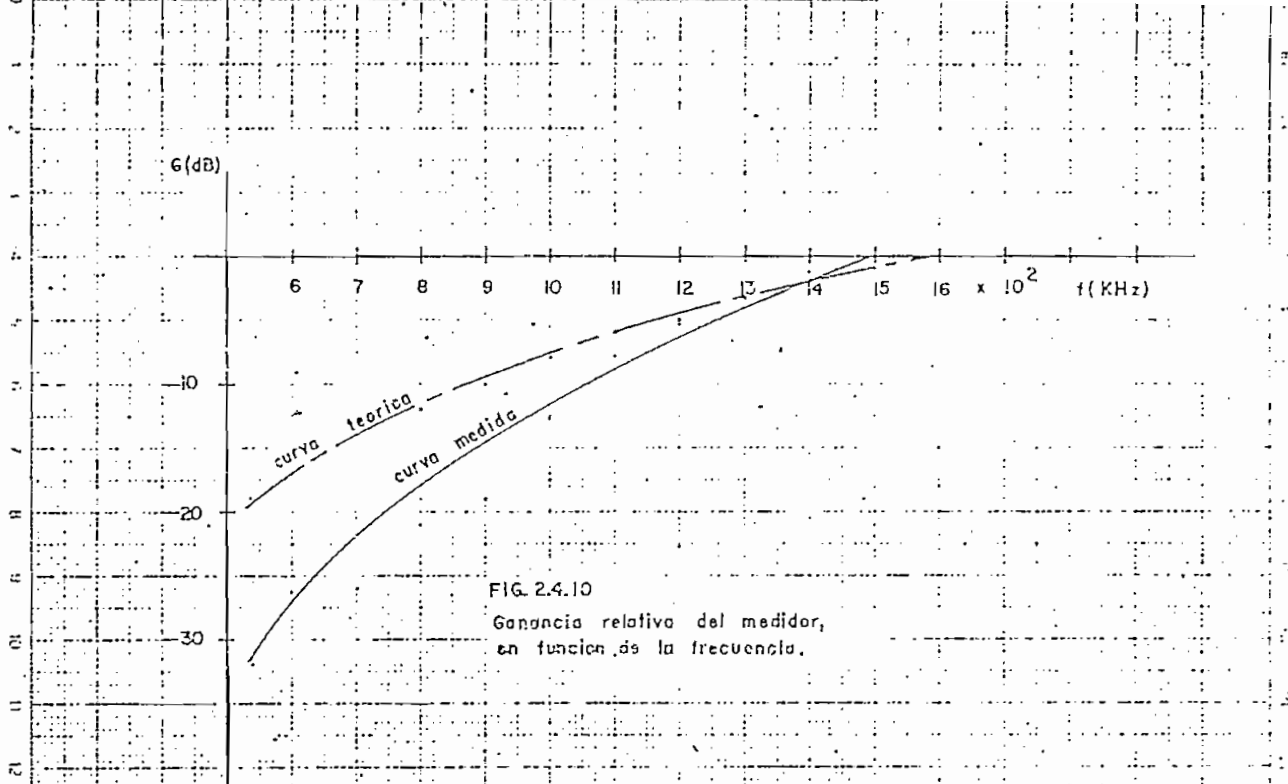


FIG. 24.9

Curvas da error \triangle Para diversos valores de C_s, C_p .



2.5. ETAPA MEZCLADORA.

2.5.1. GENERALIDADES:

De acuerdo al diagrama en bloques (Figura 2.5.1) la etapa mezcladora combina la portadora (f_c) - modulada con una onda localmente generada (f_o) - para producir una nueva frecuencia, la frecuencia intermedia o f_i .

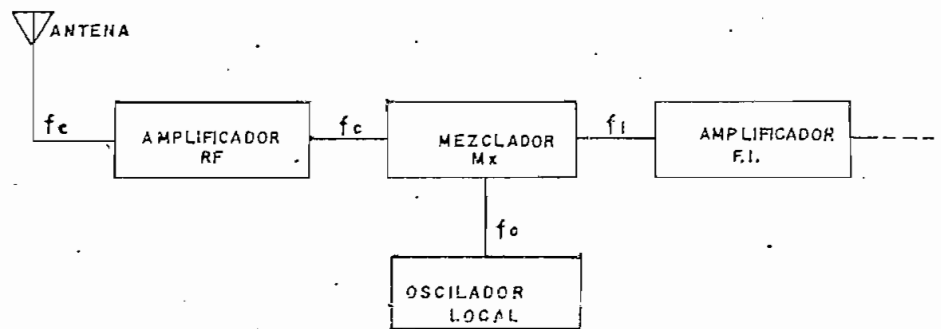


Fig. 2.5.1.

DIAGRAMA DE BLOQUES DE LAS PARTES INICIALES DE UN RECEPTOR.

La frecuencia intermedia (f_i) viene determinada por:

$$\pm f_i = n f_s - m f_o \quad (2.5.1)$$

Siendo:

f_s = Frecuencia de la señal portadora de la información

f_o = Frecuencia del oscilador local

$m, n =$ Números enteros

$f_i =$ Frecuencia intermedia

Generalmente los receptores comerciales en la banda de radiodifusión y modulación en amplitud, la frecuencia intermedia es de 455 KHz sin embargo, para el presente diseño se escogió la frecuencia de 3.395 KHz - considerando que el receptor opera en una sola banda de frecuencias (535 KHz - 1.600 KHz). Las ventajas y desventajas se analiza a continuación.

2.5.2. FRECUENCIA INTERMEDIA DE 455 KHz.

Para la frecuencia intermedia $f_i = 455$ KHz y sintonía de la banda deseada (535 KHz - 1.600 KHz) significa una variación de frecuencia en el oscilador local de 990 KHz a 2.055 KHz como se indica esquemáticamente en la Figura 2.5.2.

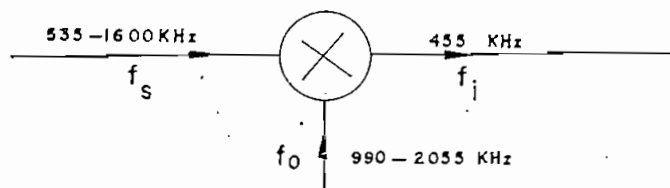


Fig. 2.5.2.

REPRESENTACION ESQUEMATICA DEL MEZCLADOR

La mezcla de dos ondas en un dispositivo lineal no produce la generación de ondas en nuevas frecuencias; por tanto, se requiere un dispositivo no lineal, esto significa que además de la frecuencia intermedia deseada se producirán otras frecuencias dependiendo de los valores de n y m según la ecuación (2.5.1).

Cuando el dispositivo tiene las características de transferencia inherentes a una ley cuadrática o segundo orden los términos de mayor orden son eliminados. Esto significa que la acción mezcladora viene dada exclusivamente, por el término de segundo orden.

De la ecuación (2.5.1) si $n = m = 1$ se tiene la frecuencia intermedia deseada $f_i = f_o - f_s$ y la frecuencia imagen $f_i = f_s - f_o$.

Los términos de tercer orden y quinto orden interfieren a la frecuencia intermedia deseada. Ver gráfico (2.5.3) no así la frecuencia imagen que se encuentra bastante alejada. Cualquier posibilidad de interferencia a la frecuencia intermedia se analiza en el gráfico 2.5.3.

De acuerdo al gráfico 2.5.3 se ha dibujado la frecuencia intermedia resultante para diversos valores de n y m . Eventualmente la que ocasionaría molestias será la frecuen-

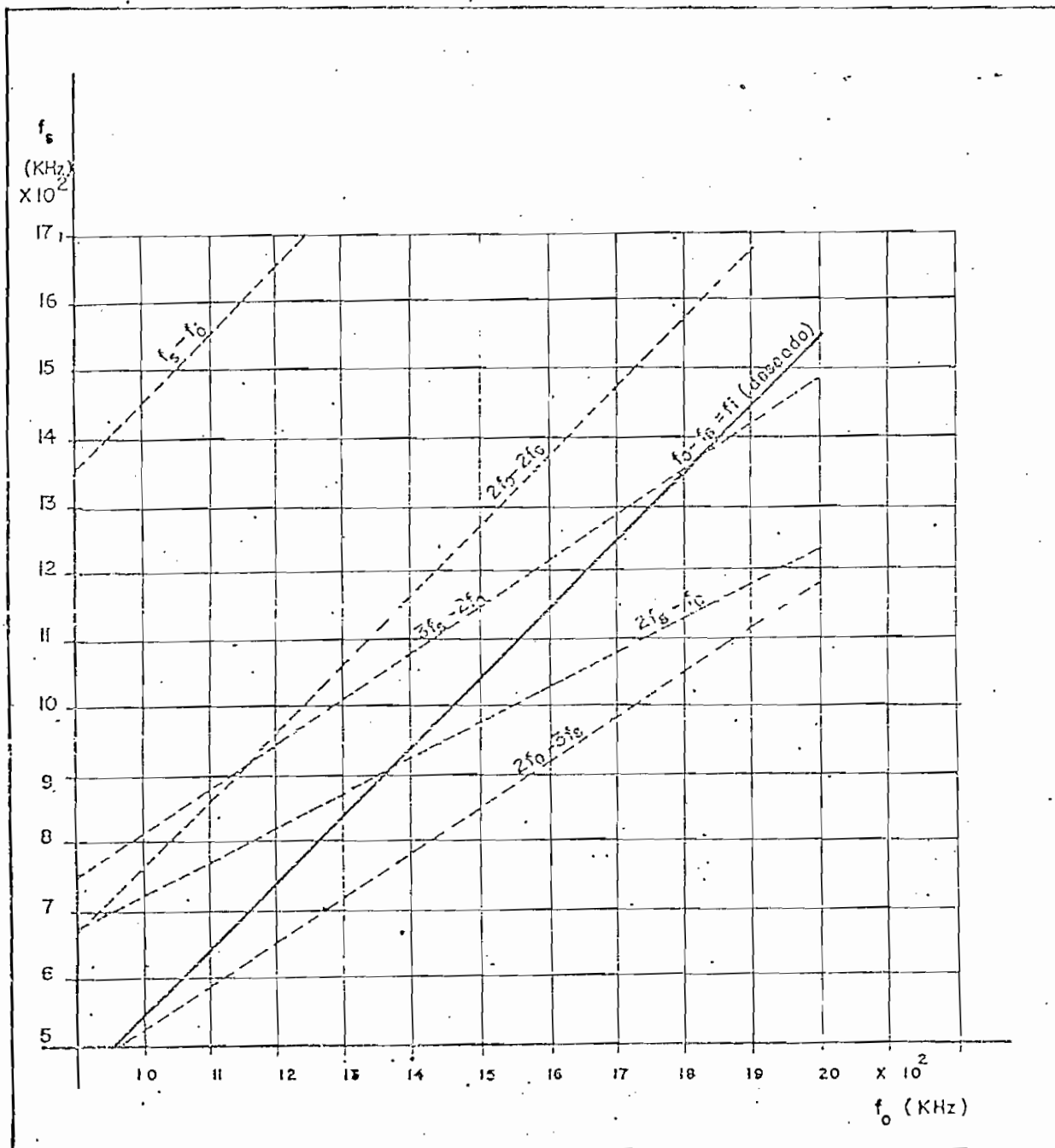


Fig. 2.5.3.

GRAFICA DE LA FRECUENCIA INTERMEDIA DE 455 KHz CON SUS POSIBLES INTERFERENCIAS.

cia intermedia de tercer orden, la segunda armónica - de la frecuencia de la señal es decir $2f_s - f_0 = f_i$, o sea la segunda armónica de la frecuencia de la señal mezclada con la frecuencia fundamental del oscilador local. La próxima interferencia constituiría la de 5to. orden de la manera $3f_s - 2f_0 = f_i$ pero a medida que el orden es más alto, el nivel de intensidad disminuye por lo que su efecto se considera despreciable. Respecto a la frecuencia imagen $f_s - f_0 = f_i$, a pesar de encontrarse alejada de la frecuencia intermedia deseada podría constituir una molestia siempre que la frecuencia imagen coincida con una emisión cercana de intensidad lo suficientemente fuerte.

2.5.3. FRECUENCIA INTERMEDIA DE 3.395 KHz.

Ahora se considerará la frecuencia intermedia de 3.395 KHz.

La Fig. 2.5.4 representa esquemáticamente la mezcla de la frecuencia de la señal y del oscilador local para obtener la nueva frecuencia intermedia.

Esta frecuencia intermedia como se ve es más alta que la banda de frecuencias a sintonizar. Esto sí es una ventaja en cuanto a mantener al mínimo las posibles respuestas parásitas en el mezclador.

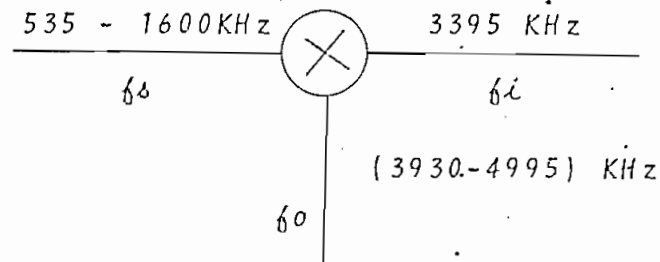


Fig. 2.5.4.

REPRESENTACION DEL MEZCLADOR

Una posibilidad que habrá que analizar es que una armónica de una de las señales de entrada coincida con la frecuencia intermedia. Esto en cambio sí es un problema cuando f_i (Frecuencia intermedia) es más alta que las frecuencias a ser sintonizadas.

En cuanto a la segunda armónica de la banda deseada se encuentra ésta bastante alejada de la f_i . La tercera armónica correspondería a 848.7 KHz. La quinta armónica a 679.0 KHz. La sexta armónica a 565.83 KHz.

Estas armónicas podrían presentar algo de problemas. Todo mezclador produce algo de estas armónicas aunque su amplitud no debe ser muy fuerte.

2.5.4. CARACTERÍSTICAS DEL FILTRO DE CRISTAL.

Considérese las características del filtro utilizado cuya frecuencia central es 3.395 KHz y ancho de banda de 3.75 KHz a - 6 dB y -60 dB para 5 KHz de desplazamiento de la frecuencia central como se indica en la Figura 2.5.5.

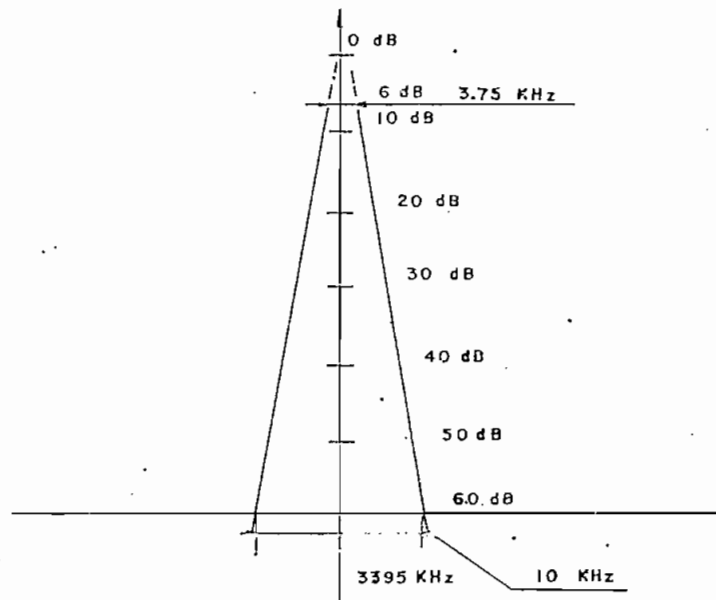


Fig. 2.5.5.

CARACTERÍSTICAS DEL FILTRO DE CRISTAL

Las frecuencias f_1 y f_2 atenuadas -60 dB son respectivamente 3.390 KHz y 3.400 KHz. Estas frecuencias se encuentran desplazadas 5 KHz de la frecuencia central. Todas las frecuencias armónicas menores que f_1 y mayores que f_2 son suprimidas por el filtro de cristal.

Las frecuencias armónicas múltiplos de 5 KHz más cercanas a f_1 y f_2 son 1.130 y 850 KHz respectivamente.

La tercera armónica de 1.130 KHz es 3.390 KHz = f_1 .

La cuarta armónica es 850 KHz es 3.400 KHz = f_2 .

Existe siempre la posibilidad de sintonizar una señal débil, dígase de 1.140 KHz, por tanto esta tercera armónica de 1.130 KHz podría entrar con suficiente intensidad para molestar la señal deseada; la cuarta y quinta armónica serán significativamente más débiles.

Para este sistema probablemente la tercera armónica sea la respuesta parásita más molesta de un transmisor en esta frecuencia.

La ventaja de este sistema es que la frecuencia imagen está sumamente alejada y no constituye ningún problema.

Existen otras frecuencias que tendrían la posibilidad de pasar por el filtro, por ejemplo, frecuencias múltiples de f_s (535 - 1.600 KHz) con múltiplos de f_o (3.930-4.995-KHz) produciendo diferencias. (La señal deseada es la diferencia entre las dos fundamentales).

Ahora un producto de tercer orden podría ser la frecuencia fundamental del oscilador local (f_0) con el doble de la frecuencia de la señal ($2f_s$) ya que si se sintoniza por ejemplo una señal en 1.100 KHz podría entrar una señal en 550 KHz y producir su segunda armónica en el mezclador que mezcla con esta señal, pero éste es un problema muy remoto, por que cuando los circuitos de sintonía están a 1.100 KHz es poco probable que una señal alejada de resonancia entre con suficiente fuerza para producir su segunda armónica, ya que la misma selectividad del circuito lo atenuaría. La amplitud de la segunda armónica varía con el cuadrado de la intensidad de la señal de tal manera que si se atenúa el nivel de señal en 30 dB, la amplitud de la segunda armónica se atenuaría en 60 dB. Luego no presentaría problemas bajo esta forma.

Otra forma de interferencia podría ser una señal f_s con una armónica de f_0 , pero las armónicas de f_0 son tal elevadas que no producirían la frecuencia deseada con la señal, quizá pueda darse con la segunda armónica de f_0 y la cuarta armónica de f_s es decir producto de sexto orden, pero este orden de los 200 dB por lo que esta posibilidad tampoco ocasionará problemas.

Resumiendo traerá problemas tan solo la tercera armónica y en caso remoto la cuarta armónica.

La Figura 2.5.6. presenta las posibles respuestas de frecuencia para diversos valores de m y n de acuerdo a la relación básica:

$$n f_s = m f_o = \pm f_i.$$

2.5.5. DISEÑO DEL MEZCLADOR.

El dispositivo activo para la acción mezcladora es el transistor de efecto de campo MOSFET 40823 de doble - compuerta, canal n y del tipo "depletion".

La señal de entrada se aplica a la compuerta N° 1 y - la señal del oscilador local se inyecta a la compuerta N° 2.

El circuito tanque en drenaje está sintonizado a la - frecuencia de 3.395 KHz.

El circuito considerado es el siguiente:

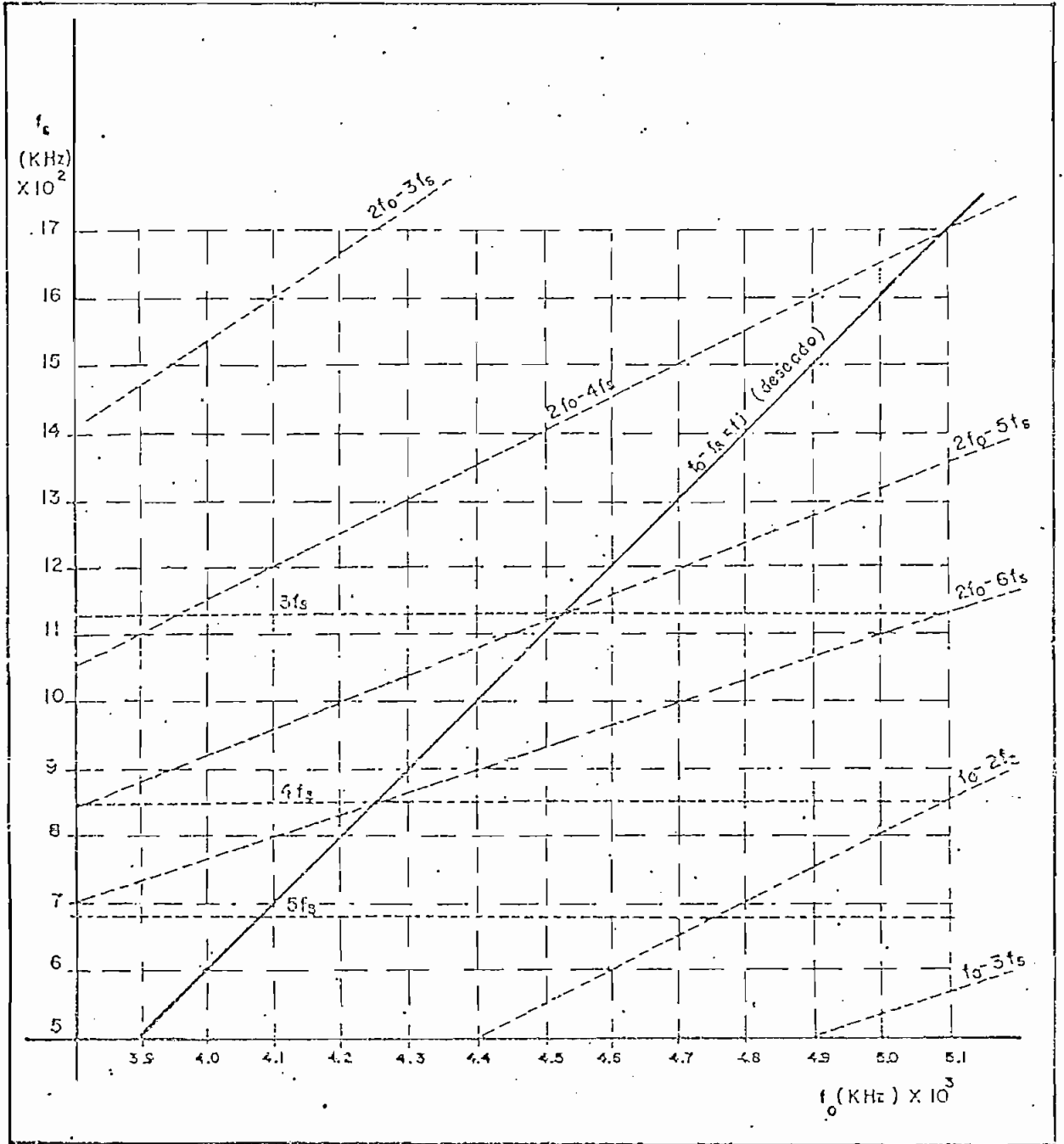


Fig. 2.5.6.

GRAFICA DE LA FRECUENCIA INTERMEDIA DE 3395 KHZ CON SUS POSIBLES INTERFERENCIAS.

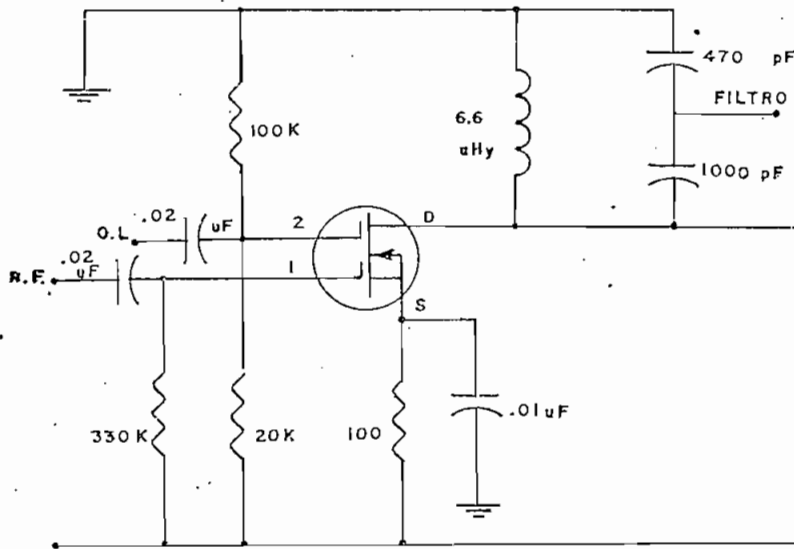


Fig. 2.5.7.

CIRCUITO MEZCLADOR UTILIZADO

2.5.5.1. CÁLCULO GRÁFICO:

El mezclador para su desempeño como se indicó anteriormente debe trabajar en las características no lineales.

Las características típicas de este transistor se presentan en las figuras 2.5.8. y 2.5.9.

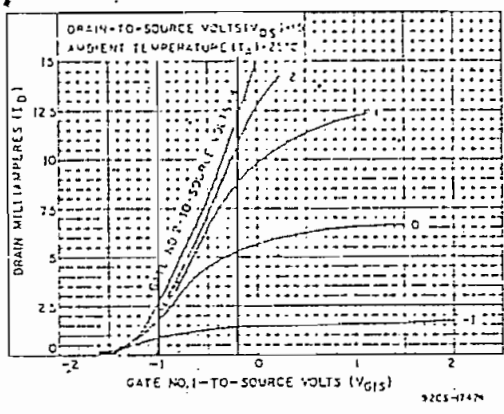


Fig. 2.5.8.

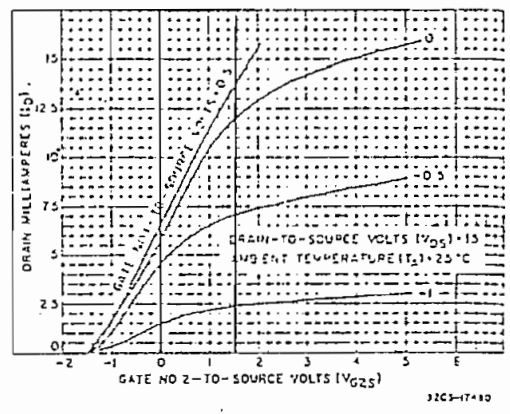


Fig. 2.5.9.

Como se puede observar de las figuras la región no lineal es más pronunciada para voltajes del orden de -0.2 a - 1.0 para la compuerta 1 con respecto a fuente (VG1S) y voltaje de compuerta 2 con respecto a fuente del orden de 0 a 1.5 voltios (VG2S).

Esta variación en voltaje se indica en el área sombreada de las figuras correspondientes.

2.5.5.2. VALORES CALCULADOS:

El circuito MX utilizado se presenta nuevamente a continuación:

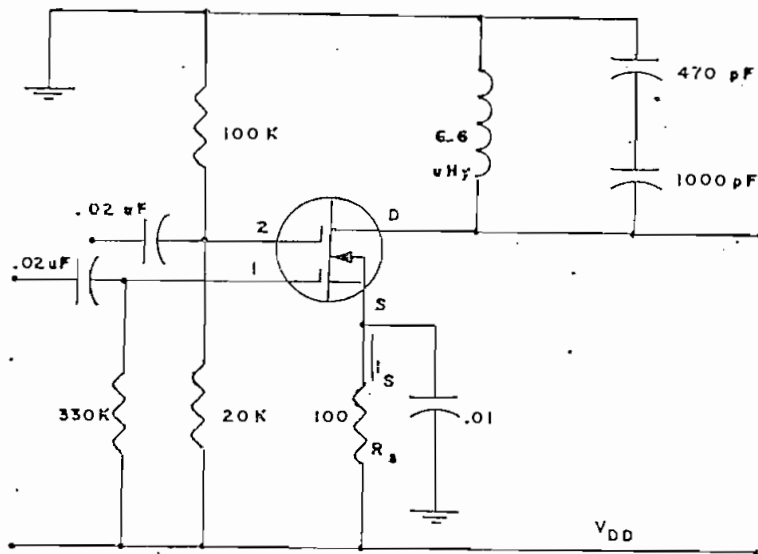


Fig. 2.5.10.

CIRCUITO MEZCLADOR UTILIZADO

$$V_{DD} = 9V$$

$$V_{G2} = \frac{-V_{DD} \times R_{21}'}{R_2 + R_2'} = \frac{-9 \times 100K}{100K + 20K} = -7.50 \text{ Volt.}$$

$$V_{G2S} = V_{G2} - V_S \quad \text{Sea } V_{G2S} = 0.9 \text{ volt.}$$

$$V_S = -7.50 - 0.9 = -8.4 \text{ volt.}$$

$$\text{Para } R_S = 100 \Omega$$

$$I_S = \frac{-9 + 8.4}{100} = 6 \text{ mA}$$

$$V_{CIS} = V_{DD} - V_S$$

$$= -9 + 8.4 = -0.6 \text{ volt.}$$

2.5.5.3. VALORES MEDIDOS:

Se presentan en el circuito mezclador los valores medidos en las compuertas y en fuentes con respecto a tierra.

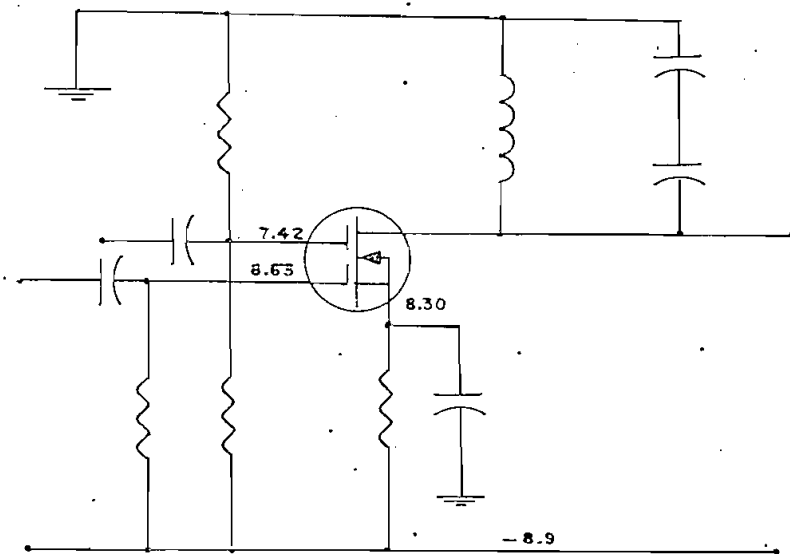


Fig. 2.5.11.

VALORES MEDIDOS EN EL CIRCUITO MEZCLADOR

De acuerdo a los valores medidos significa por tanto:

$$V_{G1S} = 7.42 - 8.30$$

$$= -0.88 \text{ Volt.}$$

$$V_{G2S} = 8.63 - 8.30$$

$$= 0.33 \text{ Volt.}$$

$$I_{\Delta} = \frac{-8.94 + 8.30}{100.}$$

$$= 6.4 \text{ mA}$$

2.5.5.4. CALCULO DEL CIRCUITO TANQUE:

Para la capacitancia escogida (1.000 pF en serie con 470 pF) es decir 320 pF corresponde una inductancia de 6.6 uH a la frecuencia de resonancia de 3.395 KHz de acuerdo al siguiente abaco.

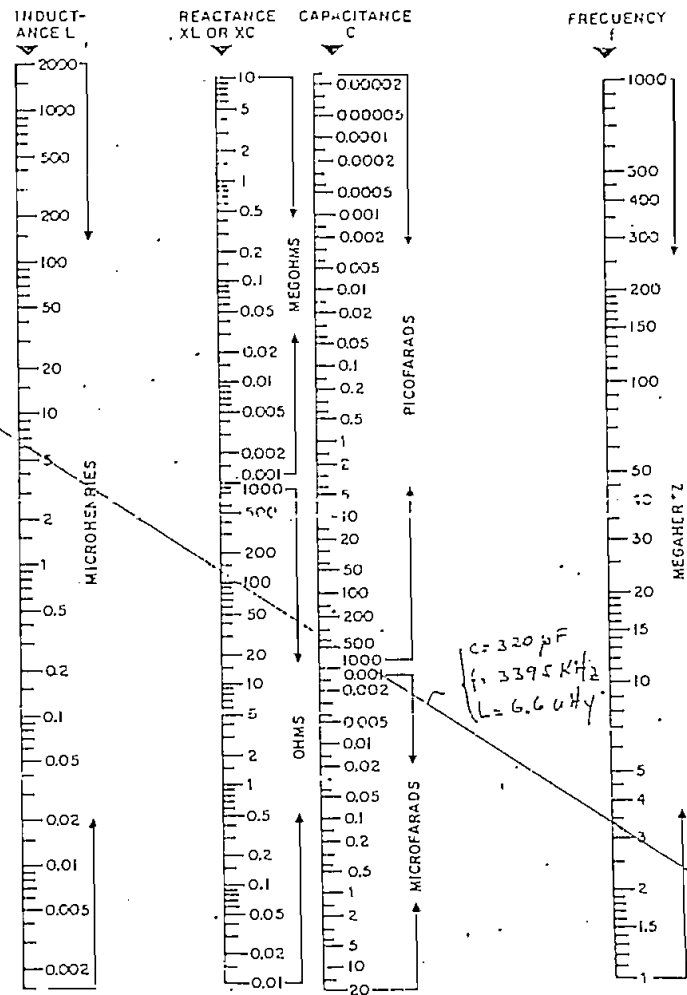


Fig. 2.5.12.

CARTA DE SINTONIA QUE CUBRE DESDE 1 MHz hasta 1000 MHz.

2.5.5.5. CONSTRUCCION DE LA BOBINA:

Considerando a la bobina a construirse como un solenoide y de acuerdo a las dimensiones básicas del núcleo dado como:

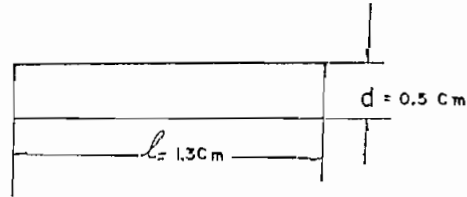


Fig. 2.5.13.

Se utilizó el siguiente ábaco:

$$L(\mu\text{H}) = d \cdot \frac{L}{d}$$

cm

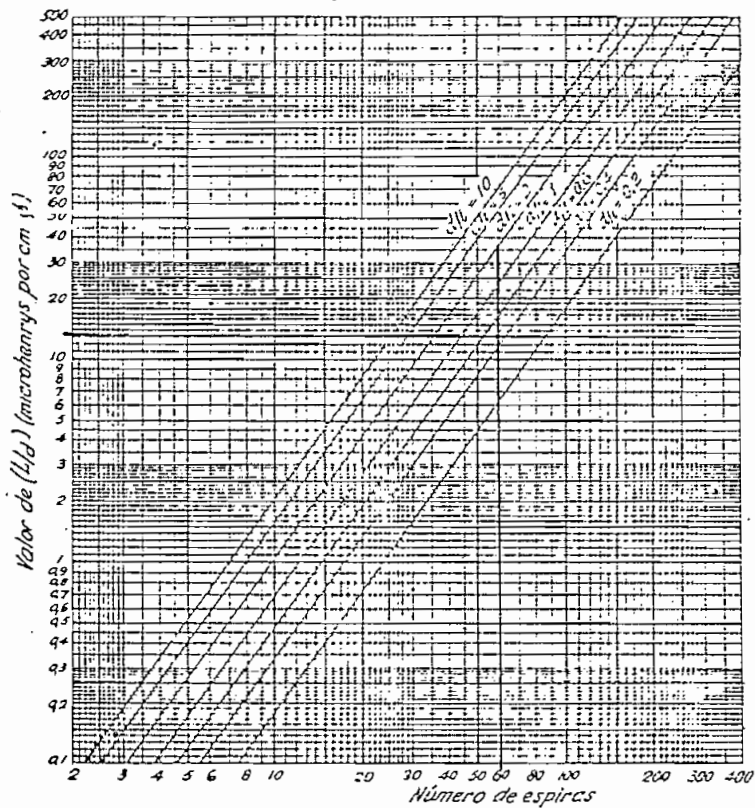


Fig. 2.5.14.

Para las dimensiones dadas, se tiene las siguientes relaciones:

$$\frac{L}{d} = \frac{6.6 \text{ uHy}}{0.5 \text{ cm}} = 13.2 \text{ uHy/cm}$$

$$\frac{d}{\ell} = \frac{0.5 \text{ cm}}{1.3 \text{ cm}} = 0.38$$

De acuerdo a la Figura 2.5.14 el número de vueltas necesario será de aproximadamente 60 vueltas.

En la práctica fueron necesarias cerca de 50 vueltas.

La impedancia que presenta el circuito tanque está dado por:

$$R_L = Q_L \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Donde:

$$Q_L = \frac{1}{\frac{1}{Q} + \frac{1}{R_L \sqrt{\frac{L}{C}}}}$$

Q_L = Factor de mérito de la bobina con carga.

R_L = Impedancia de entrada de la siguiente etapa

L, C = Inductancia y capacitancia requerida a la frecuencia de resonancia.

$$Q_L = 40 \text{ (medido)}$$

$$n_L = \frac{1}{\frac{1}{40} + \frac{1}{2K \sqrt{\frac{320 \times 10^{-12}}{6,6 \times 10^{-6}}}}} \approx 40$$

$$R \cong 5740 \Omega$$

El divisor capacitivo acorla la impedancia de 5740Ω a la impedancia de $2K$ de entrada del filtro mediante la siguiente relación: (Ver gráfico 2.5.13).

$$R = R_L \left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2 \qquad R_L = \frac{R}{\left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2}$$

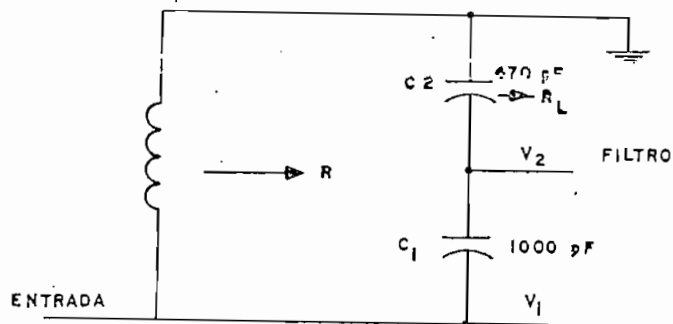


Fig. 2.5.13.

CIRCUITO TANQUE UTILIZADO

$$R_L = \frac{R}{\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2}$$

La relación de voltajes está dado por la relación de las impedancias capacitivas utilizadas:

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{V_2} &= \frac{X_{C1} + X_{C2}}{X_{C2}} \\ &= 1.47 \end{aligned}$$

$$R_L = \frac{5740}{(1.47)^2} \approx 2600 \Omega$$

2.6. AMPLIFICADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA.

Esta sección amplificadora de la frecuencia intermedia consiste de tres etapas, las dos primeras con controladas por un potenciómetro doble, accesible desde el panel frontal y la tercera etapa es netamente un amplificador de corriente hacia el detector.

2.6.1. DISÑO DEL AMPLIFICADOR DE F.I.

2.6.1. a) Obtención de los valores en forma gráfica:

Nuevamente se utilizan los transistores MOSFET 40823 especificados anteriormente. En esta etapa se procura obtener la mayor ganancia posible. De acuerdo a las curvas Fig. 2.6.1.1 y Fig. 2.6.1.2, si se escoge una corriente promedio de drenaje de 7 mA sobre la curva $V_{GS} = 4$ Volt, significa un $V_{DS} = -0.6$ Volt. El punto escogido significa para la curva de transconductancia en la compuerta N° 1 (Fig. 2.6.1.3) un $g_{ds1} = 12\text{m}\Omega$

La ganancia de la etapa está en razón directa a la transconductancia, más aún el tener una transconductancia constante repercute también en una ganancia constante.

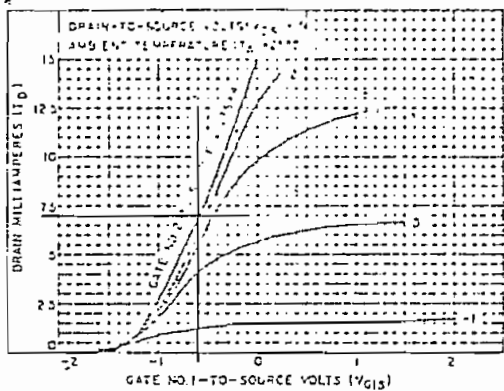


Fig. 2.6.1.1.

ID vs VG1S

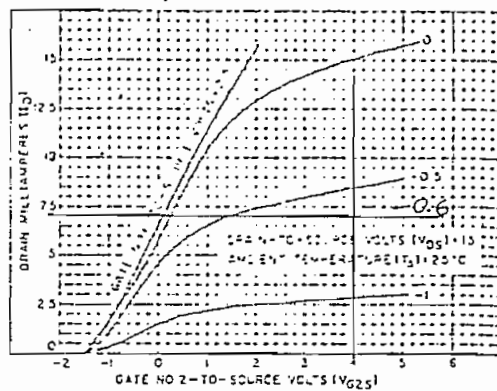


Fig. 2.6.1.2.

ID vs VG2S

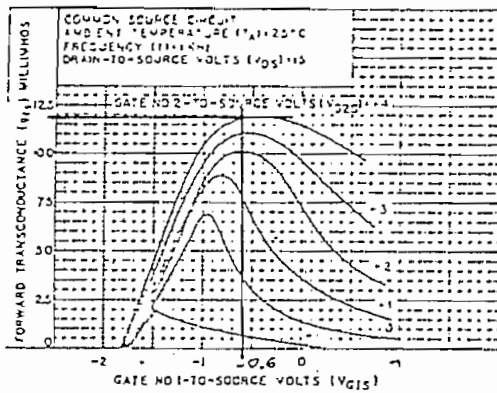


Fig. 2.6.1.3.

gm vs VG1S

2.6.1. b) Obtención de valores calculados

El circuito utilizado es similar al amplificador de RF con algunas variantes.

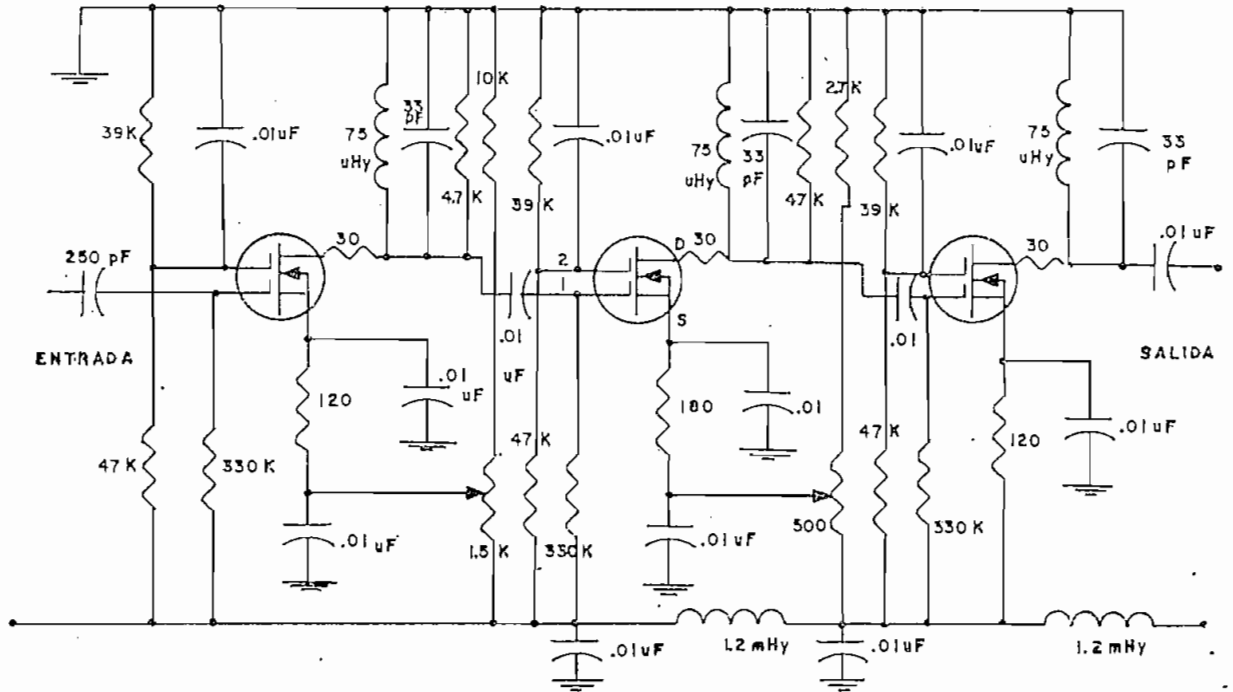


Fig. 2.6.1.1.

CIRCUITO AMPLIFICADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA

Las compuertas N^o 1 y N^o 2 están polarizadas en forma idéntica en las tres etapas. Suponiendo que no existen pérdidas en los filtros de la línea de alimentación que separan a las etapas se tendrá:

$$V_{ce2} = \frac{-9 \times 39K}{39K + 47K} = -4.08 \text{ v.}$$

$$V_{ce1} = -9 \text{ v.}$$

Para la condición de ganancia máxima es decir cuando la toma variable del potenciómetro está al potencial de la fuente se tendrá:

$$\begin{aligned} V_S &= I_S R_S \\ &= 0.007 \times 120 \text{ v.} \\ &= -8.4 \text{ v.} \end{aligned}$$

Ahora bien:

$$\begin{aligned} V_{G1S} &= -9 + 8.4 \text{ v.} \\ &= -0.6 \text{ v.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{G2S} &= -4.08 + 8.4 \text{ v.} \\ &= +4.3 \text{ v.} \end{aligned}$$

El potenciómetro permite una toma de tensión para la primera etapa de:

$$V_2 = \frac{-9 \times 10 \text{ K}}{11.5 \text{ K}} = -7.8 \text{ Volt.}$$

Para la segunda etapa:

$$V_2 = \frac{-9 \times 1.2 \text{ K}}{1.7 \text{ K}} = -6.3 \text{ Volt.}$$

Suponiendo que en la posición del potenciómetro de ganancia intermedia mínima no ha variado el voltaje en fuentes, la corriente de drenaje en este caso será:

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{8.4 - 7.8}{120} \text{ mA} \\ &= 5 \text{ mA.} \end{aligned}$$

$$I_D = \frac{8.4 - 7.8}{120} \text{ mA} = 5 \text{ mA.}$$

Esto nos indica que la corriente I_D disminuye y por tanto disminuye la ganancia.

2.6.1. c) Valores medidos:

Nuevamente se dibuja el circuito incluyendo los valores medidos tanto en las compuertas como en fuente con respecto a tierra.

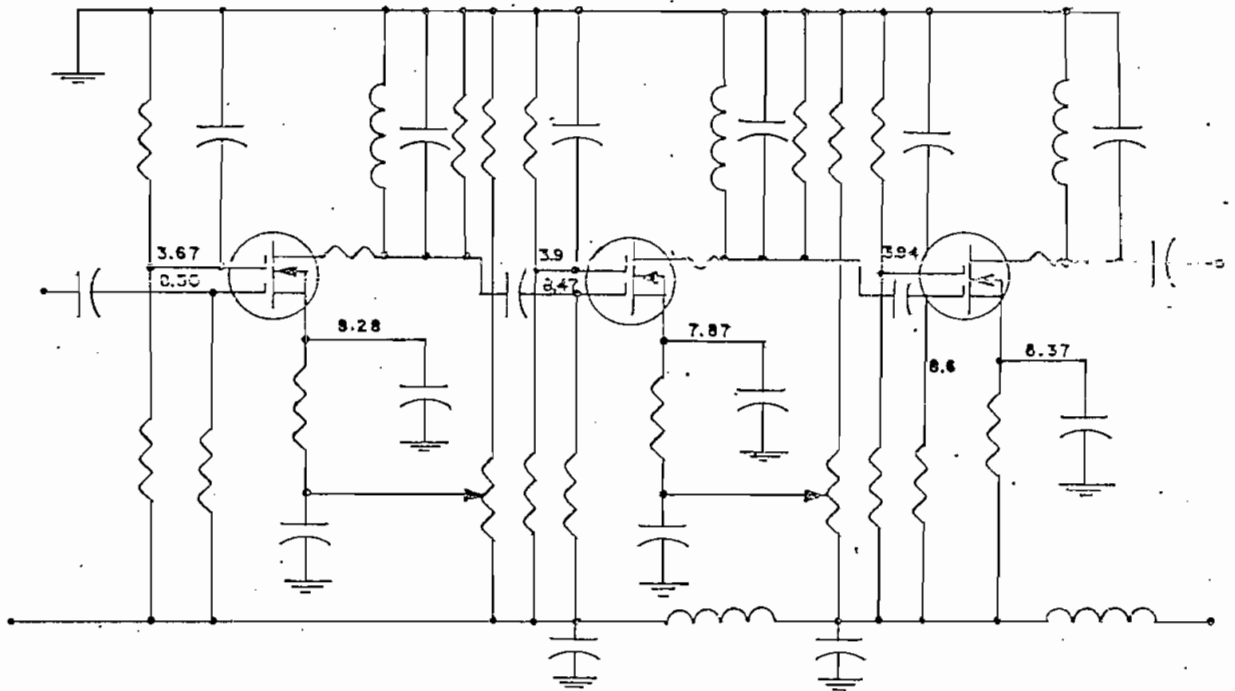


Fig. 2.6.1.5.

VALORES MEDIDOS EN EL CIRCUITO FI

Para la primera etapa:

$$V_{62S} = 4.6 \text{ Volt.}$$

$$V_{61S} = -0.1 \text{ Volt.}$$

$$I_d = 6 \text{ mA}$$

Para la segunda etapa:

$$V_{62S} = 3.93 \text{ Volt.}$$

$$V_{61S} = -0.6 \text{ Volt.}$$

$$I_D = 6.2 \text{ mA}$$

Para la tercera etapa:

$$V_{62S} = 4.4 \text{ Volt.}$$

$$V_{61S} = -0.2 \text{ Volt.}$$

$$I_D = 5.1 \text{ mA}$$

2.6.1. d) Cálculo del circuito tanque:

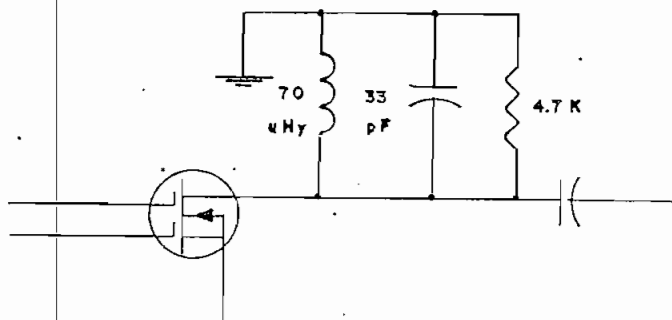


Fig. 2.6.1.6.

CIRCUITO TANQUE DEL AMPLIFICADOR DE FI.

De acuerdo al ábaco de la Figura 2.6.1.7 para una capacitancia de 33 pF corresponde una inductancia de 70 μ H y para una frecuencia de resonancia de 3.395 KHz.

Para la construcción de la bobina se utilizó alambre de cobre número 40.

Impedancia del circuito tanque:

$$R_L = Q_L \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$= \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{\frac{1}{Q} + \frac{1}{R \sqrt{\frac{C}{L}}}}$$

Q = Factor de mérito medido = 30

R = Resistencia de carga = 4.7 K

Q_L = Factor de mérito cargado \approx 30

L, C = Inductancia y capacitancia para la frecuencia de resonancia.

La impedancia del circuito tanque en paralelo con la resistencia de carga de 4.7 K da como resultado prácticamente la misma resistencia de carga y es por tanto la que limita la ganancia de la etapa.

La ganancia viene dada por tanto:

$$\begin{aligned}
 A_v &= g_m R_L \\
 &= 12 \times 4.7 \\
 &= 56.4
 \end{aligned}$$

$$A_v/dB = 35 \text{ dB}$$

En la práctica fue necesario una ganancia total de 66 dB para obtener la máxima lectura en el indicador como se verá más adelante.

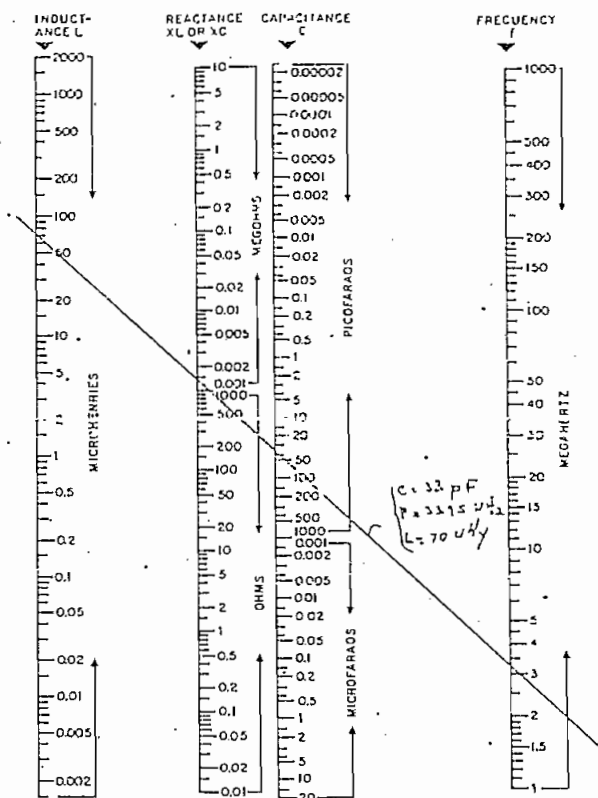


Fig. 2.6.1.7.

CARTA DE SINTONIA QUE CUBRE DESDE 1 MHz a 1000 MHz.

2.7. DETECTOR.

2.7.1. GENERALIDADES:

El proceso de detección se refiere básicamente a recuperar la información (señal moduladora) de la señal de radiofrecuencia (señal modulante).

En la Figura 2.7.1 se muestra en forma simplificada el circuito detector que se utiliza muy frecuentemente.

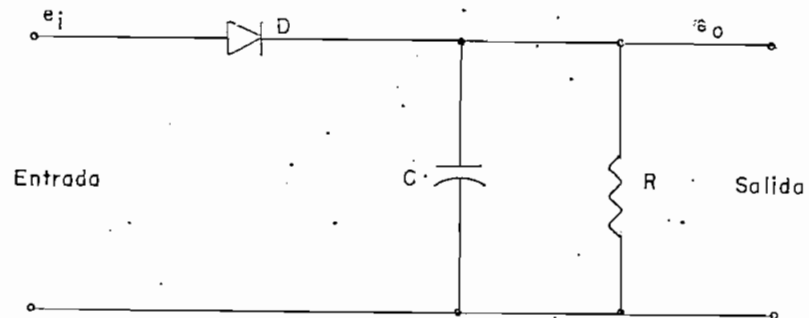


Fig. 2.7.1.

CIRCUITO BASICO DEL DETECTOR

Donde:

e_i = señal modulada a la entrada del circuito.

e_o = señal de información obtenida.

El diodo D es un elemento no lineal es decir - su resistencia directa e inversa no son iguales. Si el elemento fuese lineal no se produciría la detección.

Sea e_i una onda como se presenta en la Fig. - 2.7.2.

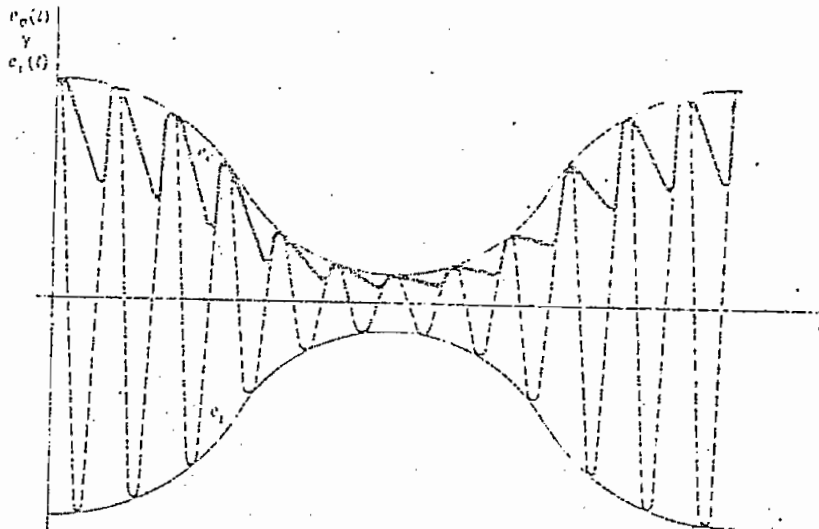


Fig. 2.7.2.

FORMAS DE ONDA DE ENTRADA Y SALIDA DE LA FIG. 2.3.1.

Una vez que e_o alcanza el valor máximo de e_i en el primer ciclo, el diodo D se polariza en sentido inverso es decir su resistencia se presenta de valor infinito (caso ideal) o circuito abierto de tal manera que e_o (t) almacenado en C descarga su potencial a través de la resistencia R durante el tiempo en que nuevamente (siguiente ciclo) $e_i = e_o$. Este nuevo ciclo cargará el condensador hasta la amplitud máxima de este segundo ciclo y el proceso se repetirá nuevamente. El resultado es como se indica en la Fig. 2.7.2. (en negrilla).

La señal e_o presenta irregularidades o deformaciones de la envolvente (señal original); una forma de disminuir esta distorsión es aumentando la frecuencia de la portadora ω_c . En la práctica usualmente ω_c es 100 o más veces mayor que ω_m .

Otra manera de disminuir la distorsión es elegir adecuadamente los valores de R y C , ya que su producto (RC) determina la constante de tiempo de carga o descarga del condensador.

Por tanto:

$$RC \gg \frac{1}{\omega_c} \quad (2.7.1)$$

Por otra parte si RC es demasiado grande, $e_o(t)$ no será capaz de disminuir con rapidez suficiente para seguir a la envolvente de modulación. Por esto:

$$RC \ll \frac{1}{\omega_m} \quad (2.7.2)$$

Donde ω_m es la máxima frecuencia contenida en la modulación.

Para que las relaciones (2.7.1) y (2.7.2) sean compatibles:

$$\omega_c \gg \omega_m \quad (2.7.3)$$

2.7.2. DETECTOR UTILIZADO:

El circuito de la figura 2.7.3 presenta la última etapa de frecuencia intermedia con su correspondiente detector e indicador.

¹ Paul CHIRLIAN Segunda Edición. Análisis y diseño de circuitos de Ingeniería.

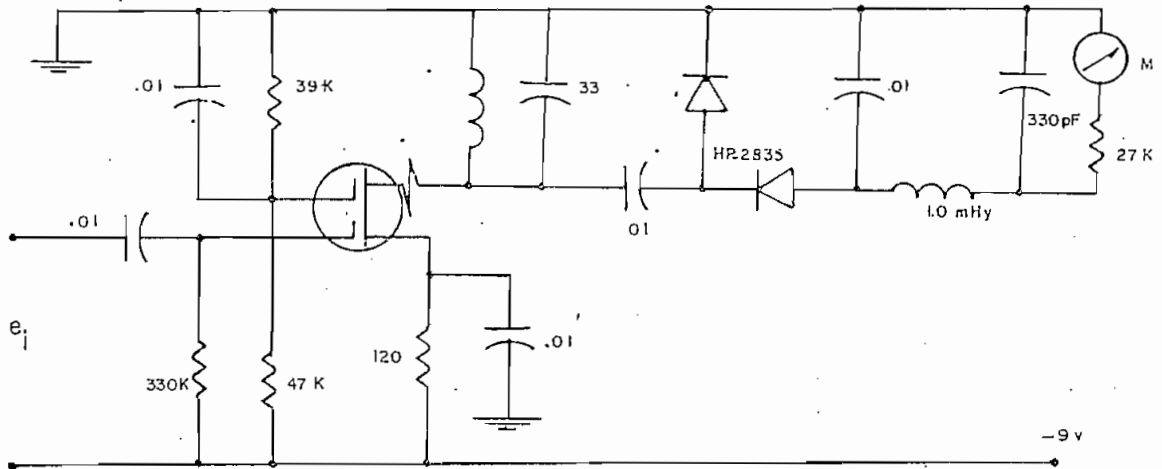


Fig. 2.7.3.

La impedancia que presenta el detector a la última etapa de frecuencia intermedia es relativamente despreciable - por lo que prácticamente toda la corriente de señal pasa por el rectificador.

La corriente máxima del indicador es de 100 μ A y para obtener este valor se necesita un nivel determinado de e_i a la entrada de la etapa amplificadora de frecuencia intermedia.

Cálculo del nivel máximo de e_i :

Considérese el circuito equivalente de la Figura 2.7.4.

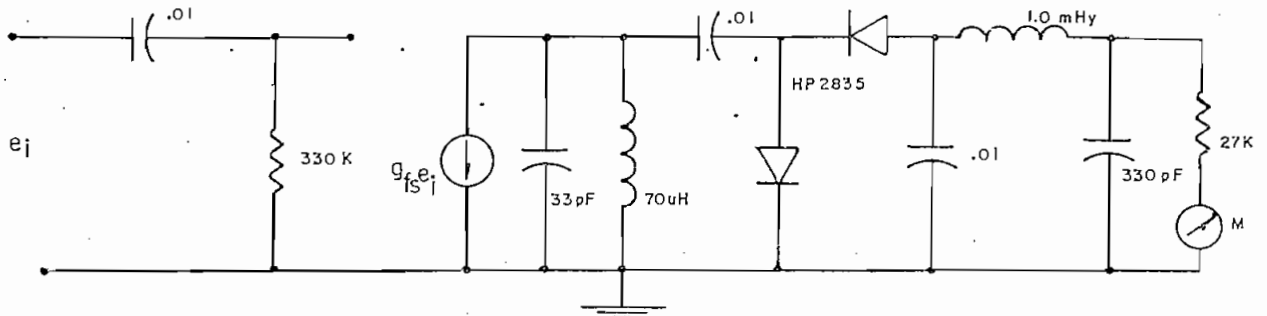


Fig. 2.7.4.
CIRCUITO EQUIVALENTE

La corriente que circula por cualquiera de los diodos es aproximadamente un 60% del valor pico de la señal de e_i en la mitad del período $\frac{T}{2}$ o sea un 30% en el período total (T).

Por tanto:

$$i = 0.30 \times g_{fs} e_i \quad (2.7.4)$$

Luego:

$$e_i = \frac{i}{0.30 \times g_{fs}}$$

$$i = 100 \text{ uA}$$

$$g_{fs} = 12 \text{ mv (de las características)}$$

$$e_i = 27.7 \text{ mv.}$$

En la práctica fue necesario inyectar a la entrada de la primera etapa de frecuencia intermedia un n_i

vel de señal de 112 μV (-66dB, 1mw, 50) para una indicación máxima de 100 μA .

2.7.3. ANÁLISIS DEL DETECTOR UTILIZADO:

El detector propiamente dicho se presenta en la siguiente figura:

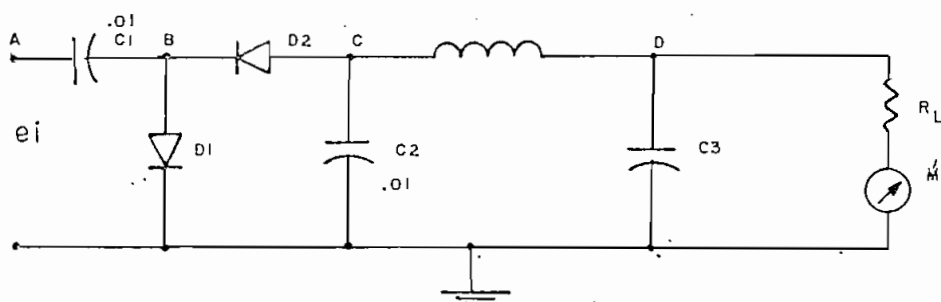


Fig. 2.7.5.
CIRCUITO DETECTOR

El condensador C_1 desacopla los niveles dc del detector y la etapa de frecuencia intermedia y junto con D_1 constituyen un doblador de voltaje debido a que este diodo (D_1) permite cargar el condensador (C_1) hasta el valor pico de la señal de entrada. La carga adquirida por C_1 se mantiene en el valor de cresta o pico.

Cuando cambia la polaridad de entrada, C_1 se descarga a través del diodo D_2 . El condensador C_2 ,

está ahora bajo los efectos de dos fuentes de tensión, el suministrado por la señal de entrada y por la tensión adquirida por C_1 . La conexión del circuito pone a estas dos fuentes en serie aditiva y C_2 se carga hasta el doble del valor de pico de la tensión aplicada.

Los valores de C_1 y C_2 deben tener suficiente capacidad de manera que retengan en el intervalo transcurrido entre los ciclos la carga acumulada.

El efecto de L y C_3 no es sino depurar el nivel de la salida. El tiempo de carga y descarga viene dado por la constante $R_L C_2$.

De acuerdo a la relación 2.7.1 se tiene:

$$R_L C_2 \gg \frac{1}{\omega_c}$$

$$\begin{aligned} R_L C_2 &= 27 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6} \text{ sg.} \\ &= 270 \text{ sg.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_c} &= \frac{1}{2\pi (3395 \times 10^3)} \text{ sg.} \\ &= 0.047 \text{ sg.} \end{aligned}$$

Se cumple por tanto que: $R_L C_2 \gg \frac{1}{\omega_c}$

De acuerdo a la relación 2.3.2.

$$R_L C_2 \ll \frac{1}{\omega_m}$$

Si se escoge $f_m = 4186 \text{ Hz}$

$$\frac{1}{\omega_m} = \frac{1}{2\pi \cdot 4186} = 38 \text{ } \mu\text{s}.$$

Nuevamente:

$$R_L C_2 \ll \frac{1}{\omega_m}$$

El valor de C_1 es comparable al de C_2 , es decir de $0.1 \mu\text{f}$.

Los valores de L y C_3 son respectivamente de 1.2 mHy y 330 pF .

La impedancia que presenta el choque a cualquier variación es:

$$\begin{aligned} X_L &= 2\pi fL \\ &= 6.28 \times 3395 \times 10^3 \times 1.2 \times 10^{-3} \Omega \\ &\approx 26\text{K} \end{aligned}$$

Comparable a la impedancia de carga.

La reactancia capacitiva que presenta C_3 a cualquier varia
1 Reference Data for Radio Engineers. 5ta. Edición "Frequency Spectrum".

ción es:

$$X_c = \frac{1}{\omega C_3} = \frac{1}{2\pi \times 3395 \times 10^3 \times 330 \times 10^{-12}}$$

$$\approx 140 \Omega$$

Impedancia relativamente baja frente a la impedancia de carga.

2.7.4. CARACTERÍSTICAS DE LOS DIODOS:

Los diodos utilizados son del tipo Schottky, modelos HP 2835 y MBD 501.

Debido a que los niveles de corriente son bajos es necesario que dichos diodos conduzcan con niveles de voltaje también bajos. Tales características se aprecian en las Figuras 2.7.6 y 2.7.7.

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10 \mu\text{A dc}$)	$V_{(BR)R}$	50 70	-	-	Volts
Total Capacitance, Figure 1 ($V_R = 20 \text{ Volts}, f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_T	-	0.5	1.0	pF
Minority Carrier Lifetime, Figure 2 ($I_F = 5.0 \text{ mA}$, Krauer Method)	τ	-	15	100	ps
Reverse Leakage, Figure 3 ($V_R = 25 \text{ V}$) ($V_R = 35 \text{ V}$)	I_R	-	7.0 9.0	200 200	nA dc
Forward Voltage, Figure 4 ($I_F = 10 \text{ mA dc}$)	V_F	-	1.0	1.2	V dc
Series Inductance ($f = 250 \text{ MHz}$, Lead Length $\approx 1/16''$)	L_S	-	6.0	-	nH
Case Capacitance ($f = 1.0 \text{ MHz}$, Lead Length $\approx 1/16''$)	C_C	-	0.18	-	pF

Fig. 2.7.6.

CARACTERÍSTICA DEL DIODO MBD-501

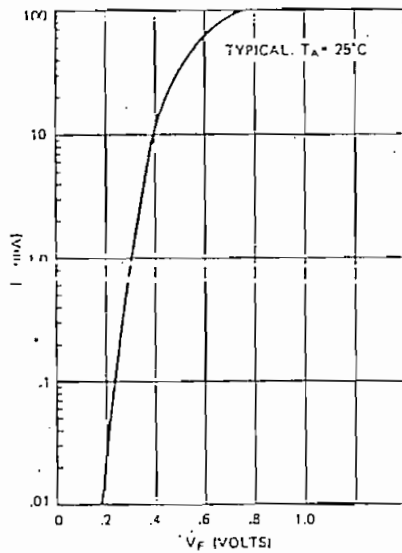


Figure 1. Forward Current vs. Forward Voltage.

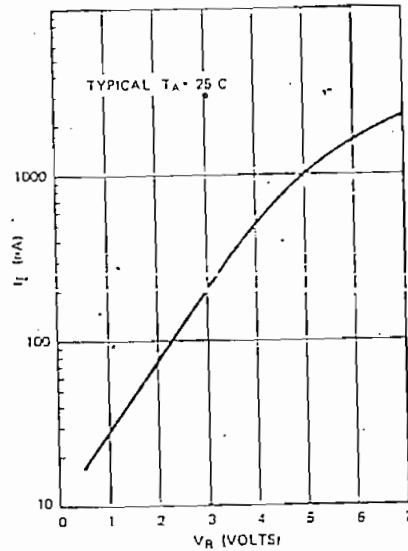


Figure 2. Reverse Current vs. Reverse Voltage.

Fig. 2.7.7.

CARACTERISTICA DEL VIDO HP-2835

2.7.5. NIVELES DE VOLTAJE CALCULADOS Y MEDIDOS:

De acuerdo a la figura 2.7.5 el voltaje continuo V_d para una indicación máxima de corriente de $-100 \mu A$ en el medidor está dado por:

$$\begin{aligned}
 V_d &= -I R_L \\
 &= 100 \times 10^{-6} \times 27 \times 10^3 \text{ V} \\
 &= -2.7 \text{ V}
 \end{aligned}$$

Considerando despreciable la resistencia de de la bobina:

$$V_c = V_d = - 2.7 \text{ V}$$

El voltaje en b está dado por tanto:

$$\begin{aligned} V_b &= \frac{V_c}{2} \\ &= - 1.35 \text{ V} \end{aligned}$$

Significa que el voltaje máximo (V_m) de la señal de entrada al detector es:

$$V_m = - 1.35 \text{ V.}$$

Para los cálculos anteriores se ha considerado despreciable las pérdidas de voltaje en los diodos.

Valores medidos:

$$V_m = - 1.7 \text{ V}$$

$$V_b = - 1.4 \text{ V}$$

$$V_c = - 3.0 \text{ V}$$

2.7.6. OBTENCION DE LA CURVA DE RESPUESTA DE LOS DIODOS UTILIZADOS:

Debido a la no linealidad inherente del diodo los valores obtenidos en el medidor no son linealmente

te dependientes de la señal de entrada. Esta característica lógicamente influirá en la precisión que se desea obtener en una medición por lo que posteriormente será necesario establecer un factor de corrección.

Para el efecto se dispuso los siguientes equipos:

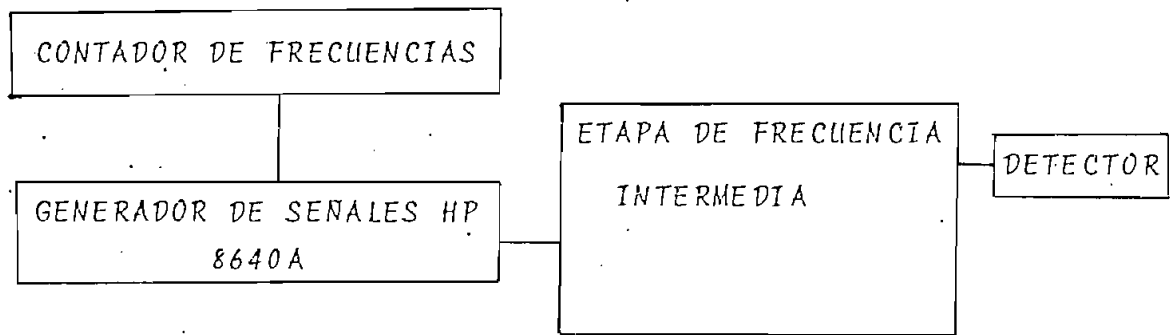


Fig. 2.7.8.

DISPOSICION DEL EQUIPO UTILIZADO

El generador de señales HP 8640A permite atenuar la señal en pasos de 1 dB, de tal manera que los valores obtenidos en el indicador están relacionados cada vez con niveles de atenuación de 1dB a la entrada.

Los valores obtenidos se presentan en la Tabla N° 2.3.1. y la gráfica correspondiente en la Figura 2.7.9.

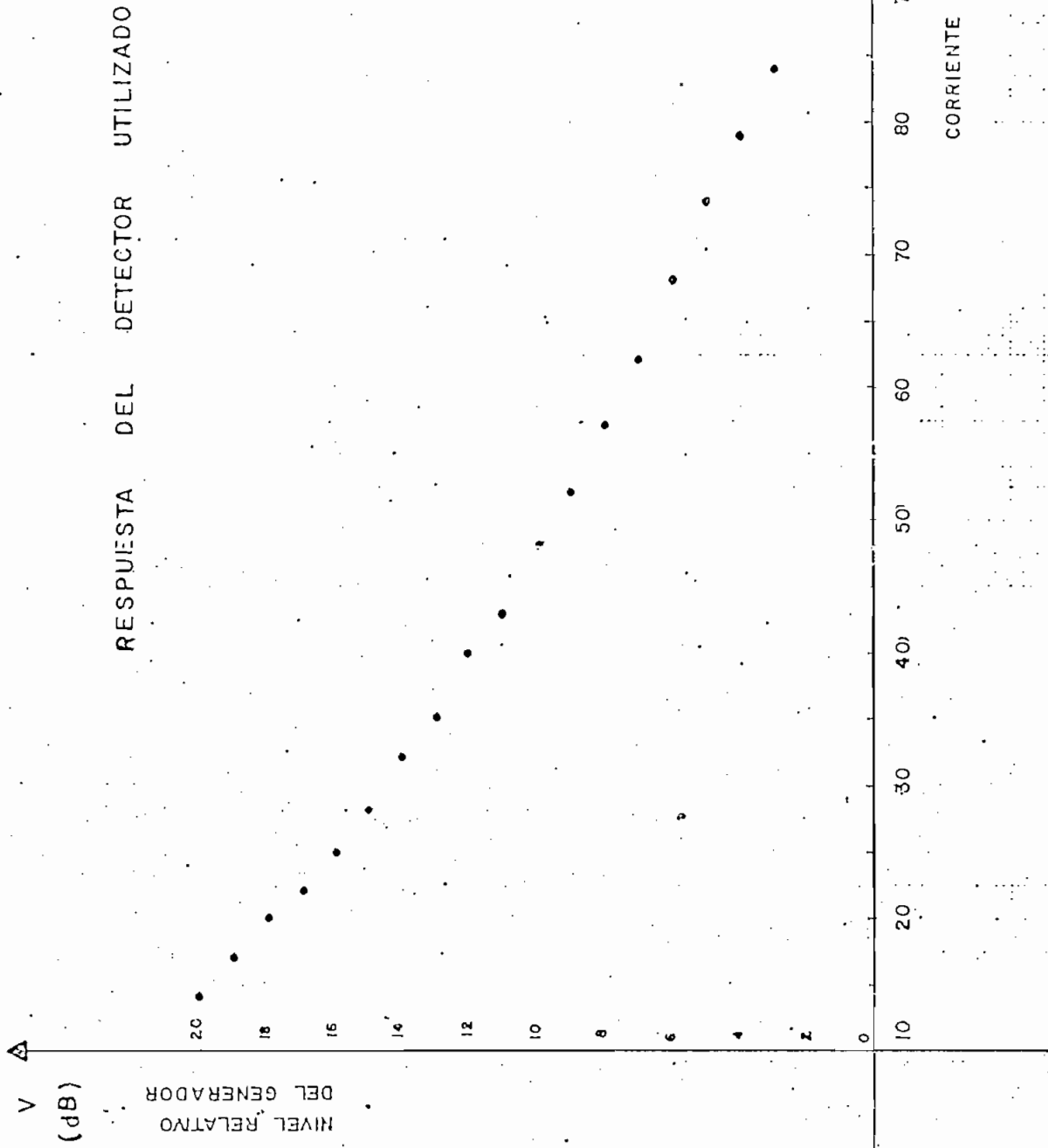


FIG. 2.7.9

TABLA N^o 2.7.1

dB	dB	(mv)	I (uA) Medidor
0	- 66	0.110	100
1	- 67	0.100	95
2	- 68	0.085	90
3	- 69	0.080	84
4	- 70	0.070	79
5	- 71	0.062	74
6	- 72	0.056	68
7	- 73	0.050	62
8	- 74	0.044	57
9	- 75	0.040	52
10	- 76	0.036	48
11	- 77	0.031	43
12	- 78	0.029	40
13	- 79	0.025	35
14	- 80	0.022	32
15	- 81	0.020	28
16	- 82	0.018	25
17	- 83	0.016	22
18	- 84	0.015	20
19	- 85	0.013	17
20	- 86	0.011	14

En la práctica el factor de corrección se obtendrá incluyendo la portadora y las bandas laterales. Cabe anotar que la Tabla anterior se obtuvo únicamente con la señal portadora (fi). Con un porcentaje de modulación del orden de 80% el error acumulado es del 1 al 2 por ciento.

Los transistores de potencia T_4 y T_3 están dispuestos en contra fase, lográndose de esta manera ganancia apreciable de potencia a menor costo. El transistor T_5 regula la corriente que circula a través de T_3 y T_4 controlando así la distorsión por cruce, característica propia cuando trabajan alternadamente los transistores mencionados. Los transistores T_1 y T_2 complementan la amplificación total de la señal de entrada.

La impedancia de entrada de este circuito es aproximadamente de 80 K y una impedancia de salida de 25 Ω y en primera instancia se podría aproximar a cero.

La ganancia total del circuito está relacionado por un factor de tres determinado por la resistencia de realimentación R_3 y el equivalente en paralelo de R_1 y R_2 .

La ganancia del circuito en lazo abierto es aproximadamente de 8.7 como se determinará posteriormente.

Los valores de C_1 , C_2 , C_3 y C_4 se determinarán luego, dependiendo de la respuesta de frecuencia a obtenerse de este circuito.* A fin de obtener a la salida la máxima excursión posible de la señal a lo largo del

*2.8.2. CALCULO DE NIVELES DE VOLTAJE.

potencial disponible por la fuente dc, en este caso 12 voltios, es necesario que el potencial en D (VP), sea la mitad es decir 6 voltios y la red resistiva - que fija el potencial es precisamente R_1 y R_2 . Los valores escogidos para R_1 y R_2 son tales que no afectan al consumo total del circuito. El potencial en A vendrá dado por tanto como:

$$V_A = \frac{12 \times R_2}{12 + R_2} = \frac{12 \times 3.9}{10.7} \text{ V} = 4.4 \text{ V}$$

El potencial en B será:

$$V_B = V_A + 0.6 \text{ V} = 5 \text{ V}$$

El valor de R_3 limitará la corriente que circule por T_1 . Si se supone una corriente tentativa de 1mA significará que:

$$R_3 = \frac{\Delta V}{1\text{mA}} = \frac{6 - 5}{1\text{mA}} = 1 \text{ K}$$

Para $R_3 > 1\text{K}$ asegura un consumo en T_1 menor que 1mA.

Para $R_3 = 6.8 \text{ K}$ fija la corriente en 6.8 veces menor que 1mA es decir 0.15mA.

$$I_{T_1} = 0.15 \text{ mA.}$$

El potencial en C debido a la caída en la juntura base-emisor de T_2 será:

$$V_c = 0.6 \text{ Volt.}$$

Por razones prácticas se escoge el 90% de I_{T_1} para la corriente de base T_2 , asegurando de esta manera su conducción. Por tanto:

$$I_{B_{T_2}} = 0.12 \text{ mA.}$$

$$I_{P_4} = (0.15 - 0.12) \text{ mA} = 0.03$$

El valor de R_4 se obtiene como:

$$R_4 = \frac{V_c}{I_{R_4}} = \frac{0.6}{0.03} = 20K$$

En la práctica se escogió un valor de 18 K.

Las resistencias R_5 y R_6 determinan el consumo en corriente de T_2 . Por tanto:

$$I_{T_2} = \frac{12 - 6.6}{0.8K} = 6.7 \text{ mA}$$

El transistor T_5 controla el nivel de corriente hacia los transistores de potencia a través del potenciómetro R_7 . La resistencia R_8 evita que la juntura base-

emisor de T_5 se cortocircuite.

2.8.3. Cálculo de C_1 , C_2 , C_3 y C_4

El valor de C_1 es tal que la frecuencia de corte sea inferior a 30 Hz o sea:

$$\frac{1}{2\pi RC_1} < 30 \text{ Hz}$$

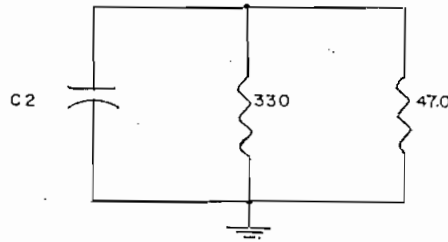
El valor de R es el paralelo de R_1 y R_2 o sea 24.7K

$$C_1 > \frac{1}{2\pi \times 24.7 \times 10^3 \times 30} > 2.1 \text{ uF}$$

El valor de C_1 se escogió de 20 uF.

Los niveles variables de la señal en D se presentarán en E debido a la presencia de C_2 esto origina una variación de la corriente en T_4 y por ende de T_3 , controlando de esta manera los estados de saturación y corte para T_3 y T_4 . Tiene efecto sobre señales fuertes para evitar sobresaturación.

El valor de C_2 se escoge si se hace la siguiente consideración:



Para la frecuencia de corte inferior a 30 Hz se tendrá:

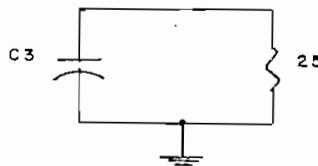
$$\frac{1}{2\pi RC} < 30 \text{ Hz}$$

$$R = 330 \Omega \parallel 470 \Omega \approx 194$$

$$C_2 > \frac{1}{2\pi \times 194 \times 30} > 28 \mu\text{F}$$

El valor de C_2 se escogió de 100 μF .

Para el caso de C_3 , éste interrumpe el nivel de a la carga y su valor dependerá de la frecuencia de corte es cogido en 30 Hz.



$$\frac{1}{2\pi RC_3} < 30$$

$$C_3 > \frac{1}{2\pi \times 25 \times 30} > 200 \mu\text{F}$$

C_3 se escogió en 200 μF .

La capacidad C_4 influye en altas frecuencias y evita -

oscilaciones. Su valor vendrá determinado con la resistencia en paralelo de la juntura base-emisor. Para la corriente $I_{T_2} = 6.7 \text{ mA}$, la resistencia viene dada por:

$$R = \frac{1}{40 \times 6.7 \times 10^{-3}} = 3.7 \text{ K}$$

Para la frecuencia de corte en 20 KHz se tendrá:

$$\frac{1}{2\pi RC_4} < 20 \times 10^3 \text{ Hz}$$

$$C_4 > \frac{1}{2\pi \times 3.7 \times 10^3 \times 20 \times 10^3} > 0.002 \mu\text{F}$$

C_4 se escogió en 0.1 μF .

2.8.5. CALCULO DE LA GANANCIA:

Ganancia del lazo abierto: Sea R_3 alimentada independientemente por una batería de 6.0 Voltios. Considérese un aumento instantáneo de la señal de entrada en 1 mV. Este aumento origina en la resistencia R_3 de 6.8 K una variación de corriente de:

$$I_{T_1} = \frac{1 \text{ mV}}{6.8 \text{ K}} = .15 \mu\text{A}$$

Suponiendo que toda esta corriente es absorbida por T_2 -

significa entonces:

$$i_{T_2} = .15,50 \mu A = 7,0 \mu A. \quad (\beta = 50)$$

A su vez esta corriente es amplificada por el mismo factor en T_3 .

$$i_{T_3} = 0,35 \text{ mA.}$$

Esta corriente resultante produce en la carga una tensión de:

$$\begin{aligned} V_{out} &= 0,35 \text{ mA} \times 25 \Omega \\ &= 8,7 \text{ mV} \end{aligned}$$

La ganancia será:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{inp}} = \frac{8,7}{1} = 8,7$$

Lógicamente esta ganancia es dependiente de la amplificación de corriente de las etapas sucesivas. Para el caso más general variará esta ganancia desde 4 hasta 16 (tomando la mitad y el doble de la ganancia promedio).

Los resultados se presentan en la Figura 2.8.2.

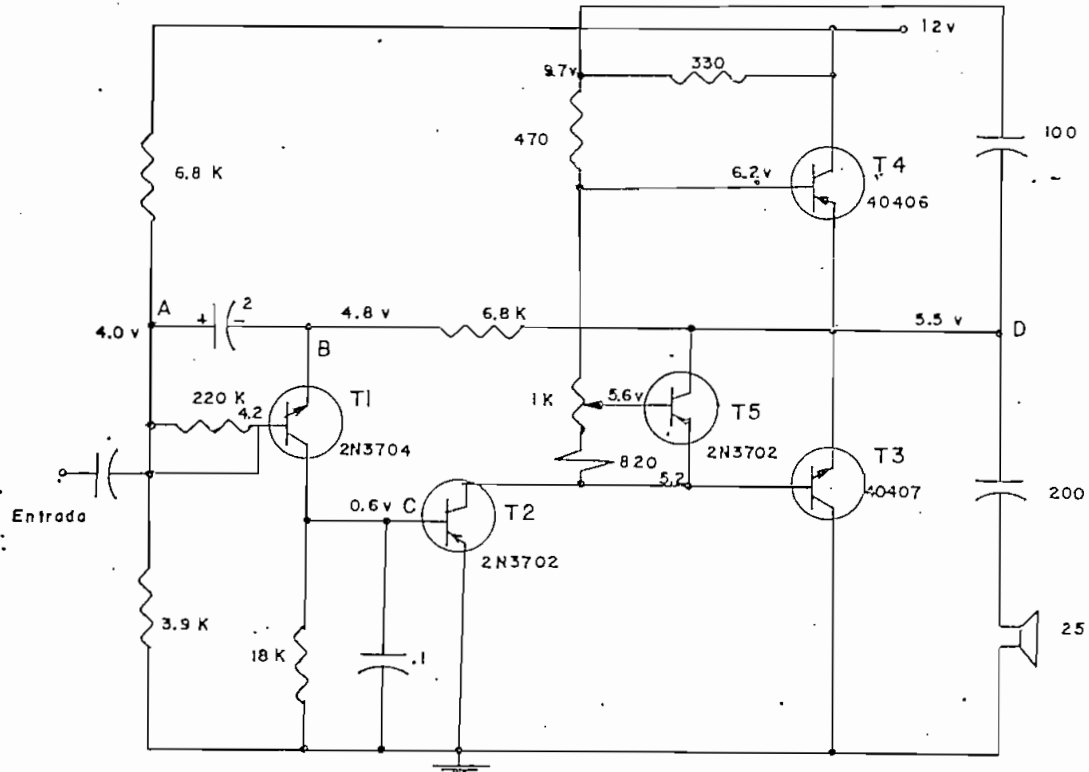
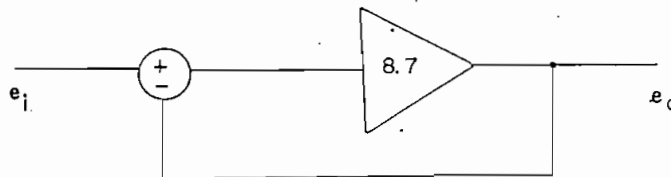


Fig. 2.8.2.
CIRCUITO UTILIZADO CON NIVELES MEDIDOS

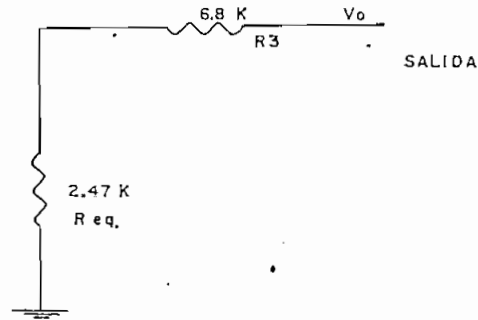
2.8.6. Cálculo de la ganancia del lazo cerrado:

El punto B como se indica en la Fig. 2.8.2 básicamente es la señal de entrada y comparando este nivel con el de la salida en D tendremos la siguiente configuración:



En el que $\frac{e_o}{e_i} \approx 3.0$

La red de realimentación se presenta como



La resistencia de 2.47 K es el equivalente paralelo de las resistencias de polarización 6.8K y 3.9K debido a la acción del condensador C_1 .

La relación $\frac{R_3}{R_{eq}}$, determina la ganancia de voltaje en lazo cerrado, por tanto su valor será:

$$G_v = \frac{6.8}{2.47} \approx 3$$

2.9. OSCILADOR DE CALIBRACION.

Para efectos de calibración del equipo fue necesario la construcción de esta etapa que simulara banda de frecuencia deseado es decir de 535-1600 KHz.

Se utiliza el circuito integrado CA 3045 como se presenta en la Fig. 2.9.1. La utilidad del integrado - entre otras es precisamente la estabilidad en la frecuencia contra cualquier variación térmica.

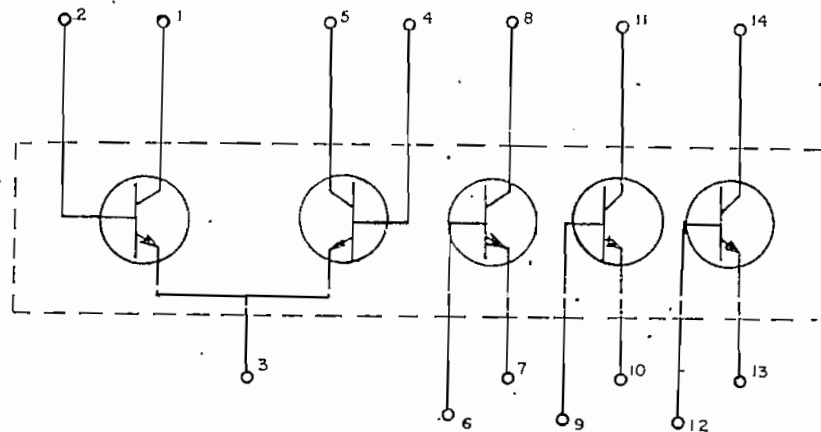


Fig. 2.9.1.

DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CA 3045

Al igual que el oscilador local la configuración es de tipo Hartley. El circuito utilizado es el siguiente:

siguiente: una fracción de la señal generada en el circuito tanque y tomado en colector de Q4 es encaminada al seguidor de emisor, transistor Q6, para propósitos como controlar automáticamente el nivel de la amplitud o ganancia mediante el nivel de producido en el detector D1, D2 (detector de calibración).

Este nivel de también es inyectado hacia el par diferencial del comparador para fines de calibración.

La impedancia alta de salida del seguidor de emisor le permite trabajar como fuente de corriente constante hacia la antena.

En una bobina la corriente se ~~atrasa~~ ^{atrasa} al voltaje, esta corriente ocasiona en la resistencia de 10Ω en serie con la bobina del circuito tanque una caída de voltaje en ~~atraso~~ ^{atraso} con respecto al voltaje de la bobina.

El voltaje de ~~fasado~~ ^{fasado} es amplificado en Q1 y controlado por el potenciómetro de 10K hacia el par diferencial Q1 y Q2.

La variación en la corriente originado por el potenciómetro varía la capacitancia efectiva de la unión colector - base de Q1. Esta variación en la capacitancia incide en el comportamiento del circuito resonante. En otras pala-

bras el potenciómetro de 10K se comporta como un control fino de frecuencia que en la práctica no tiene acceso desde el panel frontal pero que eventualmente sirvió para variar la banda de frecuencias a sintonizar.

2.9.1. CALCULO TEORICO DEL OSCILADOR BASICO:

Se analizará primero el comportamiento del circuito de calibración como oscilador básico es decir el desempeño del transistor Q4.

El transistor Q4 como se indica en la siguiente figura es el elemento activo del circuito oscilador tipo Hartley.

El transistor Q6 está dispuesto como seguidor de emisor - con el propósito de no cargar al circuito oscilador.

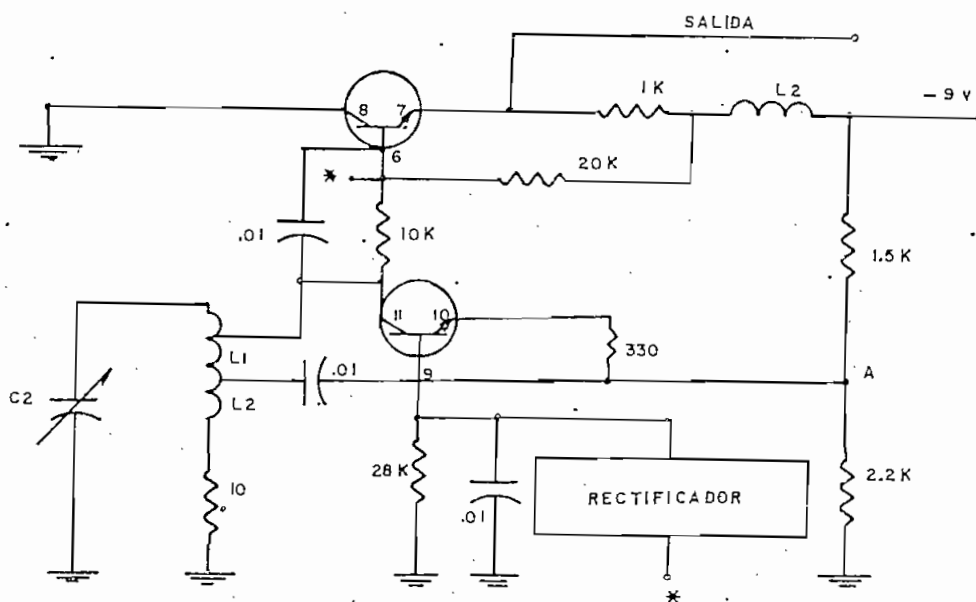


Fig. 2.9.3

CONFIGURACION BASICA DEL OSCILADOR DE CALIBRACION

La frecuencia de oscilación está dado por el condensador de sintonía C_v y la bobina L , conectado en el colector - del transistor.

La señal obtenida en colector se encamina hacia el segui dor de emisor y se realimenta a través del emisor.

En la disposición de base común la impedancia de entrada es muy baja y la impedancia de salida es muy alta, por tanto la red de realimentación no solo debe proporcionar la fase correcta sino acoplar las impedancias de entrada y salida y mantener el nivel de señal adecuado para que la oscilación se mantenga.

La condición de oscilación es:

$$AB \geq 1$$

En el que

A = Ganancia del amplificador

B = Ganancia de la red de alimentación

El factor B está dado por la relación $\frac{L_2}{L_1}$ y no necesita ser mayor que uno.

$$B = \frac{L_2}{L_1} = \frac{0.8}{4.7} = 0.17$$

El valor de ganancia mínima de voltaje (A) para que la oscilación se mantenga será:

$$A = \frac{1}{B} = 5.7$$

Para el circuito oscilador tipo Hartley se tiene además otra condición que asegura la oscilación y es dependiente del Parámetro como se indica a continuación:

$$h_{fe} \geq \Delta h_e \frac{L_2}{L_1}$$

$$\Delta h_e = h_{ie} h_{oe} - h_{re} h_{fe}$$

De las características eléctricas si se escoge una corriente de emisor de 2mA y voltaje colector-emisor de 3 Volt, se tendrán los siguientes valores:

$$h_{fe} = 110 (0.95) \approx 104$$

$$h_{ie} = 3.5 K (0.6) = 2.1 K$$

$$h_{re} = 1.88 \times 10^{-4} (0.7) = .131 \times 10^{-4}$$

$$h_{oe} = 15.6 \mu v (2) = 51.2 \mu v$$

Luego:

$$\Delta h_e = 64.2 \times 10^{-3}$$

$$L_2 = 47 \Omega$$

$$L_1 = 0.8 \Omega$$

$$\Delta h_e \times \frac{L_2}{L_1} = 0.37$$

El valor de h_{fe} es muchísimo mayor que el valor mínimo requerido, por tanto el transistor utilizado asegurará la amplificación deseada.

- 1 Análisis y diseño de circuitos con transistores Franklin - C. Fitchen. Cap. 12.

Cálculo de voltaje de polarización:

$$V_A = \frac{-9 \times 2.2K}{3.7K} = 5.3 \text{ V}$$

Para un $I_E = 2\text{mA}$ la caída de voltaje en la resistencia de emisor será:

$$I_E R_E = 2 \times 10^{-3} \times 330 = 0.66$$

Por tanto el voltaje en emisor (V_E) será:

$$V_E = 5.3 - 0.66 = 4.6 \text{ V}$$

Luego el voltaje en base (V_B):

$$V_B = 4.6 - 0.6 = 4 \text{ V}$$

El nivel de voltaje en V_{BB} es controlado directamente por el detector de calibración.

VALORES MEDIDOS:

$$V_{CE} = -5.2 \text{ V}$$

$$V_B = -4.6 \text{ V}$$

$$I_E = 2.3 \text{ mA}$$

Para la frecuencia de 530 KHz se obtuvo una señal pico a pico de 5 voltios y para 1600 KHz un nivel pico a pico de 5.3 Voltios.

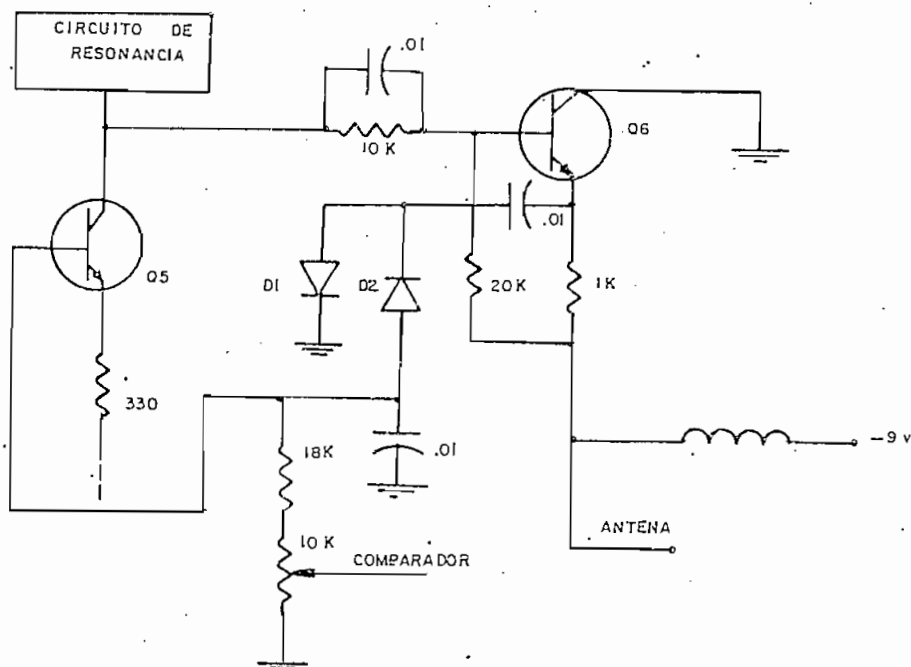
2.9.2. SEGUIDOR DE EMISOR Y DETECTOR:

Fig. 2.9.4..

El transistor Q_6 trabaja como seguidor de emisor es decir acopla una impedancia alta a una impedancia baja sin que afecte el desempeño del oscilador. (Fig. 2.9.4.)

La señal obtenida en colector de Q_5 se encamina al seguidor de emisor para ser luego rectificadas en un sentido - y por otro sirve como fuente de corriente de señal hacia la antena. La señal rectificada controla el nivel de polarización en la base de Q_5 y al mismo tiempo se toma una muestra de este voltaje hacia el comparador del que se hablará posteriormente.

Cálculo de voltajes de polarización del transistor Q6.

Las resistencias de 10K y 20K forman un divisor de tensión que polariza la base del transistor.

$$V_B = \frac{-9 \times 10K}{30K} = -3V$$

Esto significa una corriente de emisor:

$$I_E = \frac{9 \times 3.6}{1K} = 5.4 \text{ mA}$$

Esta corriente se alimenta al circuito de antena.

El nivel de señal en el emisor de Q6 mencionado anteriormente como 5. Vp-p (voltios pico a pico) es rectificado a través de los diodos D1 y D2.

El comportamiento de estos diodos es similar al del detector de frecuencia intermedia, se trata por tanto de un doblador de voltaje.

Para el voltaje continuo de salida de 4.0 voltios calculados, se precisa una señal de entrada de 20 voltios máximo. En la práctica se dispone de una señal de 2.5 voltios máximo.

Respecto de la constante de tiempo τ se tiene:

$$\begin{aligned} \tau &= RC \\ &= 28 \times 10^3 \times .01 \text{ UF} \times 10^{-6} \frac{\text{F}}{\text{UF}} \\ &= 2.8 \text{ usg.} \end{aligned}$$

El período para la frecuencia más alta es:

$$T = \frac{1}{1600 \text{ KHz}} = 0.6 \text{ usg.}$$

Por tanto: $\tau > T$, es decir asegura un excelente nivel de señal continua.

El potenciómetro de 10K controla el nivel de hacia el comparador hasta un valor V_{F1} ;

$$V_{F1} = \frac{-4 \times 10 \text{ K}}{18\text{K}} = -2.2 \text{ V}$$

Es decir el nivel máximo de voltaje a ser comparado será hasta de 2.2 voltios; en la práctica se obtuvo hasta un valor de 1.6 voltios.

Esta señal se encamina a la antena a través de una red reactiva RC. Los valores de R y C son determinados experimentalmente de forma que la señal a calibrar sea la de menor error.

2.9.3. CIRCUITO ADICIONAL DEL OSCILADOR DE CALIBRACION.

Respecto de los demás transistores utilizados en-

el circuito integrado CA3045 la disposición modificada es la siguiente:

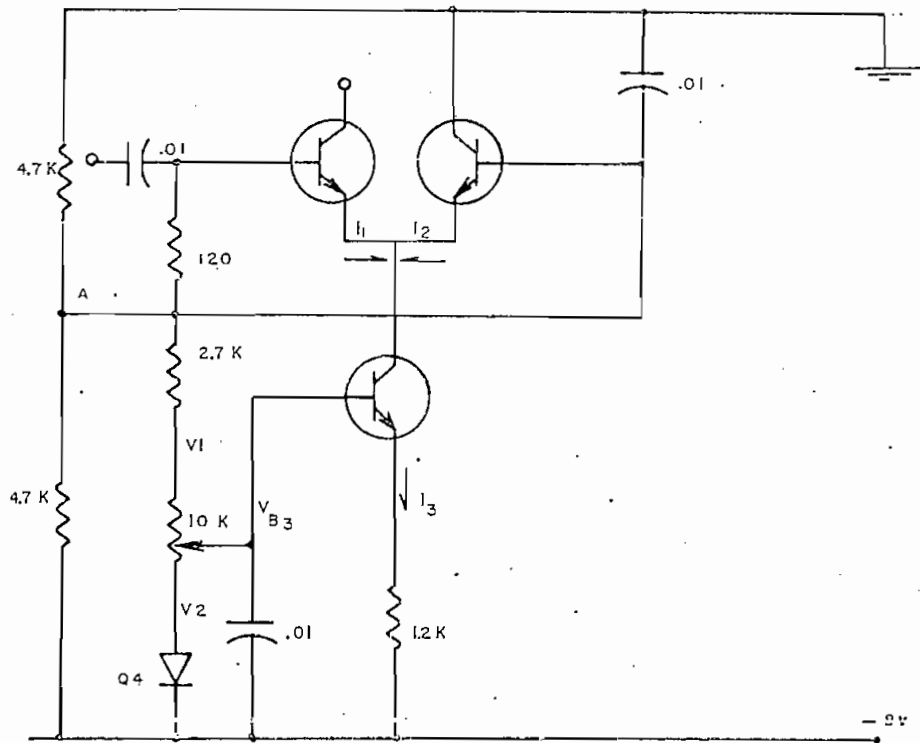


Fig. 2.9.5.

CIRCUITO RESTANTE DEL OSCILADOR DE CALIBRACION

Cálculo de tensiones correspondientes a la Fig. 2.9.6.

Los potenciales en base de los dos transistores Q1 y Q2 está determinado básicamente por las resistencias divisoras R1 y el equivalente de R2.

$$\text{Equivalente } R_2 = \frac{R_2 R_2^1}{R_2 + R_2^1} = \frac{4.7K \times 12.7K}{17.7K} = 3.37K$$

Luego:

$$V_A = \frac{-9 \times 4.7K}{4.7K + 3.37K} = -5.2V$$

V_A es prácticamente constante dependiendo netamente de la fuente de voltaje.

La base de Q_3 se polariza (V_{B_3}) a través del potenciómetro. Los niveles de voltaje permisibles a la base de Q_3 son V_1 y V_2 .

$$V_1 = \frac{-3.8 \times 2.7K}{12.7K} - 5.2 = -6.01$$

$$V_2 = -8.4V \text{ (Caída de } 0.6V \text{ en el diodo)}$$

Con estos niveles de voltaje la corriente de emisor de Q_3 será:

$$I_3 = \frac{9 - 6.61}{1.2K} = 1.9 \text{ mA (Potenciómetro en } V_1)$$

$$I_2 = \frac{9 - 8.9}{1.2K} = 83 \text{ } \mu\text{A (Potenciómetro en } V_2)$$

Esto significa que el potenciómetro tiene una capacidad de control sobre la corriente en aproximadamente 2 mA.

De acuerdo al gráfico $I_1 + I_2 = I_3$, I_2 es constante ya que la corriente de base lo es también, por tanto cualquier variación de I_3 representa una variación en I_2 lo que se traduce en una variación de la capacitancia intrínseca entre colector y base, por ende de la frecuencia de la señal original.

2.10. COMPARADOR.

2.10.1. GENERALIDADES:

La pieza fundamental en esta etapa denominada compa
rador por que efectivamente compara dos niveles de
 señal dc es el amplificador diferencial o par dife-
rencial. Antes de analizar el circuito mismo utili-
zado conviene recordar en términos generales la fun-
ción de un par diferencial.

Se presenta básicamente en la Fig. 2.10.1 el ampli-
ficador diferencial.

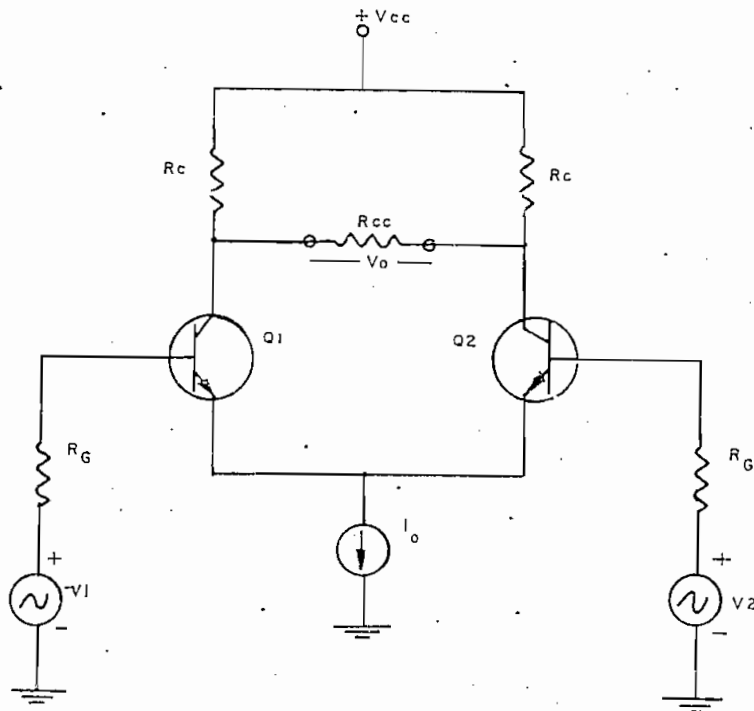


Fig. 2.10.1

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL: a) CON GENERADOR DE SENAL Y GE-
 NERADOR DE INTENSIDAD CONSTANTE I_o .

La tensión entre colectores (V_o) viene dado por:

$$V_o = \frac{(V_1 - V_2) B R_c}{R_s + r_{be}} \quad (2.10.1)^1$$

(Circuitos integrados y sistemas. F.C. FITCHEN)

Donde:

$$R_s = r_{bb'} + R_G$$

$r_{bb'}$ = Resistencia dispersora de la base

$r_{b'e}$ = Resistencia de entrada entre base y emisor.

De la ecuación (2.10.1) se deduce que si la tensión de salida diferencial V_o es igual a cero significa que las tensiones de entrada (V_1 y V_2) son iguales, en otras palabras cualquier diferencia de tensión presente entre V_1 y V_2 se amplifica y se presenta a la salida como V_o .

Generalmente el amplificador diferencial viene acompañado de un amplificador de corriente como se indica en la Fig. 2.10.2.

El circuito de la Fig. 2.10.2 (a) es un amplificador de corriente constante estabilizado por diodos. (muy utilizados en los circuitos integrados).

1 Circuitos integrados y sistemas F.C. FITCHEN.

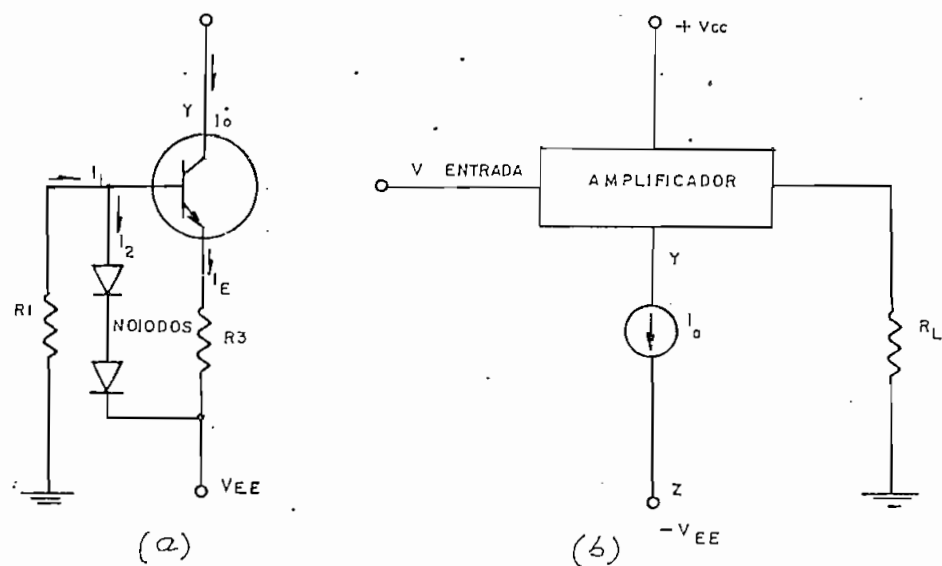


Fig. 2.10.2
 GENERADOR DE INTENSIDAD CONSTANTE ESTABILIZADO POR DIODOS
 Y APLICACION.

Como bloque constitutivo se une a los puntos Y-Z de la Fig. 2.10.2 (b). La corriente a mantenerse constante es I_o .

Los diodos son a menudo uniones de base-emisor de transistores.

El par diferencial en el comparador se aprovecha entonces para comparar dos niveles de tensión dc provenientes del detector del oscilador de calibración y del detector del receptor propiamente dicho.

El circuito utilizado se presenta en la Fig. 2.10.3 bajo la siguiente disposición:

Q6 Seguidor de emisor

Q7 y Q8 Par diferencial

Q9 Amplificador de corriente

Q10 Diodo

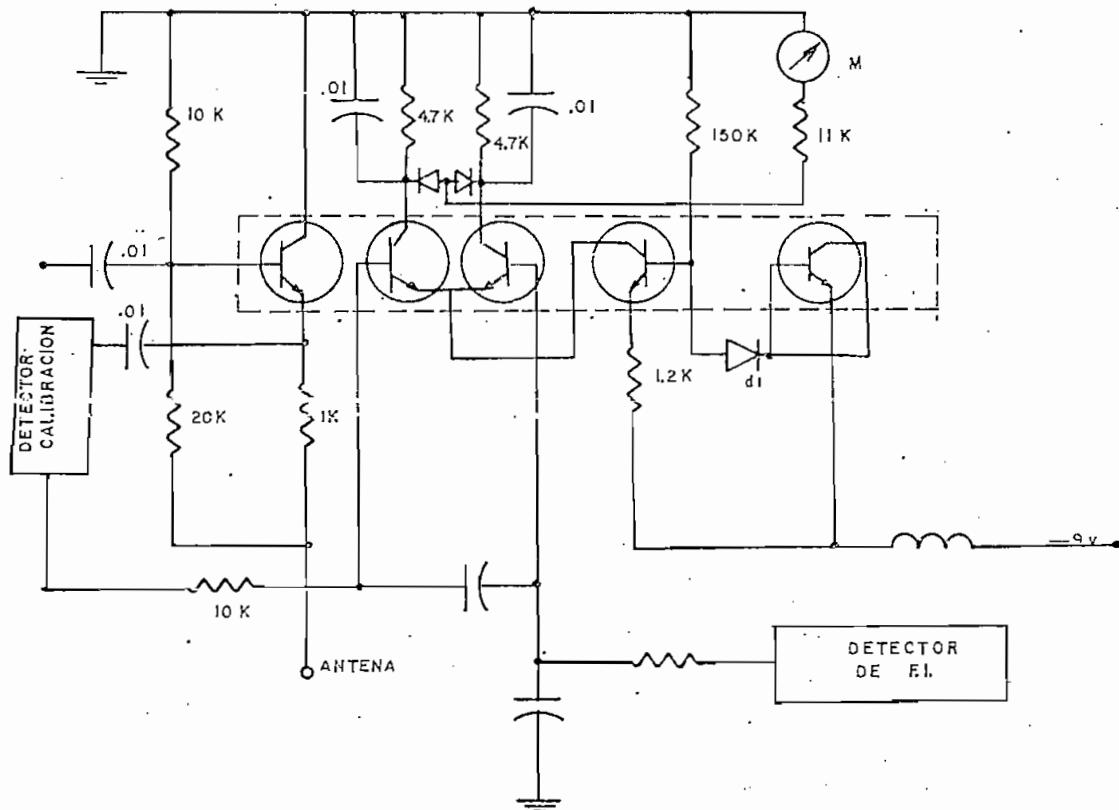


Fig. 2.10.3

CIRCUITO COMPARADOR UTILIZADO

Análisis del circuito de la Fig. 2.10.3.

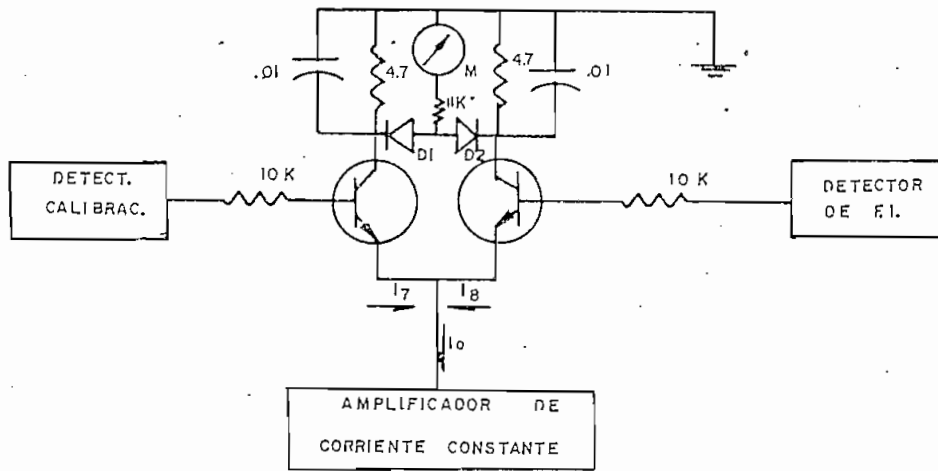


Fig. 2.10.4.
PAR DIFERENCIAL

La corriente máxima que soporta el medidor es de 100 uA. y para fines de seguridad se limitará a 80 uA. La resistencia interna del medidor es de 500 por tanto, la caída de potencial ocasionado por el medidor será:

$$V_a = 80 \times 10^{-6} \text{ A} \times 500 = - 0.004$$

La resistencia de 11K en serie con el medidor protege a este de posibles corrientes excesivas. El potencial en b será por tanto:

$$V_b = -(80 \times 10^{-6} \times 11 \times 10^3 + 0.040) \\ = - 0.92 \text{ Volt.}$$

Si la resistencia de colector es de 4.7 K significa una corriente por la misma de:

$$I_3 = \frac{1.52}{4.7} = 323.4 \mu\text{A}$$

Por tanto la corriente de colector será:

$$I_c = I_m + I_3$$

$$I_c \approx I_8 \approx 400 \mu\text{A}$$

Se tiene la siguiente relación:

$$I_o = I_7 + I_8$$

Como I_o es constante quiere decir que I_7 e I_8 deben complementarse de tal manera que la resultante sea constante. Si I_8 tiene como valor máximo 400 μA , I_7 tendrá un valor de acuerdo a I_o .

VALOR DE I_o .

De acuerdo a la Fig. 2.10.5 se puede determinar el valor de la corriente constante I_o .

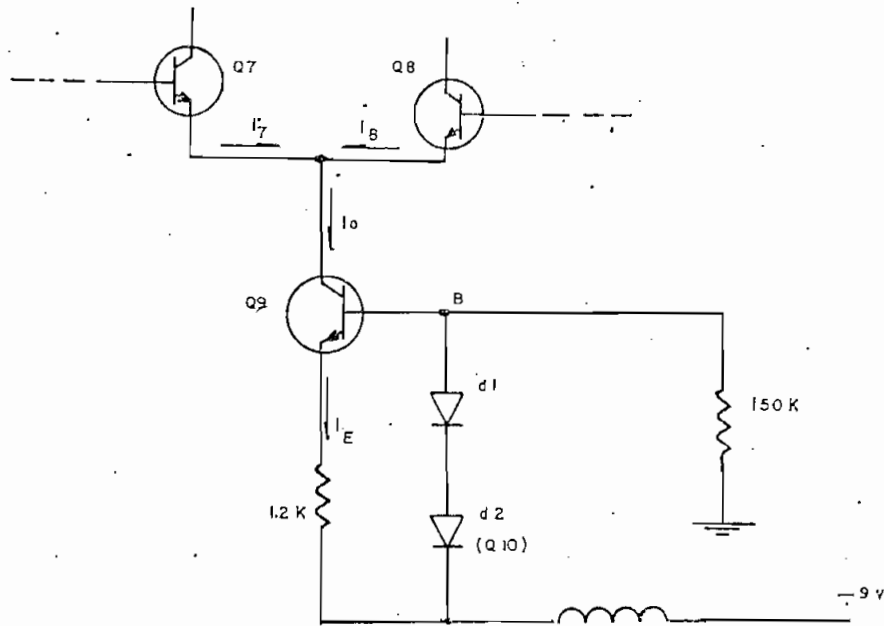


Fig. 2.10.5.

AMPLIFICADOR DE CORRIENTE CONSTANTE

Los diodos D1 y D2 mantienen constante el potencial en la base del amplificador de corriente Q9. Esta disposición permite un apropiado control sobre la estabilidad térmica. En conducción plena los diodos permitirán una caída máxima de $0.6 \times 2 = 1.2$ voltios. Por tanto la corriente estabilizada será de un valor:

$$I_E \quad I_0 = \frac{0.6 \text{ V}}{1.2 \text{ K}} = 500 \text{ uA}$$

De acuerdo a la ecuación (2.9.2)

$$I_7 = (500 - 400) \text{ uA} = 100 \text{ uA}$$

Con este nivel de corriente la caída de potencial en el colector de Q_7 será:

$$V_4 = - .100 \text{ uA} \times 4.7 \text{ K} = - 0.47 \text{ Volt.}$$

Como se puede ver en la Fig. 2.10.4 el diodo D_1 se encuentra polarizado inversamente y por tanto la corriente será impedida por este diodo.

En el caso contrario es decir D_1 polarizado directamente, D_2 estará en forma inversa, Esto lógicamente dependerá de los niveles de voltaje presente en las bases del par diferencial Q_7 y Q_8 .

2.11. REGULADOR DE VOLTAJE.

Todas las etapas del receptor excepto el amplificador de audio son alimentados por una fuente de 9 - voltios regulados. La fuente de voltaje no regulada de 12 voltios proporcionados por 8 pilas tipo C de 1.5 voltios cada una, alimentan al regulador de voltaje.

2.11.1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO:

Se presenta el regulador de voltaje en bloques de acuerdo a la Fig. 2.11.1.

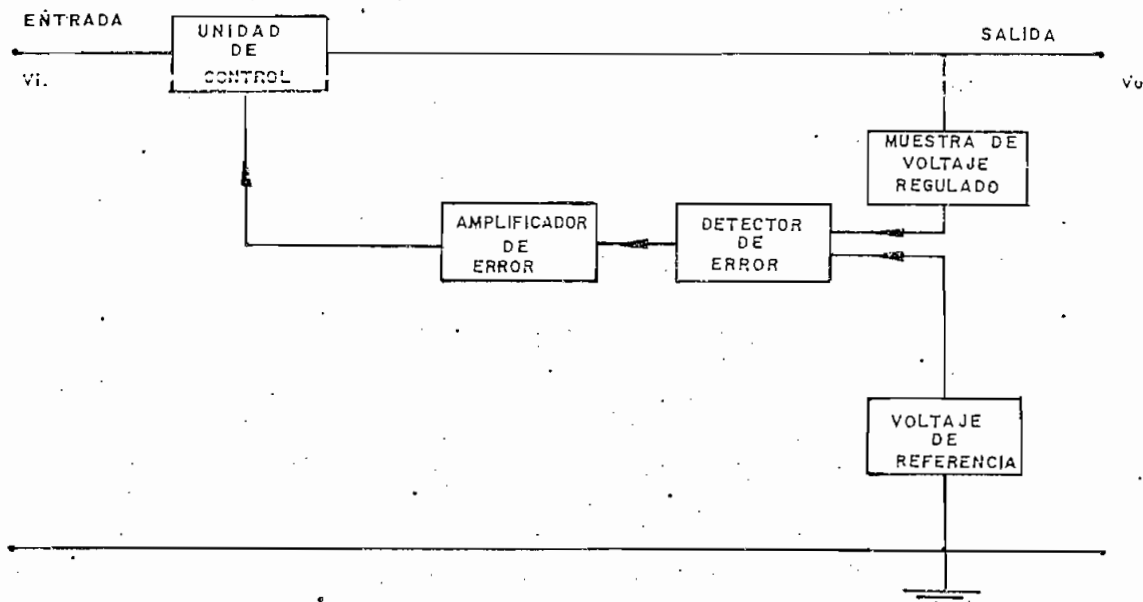


Fig. 2.11.1.

DIAGRAMA EN BLOQUES DE UNA FUENTE DE PODER REGULADA.

La regulación de voltaje se basa como indica la Figura - 2.11.1. en comparar un voltaje de referencia conocido con una muestra del voltaje regulado. Cualquier diferencia o error es captado por el detector. Este error de señal es luego amplificado y usado para activar una unidad de control que cambia el voltaje regulado en el sentido de minimizar el error. Por consiguiente el sistema corrige cualquier variación en el voltaje regulado. Una explicación más detallada se hará con el circuito utilizado como indica en la Figura 2.11.2.

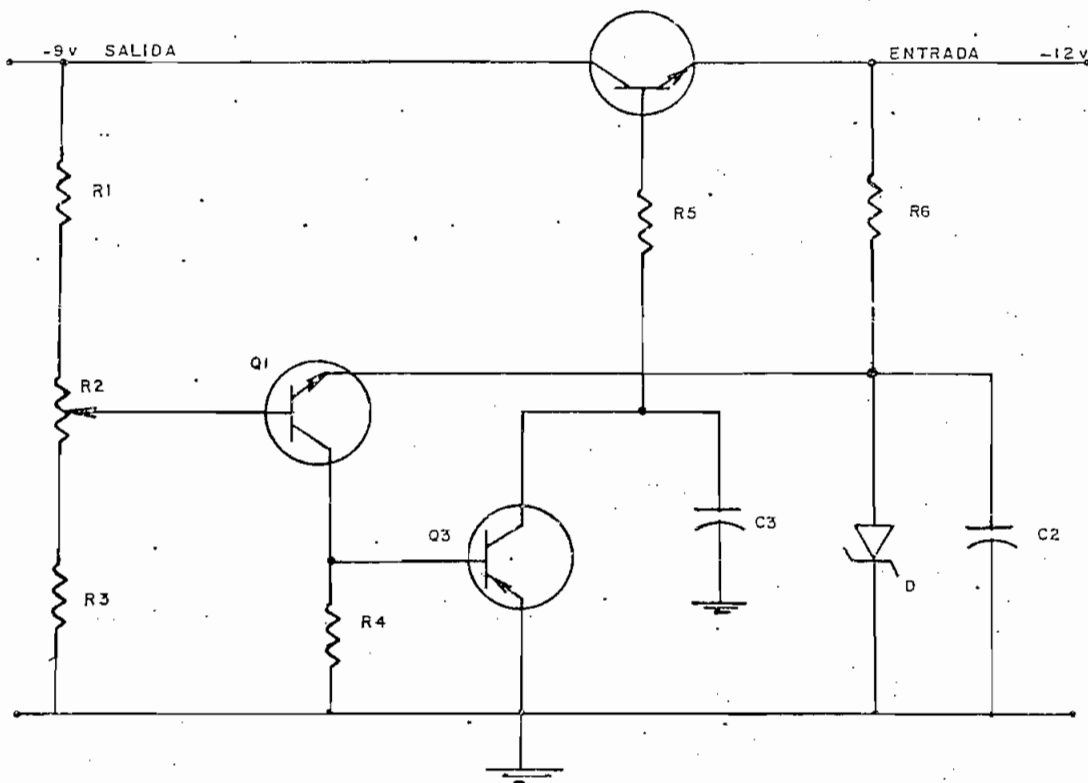


Fig. 2.11.2.

Las resistencias R_1 , R_2 , R_3 forman un divisor de voltaje. Cualquier fluctuación en el voltaje de salida aparece reducida en magnitud en la base del transistor $Q1$ debido a la acción divisora de voltaje. Las resistencias $R1$, $R2$, $R3$ desempeñan por tanto el circuito de muestreo.

Toda fluctuación de señal o error entre la base y emisor del transistor $Q1$ se detecta en el colector del mismo. El voltaje de emisor de $Q1$ se encuentra fijo por la acción del diodo zener.

El transistor $Q3$ amplifica el error detectado por $Q1$ y a su vez esta ganancia de error influye sobre el transistor $Q2$ denominado unidad de control.

Suponiendo que el voltaje de salida decrece violentamente debido ya sea a un incremento en la corriente de carga o a una disminución del voltaje de entrada. Este decrecimiento del voltaje de salida causa una disminución de voltaje en la base de $Q1$. Por tanto la base se hace más positiva con respecto al emisor el cual está a un potencial constante o voltaje de referencia, consecuentemente la corriente de colector de $Q1$ aumenta polarizando directamente el voltaje de entrada (V_{BE}) de $Q3$ que incrementa nuevamente la corriente de colector de $Q3$ o corriente de base de $Q2$. Este aumento de corriente de base en-

Q2 significa una tendencia a ^{saturación} del transistor Q2 es decir una disminución de caída de voltaje entre el colector y emisor compensando de esta manera la acción original, ya que de acuerdo a la relación siguiente:

$$V_2 = V_{in} - V_o$$

Cualquier variación en V_{in} o V_o afectará a V_2 justamente para contrarrestar dicha variación.

Para una buena regulación es deseable tener alta ganancia de corriente en el amplificador de errores. Q3. Es deseable también alta ganancia de voltaje en el elemento de control Q2, a condición de que sea capaz de soportar la máxima carga de corriente.

2.11.2 CALCULOS DEL REGULADOR DE VOLTAJE:

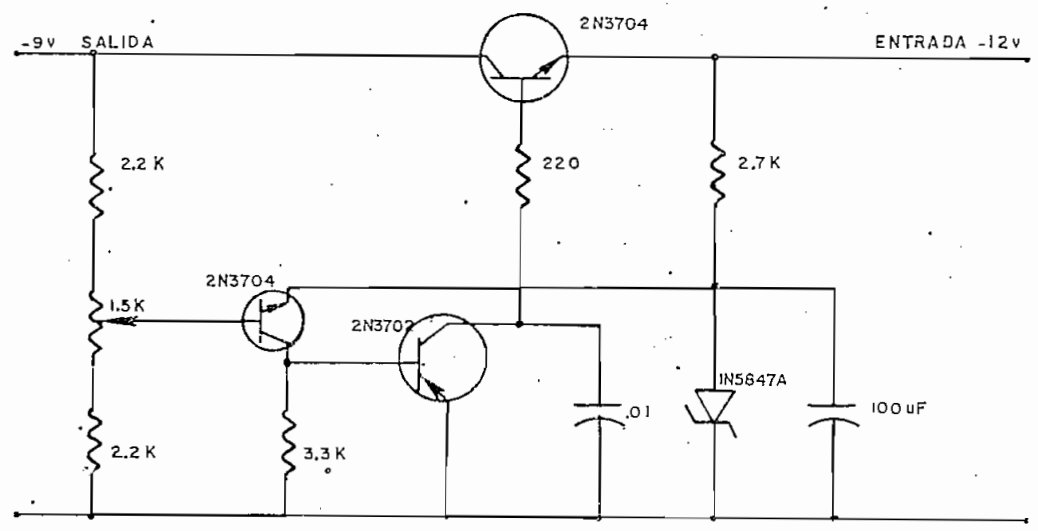


Fig. 2.11.3
REGULADOR DE VOLTAJE UTILIZADO

Se utilizó como elemento amplificador los transistores 2N3702 y 2N3704; según las especificaciones soportan corrientes de hasta 100 mA (Fig. 2.11.3). Si se supone que el equipo consumirá aproximadamente 30 mA dichos transistores estarán de acuerdo a los requerimientos.

El elemento utilizado para voltaje constante de referencia es el diodo Zener 1N5847A cuyo voltaje de ruptura es de 5.1 voltios, valor apropiado para una salida de 9 voltios regulados (Fig. 2.11.4: o especificaciones).

Las resistencias R1, R2, R3 son valores relativamente altos respecto de la carga de tal manera que su consumo es despreciable:

$$I = \frac{V}{R1 + R2 + R3} = \frac{9}{(2.2 + 1.5 + 2.2) 10^3} = 1.52 \text{ mA}$$

El potenciómetro R2 varía el voltaje de salida. Se espera que para 9 voltios a la salida se tenga la mitad (4.5V) de su valor en la base del transistor Q1 (en conducción) de acuerdo a la siguiente relación:

$$V_{\text{diodo Zener}} = V_{BE1} + V_B$$

$$V.D.Z. = V_{BE1} = V_B$$

$$5.1 - 0.6 = V_B$$

$$4.5 = V_B$$

Corriente en el diodo Zener:

$$I_D + I_{E1} = I_{R6} \quad \Rightarrow \quad I_D = I_{R6} - I_{E1}$$

Sea $V_{inp} = -12 \text{ V}$

$$I_{R6} = \frac{-12 + 5.1}{2.7 \times 10^3} = 2.5 \text{ mA}$$

$$I_{E1} \cong \frac{V_{BE1}}{R_4} = \frac{-0.6}{3.3 \text{ K}} = -0.18 \text{ mA}$$

$$I_D = (-2.5 + 0.18) \text{ mA} = -2.32 \text{ mA}$$

La máxima corriente que puede soportar el diodo es según la hoja de datos de 98 mA, por tanto los valores de resistencia utilizados aseguran un trabajo dentro de los límites prescritos.

La resistencia R5 es un limitador de corriente y protege el transistor Q2. A medida que circula mayor corriente por R5, la caída de voltaje sobre ésta hace que conduzca menos corriente el transistor Q2.

El valor de 200 Ω para R5 se pensó conveniente para un consumo total que no sobrepasará de los 50 mA y por tanto se encontraba fuera de peligro el transistor.

El condensador C₂ de 100 μF conduce a tierra el ruido intrínseco del diodo Zener. El condensador C1 = 100 μF a la salida del regulador de voltaje asegura un nivel -

de voltaje constante. El condensador C_3 conduce a tierra cualquier oscilación presente en el regulador. Generalmente estas oscilaciones son de alta frecuencia y en la práctica se suprimió con un condensador de .01 uF.

2.12. CONSTRUCCION DEL EQUIPO.

2.12.1. DISPOSICION DE LAS PARTES:

El plano correspondiente al equipo (Fig. 2.12.1) consta básicamente para su construcción de tres tarjetas impresas.

Las etapas de radio-frecuencia, oscilador local y mezclador constituyen la tarjeta 1.

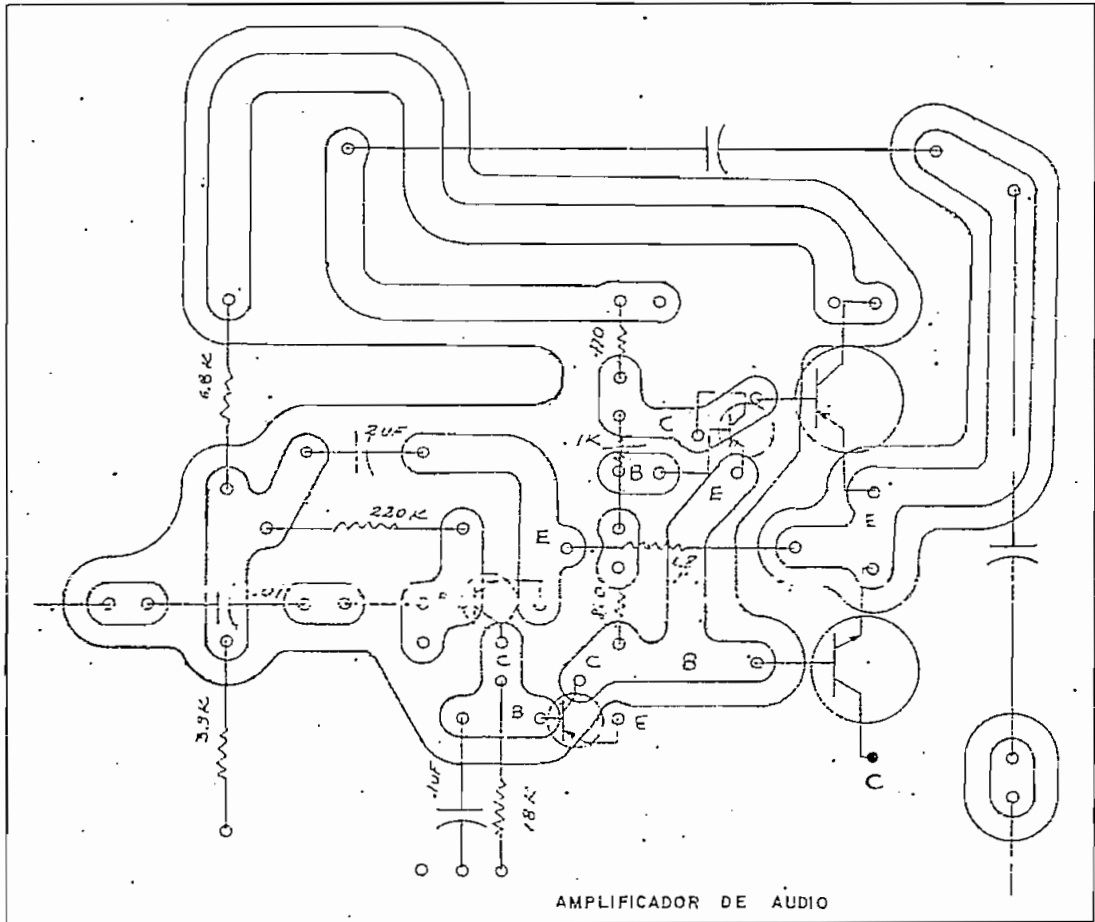
La etapa del oscilador de calibración, detector del oscilador de calibración y comparador se encuentran en la tarjeta 2.

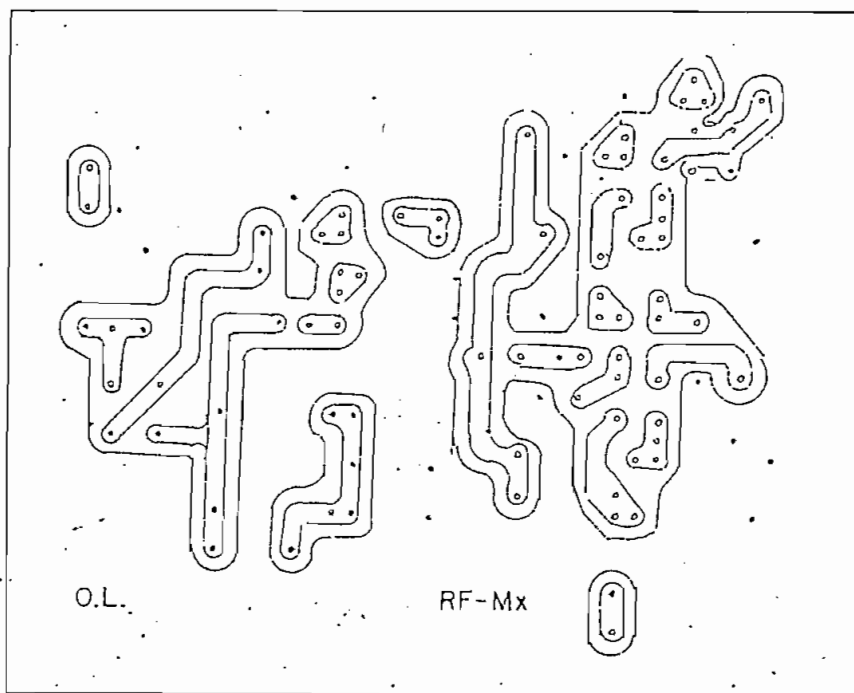
Las etapas de frecuencia intermedia, regulador de voltaje y amplificador de audio forman la tarjeta 3.

Adicionalmente existe una tarjeta de Frecuencia Intermedia que fue necesario su construcción - como compensación a la pérdida de sensibilidad debido a la desminución de vueltas en la antena de cuadro.

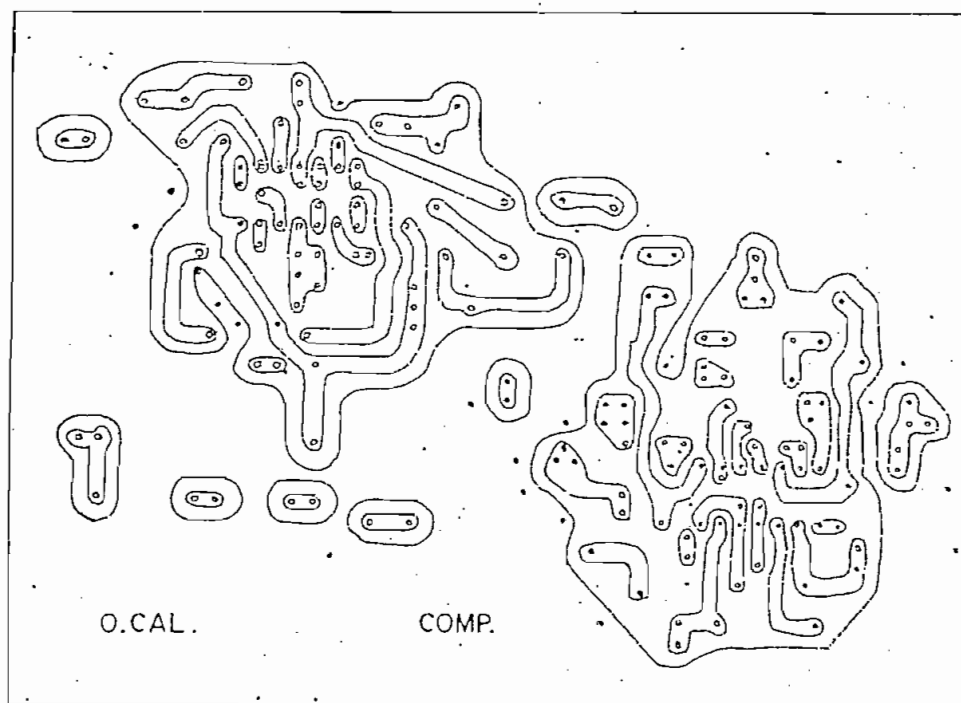
Se indica a continuación la disposición de los

circuitos con sus respectivos impresos así como también las tarjetas mencionadas.

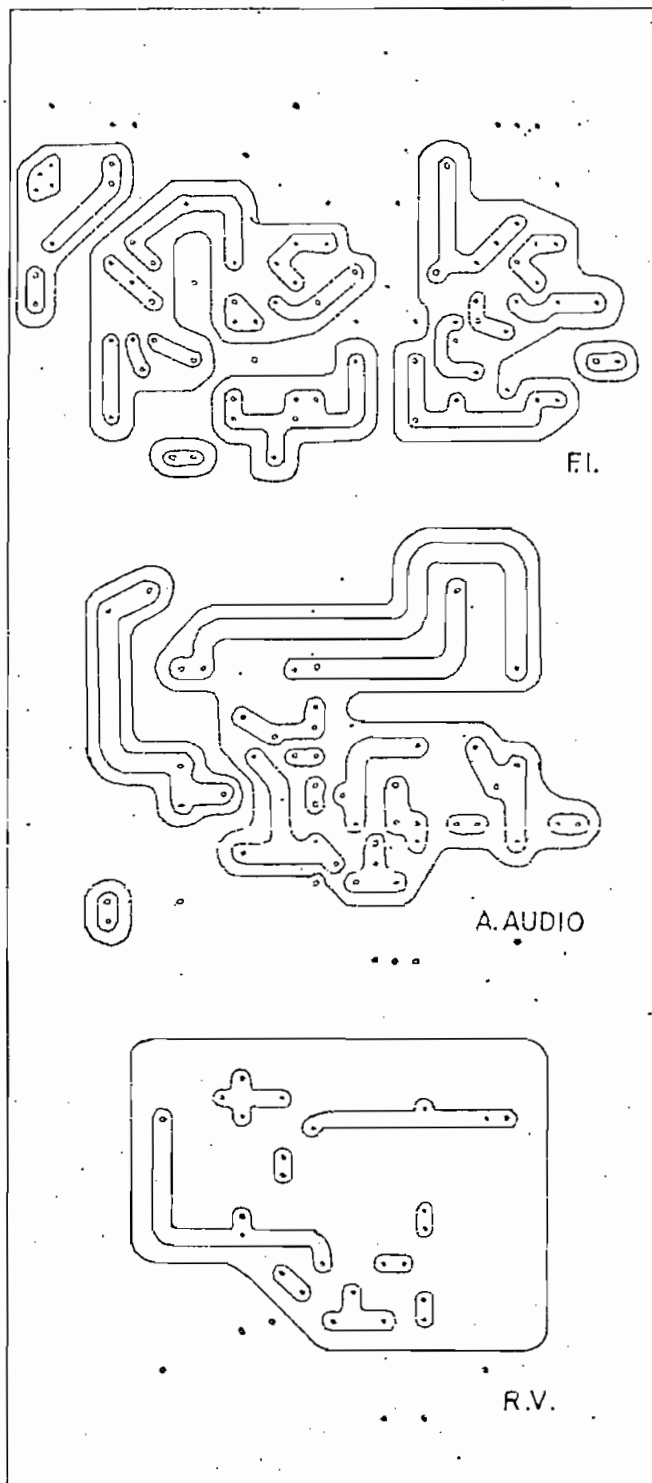




TARJETA Nº 1



TARJETA Nº 2



TARJETA Nº 3

2.12.2. DISPOSICION FISICA DE LAS PARTES:

La disposición real de las tarjetas anteriormente mencionadas se presenta en la Figura 2.12.1.a.

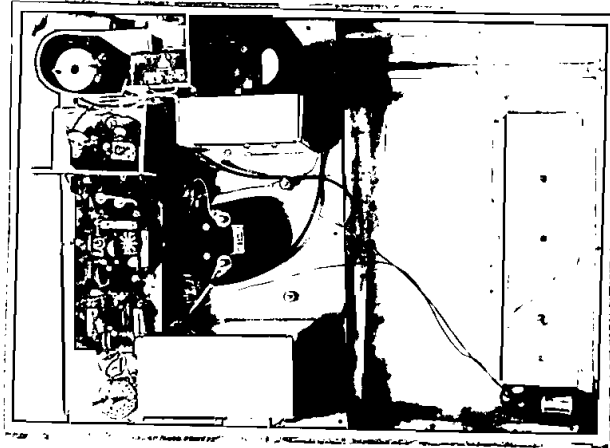


Fig. 2.12.1.a.

En la Figura 2.12.2 se aprecia el circuito impreso de la tarjeta N° 2.

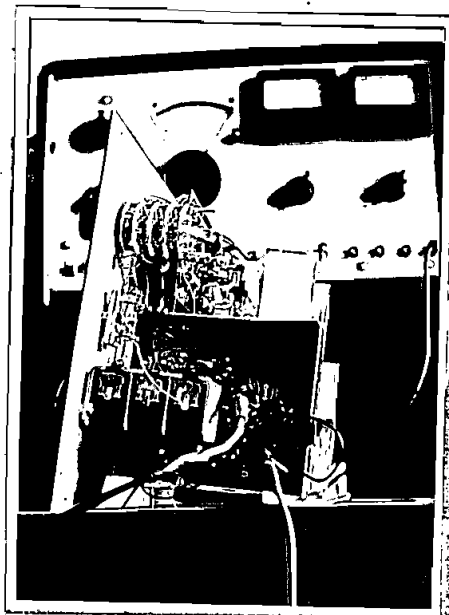


Fig. 2.12.2.

Para las pruebas de Laboratorio fue conveniente - disponer al equipo en la posición como se indica en la Figura 2.12.3.

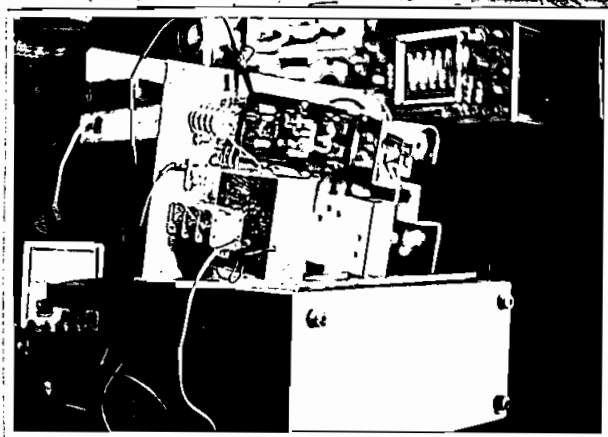


Fig. 2.12.3.

Las Figuras 2.12.4 y 2.12.5 presentan la disposición de los controles y su utilización.

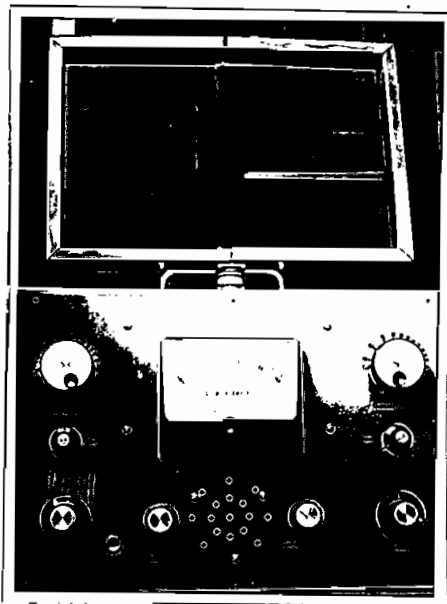


Fig. 2.12.4.

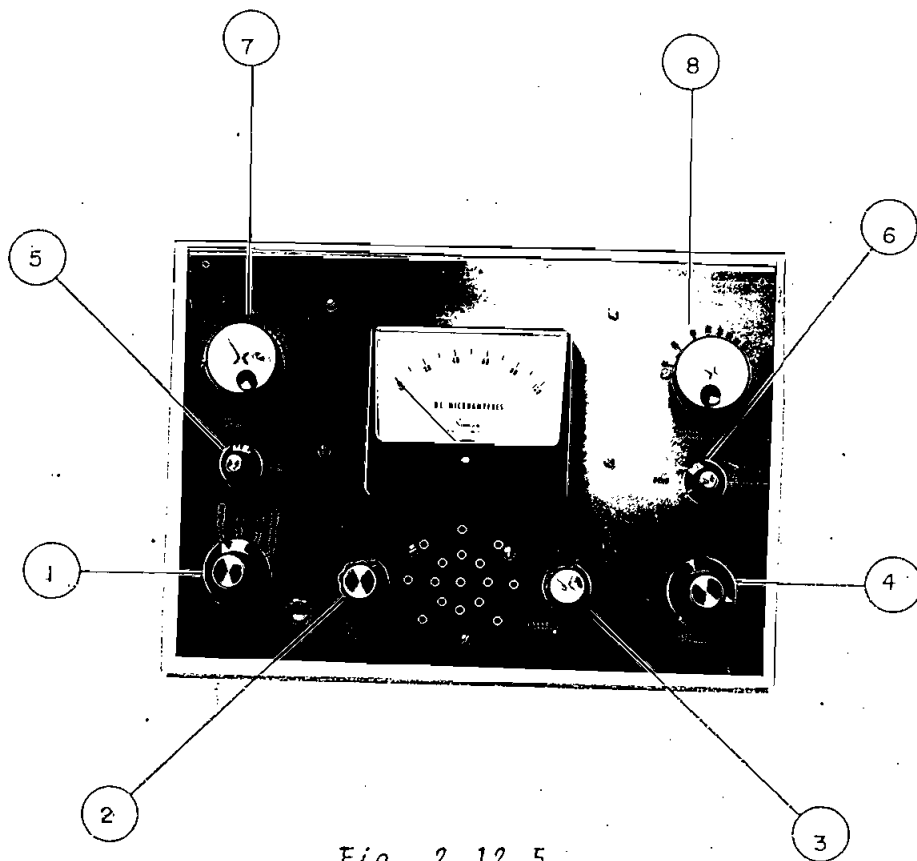


Fig. 2.12.5.

2.12.3. DISPOSICION DE LOS CONTROLES UTILIZADOS:

De acuerdo a la Figura N° 2.12.5:

- 1) Switch S1. tiene cuatro posiciones: Apagado, estado de la batería, frecuencia intermedia. (FI) Calibración (CAL), Comparador.
- 2) Ganancia de audio P2; controla el nivel de señal de audio al amplificador de audio.
- 3) Ganancia de frecuencia intermedia P1; controla el nivel de señal de frecuencia intermedia.
- 4) Atenuador S2; atenúa la señal de radio-frecuencia y frecuencia intermedia a niveles medibles en pasos de 20 dB.
- 5) Capacitor de sintonía fina de calibración C21. Ayuda a obtener el pico de resonancia cuando la señal está muy cerca de ella.
- 6) Capacitor de sintonía fina de frecuencia intermedia C11. Ayuda a obtener el pico de resonancia cuando la señal está muy cerca de ella.
- 7) Condensador variable del oscilador de calibración C2. Sintoniza señales desde de los 535KHz hasta 1605 KHz.
- 8) Condensador variable de conectado en tandem para las etapas de salida de antena, radio-frecuencia y oscilador local C1.

2.12.4. MANEJO DEL EQUIPO.

CONDICIONES INICIALES:

Switch S1	Apagado
Control P2	Posición mínima. En sentido contrario a las agujas del reloj.
Atenuador S2	Posición de 1 mV.
Control P1	Posición media.

- 1.- Coloque S1 en "BATERIA". Si la batería está cargada el medidor dará una indicación mayor a 50 mA.
- 2.- Coloque S1 en "FI-CAL". Control P2 a posición media. Sintone la señal deseada con el condensador C1. Si la señal es demasiado fuerte coloque el atenuador en la posición de 10 mV o en su defecto disminuya el control de FI - P1.
- 3.- Busque el pico máximo de sintonía conjuntamente con el condensador C11. El condensador C11 variará desde la posición A hasta B a medida que la frecuencia de la señal aumenta.
- 4.- Si el pico máximo excede de los 10 mV/m, varíe la posición del equipo a fin de disminuir el nivel de señal.
- 5.- Coloque el atenuador S2 en la posición 7 CAL. Sintone la señal del oscilador de calibración con

el condensador C2 conjuntamente con el condensador C21. Si la señal es demasiado fuerte, disminuye la ganancia con el control P1.

- 6.- Una vez encontrado el pico máximo, coloque el switch S1 en la posición de "COMPARADOR".
- 7.- Busque la indicación mínima con el control P1.
- 8.- Coloque el atenuador S2 en la posición apropiada y coloque el equipo en la posición de máxima recepción de la señal.
- 9.- Resintonice el pico máximo con los condensadores C1 y C11.
- 10.- El valor de intensidad de campo de la señal sintonizada vendrá dado por la posición del atenuador y afectado por la constante de corrección dada en la tabla N° 3.1.

CAPITULO TERCERO

RESULTADOS

3.- R E S U L T A D O S:

3.1. MEDICIONES:

Una vez concluidos los trabajos de construcción del equipo se procedió a su calibración tomando como referencia el medidor de campo existente en la Dirección Nacional de Frecuencias. El proceso de calibración se detalla en el Cap. 1.4.

Se creyó conveniente trasladar los valores de corriente en el indicador a valores de campo eléctrico en voltios por metro.

El primer ajuste para la calibración es variando el potenciómetro P3 de 10K a fin de aproximar el valor de intensidad de campo medido del equipo patrón (Eref.) al equipo construido (Econ.)

Esta aproximación se tomó para la mitad de la banda de sintonía en la frecuencia aproximada de 1 MHz.

El segundo ajuste corresponde a la variación de la red reactiva a la entrada de la antena de cuadro a fin de regular la señal proveniente del oscilador de calibración y cuyo efecto debe ser similar al captado por una señal externa.

El tercer ajuste no eléctrico sino experimental es elaborar una tabla de compensación o lo que es lo mismo obtener un factor de corrección que aproxime los niveles correctos.

Antes de presentar los valores medidos es necesario tomar en cuenta los factores principales mediante los cuales la señal captada acarrea errores en su proceso de medición.

La precisión del atenuador es uno de los factores importantes en el resultado final de la señal. La disposición básica del material utilizado para medir la precisión del rango de atenuación fue el siguiente:

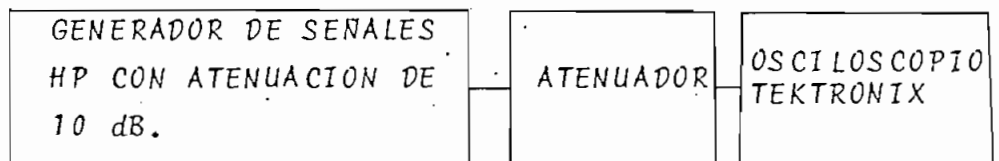


Fig. 3.1.
DISPOSICION DE EQUIPOS PARA CALIBRAR EL ATENUADOR

De acuerdo a la Figura 3.1 se utilizó el generador de señales HP 606B que dispone de atenuación fija en pasos de 10 dB, desde 1 μ V hasta 3 Volts.

Los resultados fueron los siguientes:

POSICION	ATENUACION TEORICA (dB)	ATENUACION MEDIDA (dB)	ERROR (dB)
1	0	0	0
2	20	20.6	0.6
3	20	20.6	0.6
4	20	19.8	0.2
5	20	19.8	0.2
6	20	19.9	0.1 dB

Otro factor que conduce a aumentar el error en la señal obtenida es el rastreo o "tracking" entre la señal de radio-frecuencia y frecuencia intermedia. Es por ello que cada vez que se sintoniza una señal es necesario buscar la máxima amplitud con el control (6). De esta manera se asegura una mejor respuesta de frecuencia intermedia. La disposición de los equipos para obtener el menor error en la frecuencia intermedia fue el siguiente:

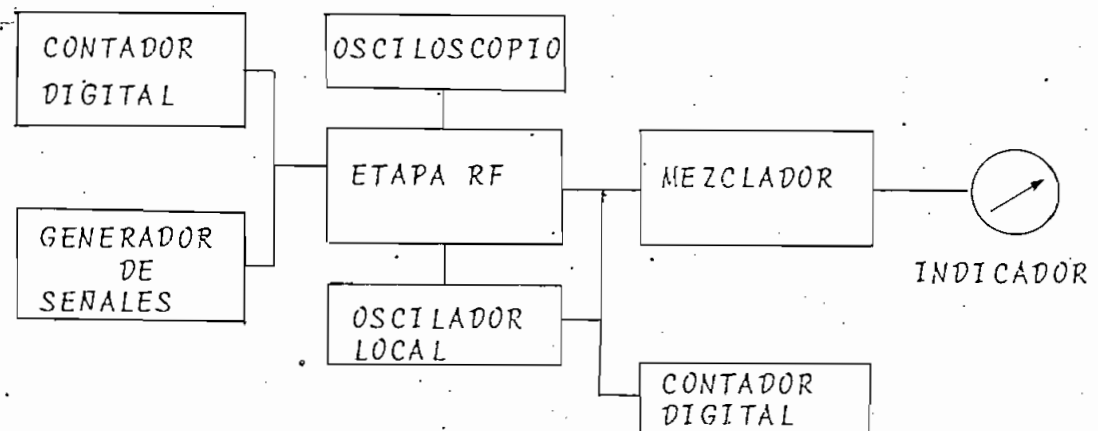


Fig. 2.3.

Para obtener el factor de corrección fue necesario trabajar en la estación de comprobación técnica del IETEL situado en Carretas debido a la ausencia de señales indeseadas que perturbaran la calibración del equipo.

La Tabla 3.1. de corrección se presenta a continuación:

TABLA N° 3.1.

FRECUENCIA (MHz)	Eref.	Econ.	K
	$\frac{mV}{m}$	$\frac{mV}{m}$	$\frac{Eref.}{Econ.}$
0.64	27.0	26.0	1.04
0.69	40.0	42.0	0.95
0.736	13.5	13.0	1.04
0.76	18.0	16.0	1.13
0.86	4.5	4.0	1.13
0.88	1.4	1.2	1.17
1.02	4.0	3.8	1.05
1.11	10.0	14.0	0.71
1.119	5.0	5.4	0.93
1.28	5.0	4.5	1.11
1.41	11.0	12.0	0.92
1.44	9.0	8.8	1.02
1.49	0.8	0.9	0.89

Las frecuencias presentadas en la Tabla N° 3.1 obedecen a las frecuencias de trabajo de estaciones radiodifusoras en Quito.

Si la frecuencia de trabajo no consta en la Tabla adjunta el factor de corrección deseado se hará promediando de las frecuencias adyacentes.

No fue posible obtener el factor de corrección para todas las estaciones debido al bajo nivel de señal-captado dentro del Laboratorio en la Estación de Comprobación.

3.2. C O N C L U S I O N E S :

De acuerdo a la Tabla N° 3.1 el factor de corrección se aproxima a la unidad por lo que las lecturas captadas en el equipo construido no distan en forma apreciable de las reales.

Al sintonizar una señal es necesario tomar en cuenta la respuesta del filtro utilizado debido a su forma y marcada selectividad de tal manera que es muy fácil la desintonía, es por ello conveniente resintonizar la frecuencia deseada.