

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

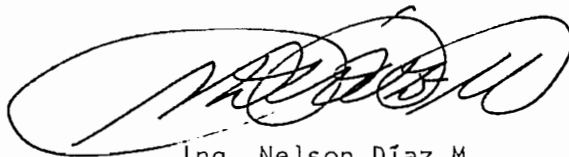
"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN RECEPTOR DE FM PARA SISTEMA STL"

POR: CARLOS A. ARCOS MUÑOZ

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO ELECTRICO
EN LA ESPECIALIZACION DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICA
CIONES.

Quito, Marzo de 1980

Certifico que el presente trabajo
ha sido elaborado en su totalidad
por el señor Carlos Arcos Muñoz.

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'Nelson Díaz M.', enclosed within a large, loopy oval shape.

Ing. Nelson Díaz M.

DIRECTOR DE TESIS

DEDICATORIA

A MI PADRE

ALFREDO G. ARCOS F.

A MI ESPOSA BETTY

Y A MIS HIJOS CARLOS ANDRES

Y DAVID ALFREDO

C O N T E N I D O

PREFACIO

CAPITULO I INTRODUCCION 1.1

CAPITULO II GENERALIDADES Y ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA STL

2.1 GENERALIDADES 2.1

2.1.1 Servicios Auxiliares de la Radiodifusión 2.2

2.2 ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA STL 2.4

2.2.1 Especificaciones del Transmisor 2.4

2.2.2 Especificaciones del Receptor 2.5

REFERENCIAS DEL CAPITULO II 2.7

CAPITULO III DESCRIPCION EN BLOQUES DEL RECEPTOR PARA STL

3.1 INTRODUCCION 3.1

3.2 ANTENA 3.2

3.3 AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA 3.3

3.3.1 Polarización 3.4

3.3.2 Consideraciones en Radiofrecuencia 3.7

3.3.2.1 Consideraciones de Estabilidad 3.9

3.3.2.2 Circuito Equivalente 3.11

3.4	Oscilador	3.13
3.4.1	Oscilador Colpitts	3.15
3.4.2	Oscilador con Cristal	3.17
3.5	MEZCLADOR	3.21
3.5.1	Transductancia de Conversión	3.22
3.5.2	Conductancia Mutua	3.22
3.5.3	Productos de Conversión	3.24
3.6	RECEPTOR DE FM	3.27
	REFERENCIAS DEL CAPITULO III	3.29

CAPITULO IV DISEÑO DEL RECEPTOR PARA LA BANDA DE 72 MHz

4.1	INTRODUCCION	4.1
4.2	DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE RF	4.1
4.2.1	Polarización	4.2
4.2.2	Consideraciones en Radiofrecuencia	4.4
4.3	DISEÑO DEL OSCILADOR	4.19
4.3.1	Polarización	4.19
4.3.2	Consideraciones en Radiofrecuencia	4.21
4.4	DISEÑO DEL MEZCLADOR	4.24
4.4.1	Polarización	4.25
4.4.2	Consideraciones en Radiofrecuencia	4.27
	REFERENCIAS DEL CAPITULO IV	4.34

CAPITULO V MEDICIONES DE LABORATORIO

5.1	INTRODUCCION	5.1
5.1.1	Acoplamiento entre Amplificador de RF y Mezclador	5.1
5.1.2	Acoplamiento entre Oscilador y Mezclador	5.3
5.1.3	Circuito Conversor de Frecuencias	5.3
5.1.4	Montaje del Conversor de Frecuencias	5.3
5.2	MONTAJE DEL RECEPTOR	5.5
5.2.1	Acoplamiento de Antena	5.5
5.2.1.1	Impedancia de Antena	5.6
5.2.1.2	Red de Acoplamiento	5.7
5.2.2	Acoplamiento entre Mezclador y Receptor de FM	5.11
5.2.2.1	Red de Acoplamiento	5.12
5.3	RESULTADOS	5.15
5.3.1	Respuesta a la Frecuencia	5.15
5.3.2	Selectividad	5.17
5.3.3	Fidelidad	5.17
5.3.4	Sensibilidad	5.21
5.3.4.1	Método de Medición	5.21
5.3.4.2	Red de Acoplamiento	5.23
5.3.4.3	Valor Obtenido	5.26
5.4	CRITERIOS SOBRE RELACION SEÑAL RUIDO	5.28

5.4.1	Ruido	5.28
5.4.1.1	Ruido Artificial	5.28
5.4.1.2	Ruido Atmosférico	5.29
5.4.1.3	Ruido Galáctico	5.30
5.4.1.4	Ruido Térmico	5.30
5.4.1.5	Ruido de Disparo	5.33
5.4.2	Relación de Señal a Ruido	5.35
5.4.2.1	Efecto de la Igualación de Impedancias	5.36
5.4.3	Número de Ruido	5.38
	REFERENCIAS DEL CAPITULO V	5.40

CAPITULO VI CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1	CONCLUSIONES	6.1
6.2	RECOMENDACIONES	6.2

BIBLIOGRAFIA

ANEXO

PREFACIO

La forma usual de enlazar los estudios de audio y la estación - transmisora remota, durante el suministro de programas, en el servicio de radiodifusión ha consistido en una línea física tendida entre los dos puntos y si la distancia a cubrirse ha sido grande, la solución - ha estado es una línea telefónica compensada de alta calidad.

En la actualidad, muchas circunstancias han concurrido alrededor de este asunto obligando a las personas responsables a plantear otro tipo de solución. La práctica ha resultado ser un enlace de RF denominado enlace estudio-transmisor.

Tomando en cuenta la limitación del mercado que existe para los equipos que sirven en estos enlaces, los costos han venido a ser altos, obligando en muchos casos a que por la ausencia de esta facilidad numerosos conglomerados de radio-oyentes se vean privados de un servicio de radiodifusión por lo menos aceptable.

En busca de un camino para abaratar los costos se ha pensado en las ventajas que representaría el aprovechamiento de los receptores comunes de radiodifusión para FM sobre todo si se toma en cuenta que debido al extenso mercado existente, los costos son bajos y las calidades eficientes.

Como consecuencia de ese empeño surgió el tema "DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN RECEPTOR DE FM PARA SISTEMA STL", de cuyo estudio ha resultado el trabajo que se expone a continuación.

Muchas personas han conlaborado desinteresadamente para la culminación de este trabajo, para ellas mi gratitud imperecedera. Mi reconocimiento para los Señores Ingenieros Luís Silva E. y Nelson Días M., - profesores de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, por haber sugerido el tema, el primero y por haber permitido que llegue a feliz término, el segundo. Agradezco a todas las personas que forman la mencionada Facultad, de manera especial a quienes integran el Laboratorio de Diseño, por la ayuda oportuna que a su momento supieron prestar. Mi agradecimiento a las Señoritas Nelly Avila y Pilar Andino por su dedicación gentil en la transcripción de esta tesis.

Finalmente el reconocimiento a mi padre que con afecto, sacrificio y constancia ha formado a sus hijos, y a mi esposa que con su amor me estimula en toda obra.

Quito, Marzo de 1980

C. ARCOS M.

CAPITULO I.

INTRODUCCION.

Las estaciones transmisoras de radiodifusión, que trabajan en la banda de ondas hectométricas (535 - 1.605 kHz.), tienen por objeto fundamental el proporcionar un servicio de buena calidad para satisfacer a la audiencia ubicada en el área de cobertura de la estación transmisora.

La Planificación Global de la estación radiodifusora, incluye el estudio y la elección de un lugar adecuado para los estudios de audio, la estación trasmisora y el sistema de antena y la elaboración de proyectos que corresponden a las necesidades técnicas, por ejemplo; alimentación de energía, acondicionamiento de aire, etc.

En cuanto a la ubicación de los estudios de audio y de la estación transmisora, las instalaciones técnicas que se requieren, a fin de poder garantizar el servicio de radiodifusión, se pueden agrupar en dos categorías amplias y funcionales: la una que se refiere a los medios para la producción de programas están comprendidos en el estudio y, la otra, a las instalaciones de transmisión que comprende el transmisor y el sistema de radiación.

En su forma más simple, el estudio de audio y el transmisor pue-

den reunirse en un solo lugar, bajo el mismo techo. En cambio, cuando el estudio y el transmisor están emplazados en lugares separados, se requiere una tercera categoría de instalaciones la misma que se refiere a los circuitos para la transmisión de programas. Estos circuitos constituyen un medio para la conexión de los puntos auxiliares - de producción de programas con el estudio principal, así como un medio para la transmisión de programas desde el estudio principal hasta el transmisor que ha de radiarlos. Este enlace se lo conoce como "Enlace Estudio Transmisor", en Inglés "Studio Transmitter Link" (STL).

Dicho sistema consta de un transmisor y un receptor con las características, especificaciones y costos que dependerán en general de su procedencia, fabricante, materiales empleados, etc.

El presente estudio tiene que ver con el receptor del sistema - STL, el mismo que según se concibe a continuación puede obtenerse mediante un receptor común de radiodifusión en FM y un pequeño circuito convertidor de frecuencias que no hace otra cosa que trasladar la señal transmitida desde los estudios de una frecuencia cualquiera a una frecuencia comprendida en el rango de FM comercial.

En el segundo capítulo se dan a conocer las especificaciones técnicas dentro de las cuales debe trabajar el sistema STL; en el tercero, se explica la forma como está constituido el receptor que nos ocupa, el procedimiento para el diseño del convertidor de frecuencias y

el funcionamiento; en el cuarto, se procede a diseñar el convertidor; en el quinto, se mencionan los resultados de las pruebas de laboratorio; en el sexto, se establecen las conclusiones y recomendaciones que de este estudio se deducen y al final existe un capítulo anexo donde constan las especificaciones de los transistores que intervienen en el diseño, diagrama y características del receptor de FM, un cuadro de impedancias para antenas monopolo, cartas de Smith empleadas en algunos de los acoplamientos y otros datos adicionales y fotografías que ilustran este trabajo; debiendo anotarse que al término de cada capítulo aparece la bibliografía correspondiente a las referencias realizadas durante el desarrollo así como también, una bibliografía de tipo general al término de la obra.

CAPITULO II.

GENERALIDADES Y ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA STL.

2.1 GENERALIDADES.

Se considera que de ser posible lo más económico es combinar los estudios con las instalaciones transmisoras, sin embargo, debe hacerse una advertencia en lo que respecta a la explotación combinada. Un transmisor por ondas hectométricas de potencia relativamente grande - produce en sus inmediaciones un campo interferente sumamente intenso (1 v/m o más) debido a los altos niveles de radiación de radiofrecuencias, que pueden interferir el funcionamiento del equipo del estudio y a la vez perturbar la recepción de otras estaciones por ondas hectométricas, particularmente en receptores de bajo precio.

Además, sólo en las ciudades pequeñas es generalmente práctica una ubicación combinada, pues sólo en ellas puede hallarse dentro del perímetro urbano un emplazamiento satisfactorio tanto para el estudio de audio como para el transmisor; en las grandes ciudades en cambio, es cada vez más difícil encontrar un emplazamiento único que satisfaga tanto las exigencias técnicas especiales del transmisor como los criterios que determinan la ubicación del estudio. REF.1:

La legislación ecuatoriana ha tomado muy en cuenta los problemas

ocasionados por los altos niveles de radiación en radiofrecuencias -
existentes en las vecindades de los transmisores, por lo que, para -
erradicarlos en el artículo pertinente, la Ley de Radiodifusión dice:
"Los equipos transmisores de las estaciones radiodifusoras de onda me
dia y corta, deberán instalarse fuera de la línea perimetral urbana y
límites poblados de la ciudad y estarán ubicados en sitios equidistan
tes con respecto al centro de la ciudad objeto del área primaria de -
trasmisión. La aplicación de esta regla estará sujeta a la topogra -
fía de la ciudad sobre la que se ejerza dicha área primaria de cober -
tura; a la configuración del plano urbano de la misma; a la aptitud -
del terreno para efectos de propagación de las ondas electromagnéti -
cas donde se instalarán los transmisores; a la necesidad de protección
de los servicios de telecomunicaciones; o cualquier otro factor de -
orden técnico que deba ser tomado en consideración. La incidencia de
estos factores será reglamentada en cada caso. Cuando no estuviere -
determinada por ordenanza municipal la línea perimetral urbana, o la -
zona efectivamente poblada la excediere, el Instituto Ecuatoriano de
Telecomunicaciones determinará dicha ubicación, en coordinación con el
Municipio respectivo!" REF. 2.

2.1.1. SERVICIOS AUXILIARES DE LA RADIODIFUSION

Para el mejor desarrollo de la radiodifusión, se cuenta con el -
auxilio de varios servicios radioeléctricos, entre los cuales tene -
mos:

GENERALIDADES Y ESPECIFICACIONES 2.3.

1.- Estaciones Portables o Móviles.- Son aquellas que se usan para transmitir programas desde diferentes lugares de origen al estudio.

2.- Estaciones Bases.- Son aquellas que usualmente se ubican en el estudio o en el transmisor de una estación de radiodifusión, se usan para coordinar las actividades de las estaciones portables o móviles.

3.- Estaciones Fijas para STL.- Son aquellas que se usan con el fin de proporcionar un circuito para programas entre los estudios principal o auxiliar y el transmisor de una estación de radiodifusión.

4.- Estaciones Fijas para Repetición entre ciudades.- Son aquellas que se usan para repetir programas desde una estación de radiodifusión a otras con el fin de conformar una red de estaciones que transmitan la misma programación. REF. 3.

La categoría de nuestro interés es la tercera, que corresponde a las Estaciones Fijas para STL (STUDIO TRANSMITER LINK), lo que traducido al Español significa Enlace Estudio Transmisor. Básicamente este sistema consiste de dos estaciones fijas, una transmisora y otra receptora, la primera está ubicada en el estudio de la estación de radiodifusión desde donde se transmiten, mediante emisiones de telefonía, los programas a ser difundidos hacia la segunda estación donde

se encuentra el transmisor de dicha estación de radiodifusión.

2.2. ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA STL.

2.2.1 ESPECIFICACIONES DEL TRANSMISOR.

- Rangos de Frecuencias

A : 72 - 73 MHz.

B : 225- 235 MHz.

C : 942-960 MHz.

- Potencia RF de SALIDA

Bandas A y B, máximo de 50 watts.

Banda C, máximo 25 watts. REF. 4.

- Impedancia de SALIDA

Normalmente 50 ohms

- Estabilidad de Frecuencia Portadora. REF. 5.

\pm 0,001 %

- TIPO DE MODULACION

Modulación por frecuencia

- DESVIACION DE FRECUENCIA. REF. 4

GENERALIDADES Y ESPECIFICACIONES 2.5.

Bandas A y B, máximo + o - 75 KHz.

Banda C, máximo + o - 200 KHz.

- RESPUESTA DE AUDIO

30 - 15.000 Hz.

- RADIACIONES NO ESENCIALES

Banda A: menos de 60 db o a lo más 1 mw para transmisores de más de 25 watts y, menos de 40 db o a lo más 25 μ w para transmisores de potencia inferior a 25 watts.

Bandas B y C: menos de 60 db o a lo más 20 mw para transmisores de más de 25 watts y, menos de 25 μ w para transmisores de potencia inferior a 25 watts. REF. 6.

- RUIDO EN FM

Por lo menos 60 db inferior al nivel correspondiente a una modulación del 100 % con un tono de 400 Hz.

- RUIDO EN AM

Por lo menos 50 db inferior al nivel de la portadora. REF. 7.

2.2.2. ESPECIFICACIONES DEL RECEPTOR

- Rangos de Frecuencias

A : 72 - 73 MHz.

B : 225 - 235 MHz.

C : 942 - 960 MHz

- SENSIBILIDAD. REF. 8

2 μ V para relación $\frac{S}{N} = 20$ db

- IMPEDANCIA DE ENTRADA

Normalmente 50 ohms

- ESTABILIDAD DE FRECUENCIA

0,00 1%

- SELECTIVIDAD . REF. 8.

220 khz a 3 db del nivel de la señal

- RESPUESTAS ESPUREAS. REF. 8

80 db.

REFERENCIAS DEL CAPITULO II

- REF. 1.- Ubicación de los estudios en relación con la emisora y los sistemas de antena. S.J. Parker. Seminario Sobre la Planificación de Sistemas de Radiodifusión. Organizado por la UIT en Sao Paulo, 11 - 22 de junio de 1973.
- REF. 2.- Ley de Radiodifusión y Televisión, Decreto N° 256-A del 2 - de abril de 1975; Registro Oficial N° 785 del 18 de abril - de 1975, Capítulo IV, Art. 25.
- REF. 3.- Nab Engineering Handbook, A Prose Walker, USA 1960.
- REF. 4.- Memorandum N° 324/A2, Dirección Nacional de Frecuencias, - Quito 3 de junio de 1975.
- REF. 5.- CCIR XIII Asamblea Plenaria Ginebra, 1974; Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 1975; Informe 181-2.
- REF. 6.- Idem REF. 5. Recomendación 329-2
- REF. 7.- Normas de modulación, características de frecuencias y distorsión. Especificaciones mínimas del equipo. Idem REF. 1.
- REF. 8.- R-200/950F Solid State FM Receiver Specifications, Marti Electronics, Inc, Texas.

CAPITULO III

DESCRIPCION EN BLOQUES DEL RECEPTOR PARA STL.

3.1 INTRODUCCION.

Un método sencillo y económico para recibir los programas de radiodifusión elaborados en los estudios y procesarlos de manera que estén a la disposición de la estación transmisora, se basa en la traslación de la señal de radiofrecuencias empleada en el enlace estudio - transmisor a la banda de radiodifusión modulada en frecuencia.

Para tal objeto se utiliza un circuito conversor de frecuencias y un receptor común de frecuencia modulada en la forma que indica la figura 3-1.

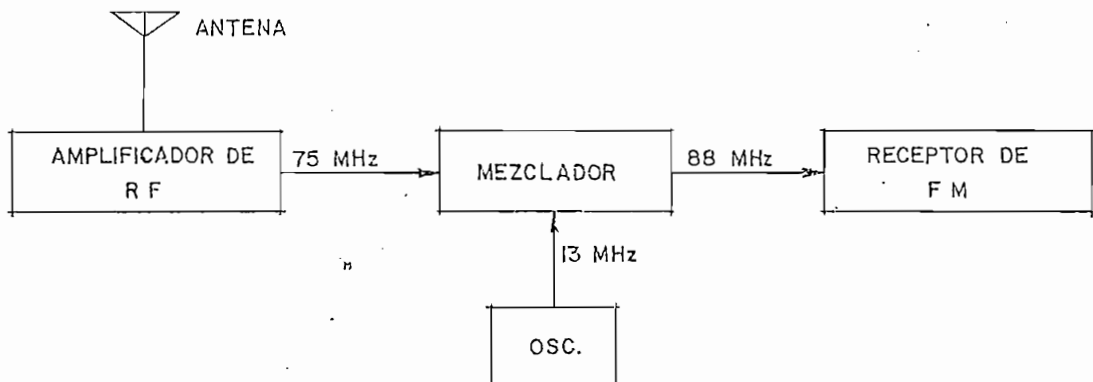


FIGURA 3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECEPTOR PARA STL

La señal modulada de RF (por ejemplo en 75 MHz) que entra por la antena se la hace pasar por un amplificador de RF para luego entrar a un circuito mezclador donde es heterodinada con la señal de un oscilador local convenientemente sintonizado (por ejemplo en 13 MHz) para luego, el producto de esta mezcla, aplicarla al receptor de frecuencia modulada sintonizado a una frecuencia igual a la suma (para el caso del ejemplo) de las frecuencias de la señal de RF con modulación y de la señal del oscilador. La señal que resulta en 88 MHz continúa siendo modulada al igual que la señal original, por cuyo motivo es procesada por el receptor de FM en la misma forma que lo haría con cualquier señal para las cuales fue diseñado.

3.2 ANTENA.

La antena no es sino el medio de transferencia del voltaje de la portadora modulada, desde el espacio, hacia la entrada del primer amplificador de radiofrecuencia. De acuerdo con esto, la función principal de la antena en el receptor es la de captar la energía de las ondas de radio. La segunda función es la de favorecer la captación de las ondas que provienen de una dirección determinada y no aceptar las que provienen de otras direcciones.

Según las aplicaciones, las consideraciones fundamentales pueden ser: la obtención de la relación señal-ruido más alta posible, o la mayor discriminación posible sobre señales indeseables.

Si una antena suministra una entrada suficiente al receptor, de manera que del ruido presente en la salida únicamente una parte insignificante pertenece al ruido propio del receptor, un aumento de la entrada no mejorará sensiblemente la relación señal-ruido. Al sustituir esta antena con una directiva de mayor ganancia se obtiene una mejora de la relación señal-ruido, sin que la entrada al receptor sea mayor. La mejoría se debe al hecho de que la antena direccional recoge mayor intensidad de señal en relación con el ruido atmosférico. REF. 1.

Cuando la característica direccional no tiene importancia, puede utilizarse una antena simple; en cambio, cuando la direccionalidad es importante, se recurre a menudo a estructuras complicadas.

Las antenas prácticas en general son de dos clases: las antenas elevadas y las antenas puestas a tierra. Las primeras se utilizan en frecuencias superiores a 2 MHz mientras que las segundas son preferidas en frecuencias menores.

Para el caso del sistema STL lo ideal es usar antenas direccionales elevadas con la mayor ganancia posible, puede ser tipo Yagi o cualquier otro arreglo que supla la necesidad.

3.3 AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA.

En conjunto con la antena, su incorporación tiene por objeto pro

porcionar una amplificación adicional de la señal de radio-frecuencia y aumentar la discriminación contra las señales no deseables.

Cualquier transistor amplificador de señales pequeñas de VHF podría dar más de la ganancia y número de ruido adecuados a las frecuencias de nuestro interés. Los de tipo bipolar generalmente son inconvenientes frente a la modulación cruzada y los problemas de sobrecargas; por esta razón, la selección lógica para el amplificador de RF es el transistor de efecto de campo, sobre todo el de juntura (JFET), debido a que los circuitos con que se emplean son algo más simples.

3.3.1 POLARIZACION.

Utilizando el FET de juntura, puede emplearse el circuito de polarización de la figura 3.2.

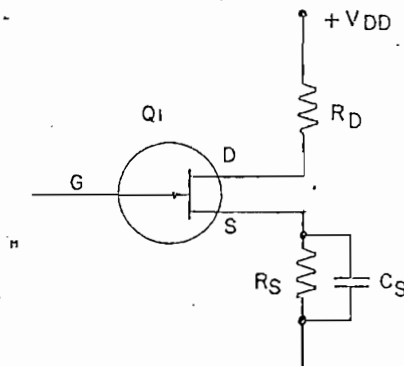


FIGURA 3.2. CIRCUITO DE POLARIZACION.

R_S se determina mediante el trazo de la línea de la carga $1/R_S$ sobre las curvas características de transferencia, o mediante la ecuación :

$$R_S = \frac{V_{GS}(\max) - V_{GS}(\min)}{I_D(\max) - I_D(\min)} \quad (3-1)$$

donde:

R_S = resistencia de fuente

$V_{GS}(\min)$ = voltaje mínimo entre compuerta y fuente cuando la corriente de drenaje es mínima $[I_D(\min)]$.

$V_{GS}(\max)$ = voltaje máximo entre compuerta y fuente cuando la corriente de drenaje es máxima $[I_D(\max)]$.

$I_D(\min)$ = corriente mínima de drenaje en la curva límite de alta temperatura.

$I_D(\max)$ = corriente máxima de drenaje en la curva límite de baja temperatura. REF. 2.

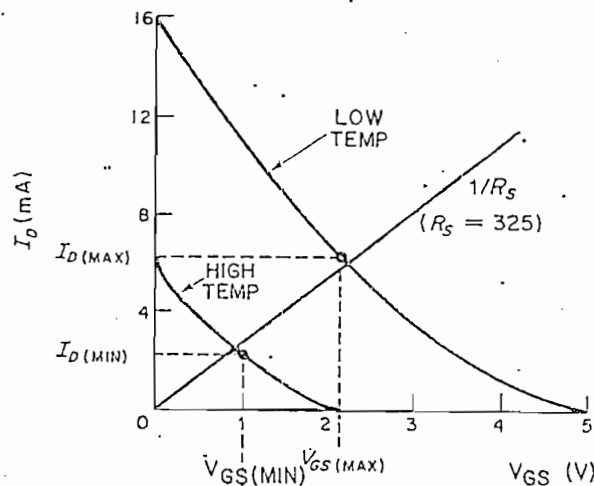


FIGURA 3.3. CURVAS CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERENCIA Y LÍNEA DE CARGA $1/R_S$

El máximo valor de R_D está determinado por la caída de voltaje a través de aquella e $I_{D(max)}$.

$$R_D = \frac{V_{RD}}{I_{D(max)}}$$

donde:

R_D = resistencia de carga del transistor

V_{RD} = caída de voltaje a través de R_D .

Aquí se debe tomar en cuenta que para operar en clase A el drenaje ha de trabajar aproximadamente a la mitad del voltaje de fuente.

El mismo circuito puede utilizarse de manera que la compuerta haga las veces de terminal común, es decir que esté conectada directamente a la tierra, de manera equivalente a la conexión de grilla a tierra en un tubo de vacío o de base a tierra en el transistor de doble juntura. Dicho circuito tiene una ganancia relativamente baja pero es estable y no requiere neutralización, pues en esta forma la compuerta actúa como una pantalla entre la entrada y la salida del circuito, reduciendo así la realimentación.

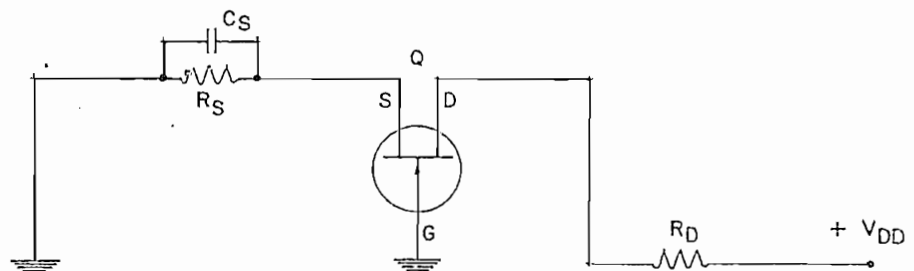


FIGURA 3.4. ETAPA BASICA PARA EL AMPLIFICADOR DE RF

3.3.2. CONSIDERACIONES EN RADIOFRECUENCIA

La señal de entrada a este circuito se aplica sobre la fuente del transistor, la salida se toma a través del drenaje y tierra. La señal se añade o se sustrae con el voltaje de polarización a través de R_S y las variaciones en ese voltaje de polarización, producen variaciones correspondientes en I_D (corriente de drenaje) y la caída de voltaje consiguiente en R_D . El voltaje del drenaje o salida del circuito sigue a la señal de entrada en fase.

Las variaciones en la caída de voltaje a través de R_S cambian la relación de polarización fuente-compuerta. Este cambio de polarización tiende a cancelar el cambio de polarización inicial causado por la señal de entrada y sirve como una forma de realimentación negativa para aumentar la estabilidad y limitar la ganancia.

El capacitor C_S (bypass) conectado a los terminales R_S , en cuanto a la señal de RF. se refiere, elimina del circuito esta resistencia de modo que no interviene el momento que hablamos de la señal amplificada, pero permanece en el circuito en cuanto se considera la corriente continua. Así, el uso de este capacitor permite que el circuito de DC, estable con la temperatura, permanezca intacto. Esto se consigue cuando C_S proporciona una reactancia a través de R_S que sea menor que $R_S/5$ a la frecuencia de trabajo. REF. 3.

Para el objeto a que hacemos referenciá, se puede utilizar la siguiente configuración de circuito.

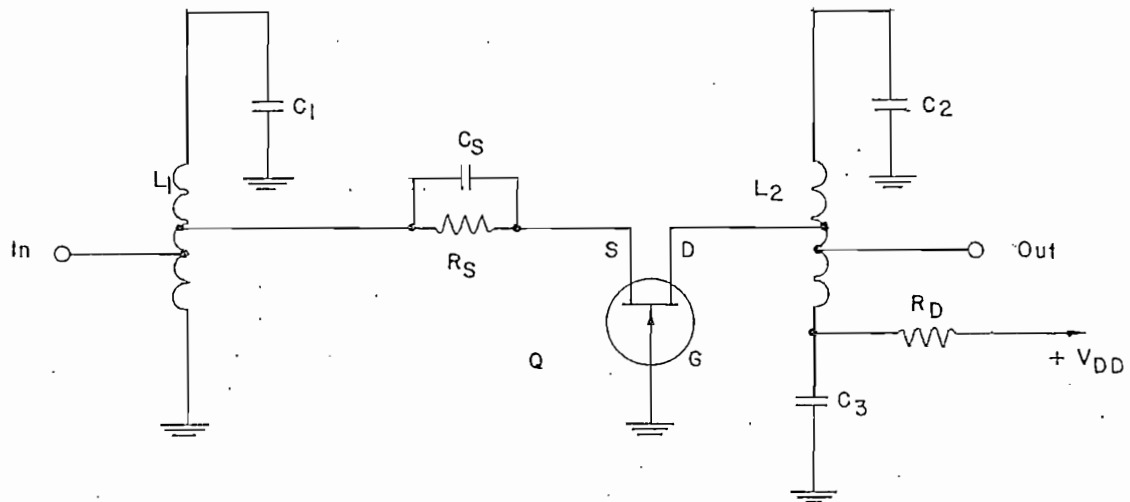


FIGURA 3.5 AMPLIFICADOR DE RF CON FET CONECTADO CON COMPUERTA
COMUN

El capacitor C_3 juntamente con la resistencia R_D forman un circuito o filtro de desacoplamiento entre la fuente de poder y el amplificador. El valor de C_3 puede oscilar entre 0,001 y 0,01 μF .

El elemento activo va entre dos circuitos resonantes sintonizados a la frecuencia de trabajo que a la vez sirven para acoplar el transistor a la antena y al mezclador. Concebido en esta forma el circuito amplificador de RF., toca prácticamente olvidarse de circuitos de neutralización o de cualquier medida de desacoplamiento en pos de la estabilidad.

3.3.2.1 CONSIDERACIONES DE ESTABILIDAD.

Antes de hacer consideraciones con el transistor respecto a la frecuencia a la cual va a operar, es conveniente conocer su estabilidad o inestabilidad potencial para lo cual se cuenta con la ecuación de Linvill que dice:

$$C = \frac{(Y_{12} Y_{21})}{2 g_{11} g_{22} + \text{Re}(Y_{12} Y_{21})} \quad (3-2)$$

Una vez determinadas las impedancias que van a estar conectadas a la entrada y a la salida del transistor, se puede también comprobar el grado de estabilidad del circuito para lo cual se tiene la ecuación de Stern que dice:

$$K = \frac{2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L)}{|Y_{12} Y_{21}| + \text{Re}(Y_{12} Y_{21})} \quad (3-3)$$

Si C es menor que uno, el FET es incondicionalmente estable y si C es mayor que uno, el FET es potencialmente inestable. Si K es ma -

por que uno, el circuito amplificador es estable (opuesto a Linvill), y si K es menor que uno, el amplificador es inestable. REF. 4.

Como se observa, en el cálculo de C y de K que son los factores de estabilidad del transistor y del circuito, respectivamente, intervienen los parámetros "Y" o de admitancias del FET los mismos que se determinan a partir de las hojas de datos de transistor. De acuerdo a la figura 3.6, son:

Admitancia de Entrada, con $Y_L = \infty$ (cortocircuito), se expresa:

$$Y_{11} = g_{11} + jb_{11} = Y_i = \left. \frac{\Delta i_1}{\Delta e_1} \right|_{e_2 = 0}$$

Transadmitancia Directa, con $Y_L = \infty$ (cortocircuito), se expresa:

$$Y_{21} = g_{21} + jb_{21} = Y_f = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta e_1} \right|_{e_2 = 0}$$

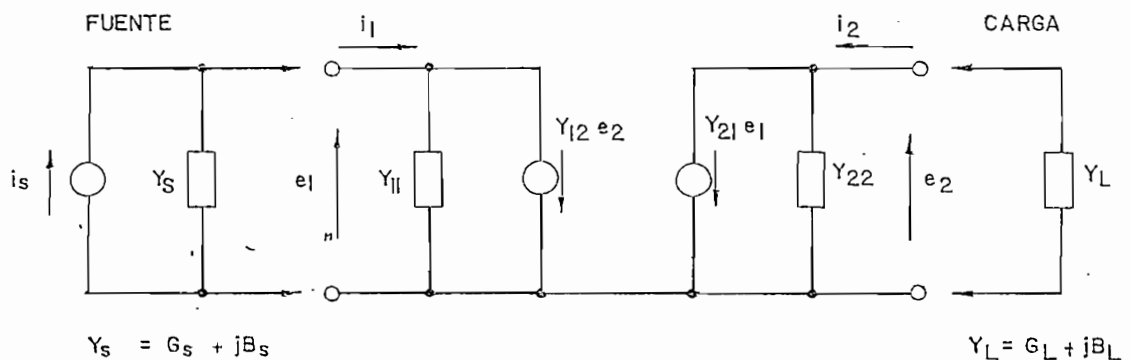


FIGURA 3.6 CIRCUITO "Y" EQUIVALENTE DEL FET CON FUENTE Y CARGA

Admitancia de Salida, con $Y_S = \infty$ (cortocircuito) se expresa:

$$Y_{22} = g_{22} + jb_{22} = Y_o = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta e_2} \right|_{e_1 = 0}$$

Transadmitancia Inversa, con $Y_S = \infty$ (cortocircuito) se expresa:

$$Y_{12} = g_{12} + jb_{12} = Y_r = \left. \frac{\Delta i_1}{\Delta e_2} \right|_{e_1 = 0}$$

G_S y G_L como se ve en la figura 3.6 representan las partes reales de las admitancias de fuente Y_S y de carga Y_L respectivamente.

3.3.2.2 CIRCUITO EQUIVALENTE.

Desde el punto de vista de la señal de radio-frecuencia, el circuito de la figura 3.5 se transforma en el de la figura 3.7

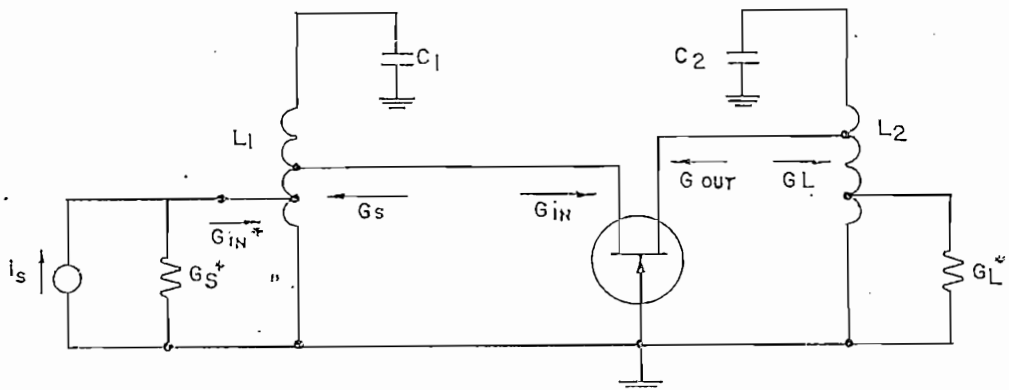


FIGURA 3.7 CIRCUITO A-C EQUIVALENTE DEL AMPLIFICADOR DE RF CON FET CONECTADO CON COMPUERTA COMUN

El empleo de conductancias implica una aproximación en el cálculo pero en grado muy cercano a la solución exacta, a parte de lo cual se consigue mayor facilidad en el diseño.

Las conductancias indicadas representan lo siguiente:

G_S^* = Conductancia del circuito de control de amplificador.

G_{IN}^* = Conductancia de entrada del amplificador.

G_S = Conductancia del circuito de control del FET.

G_{IN} = Conductancia de entrada del FET con una carga finita.

G_{OUT} = Conductancia de salida del FET con una conductancia de circuito de control finita.

G_L = Conductancia de carga del FET.

G_L^* = Conductancia de carga del amplificador.

En función de estos términos se puede proceder al diseño del amplificador de radiofrecuencia, cuyo funcionamiento se puede garantizar utilizando el método de desacoplamiento de admitancias para lo cual se deben determinar las admitancias óptimas de control y de carga del FET. REF. 5.

Dado que la ganancia de una sola etapa (al rededor de 10 db), es suficiente para sobrellevar los efectos del ruido del mezclador, el aumento de etapas del mismo tipo no produce mejora apreciable alguna en la relación de señal a ruido; lo que se obtiene es una mejora de -

la selectividad contra las imágenes y otras frecuencias no deseadas.

Aún en los casos donde la relación de señal a ruido y la selectividad de radiofrecuencia no constituyen un problema, es ventajoso incluir una etapa amplificadora; ésta se usa como amortiguadora (buffer) para prevenir la radiación de señales no deseadas desde el receptor.

3.4 OSCILADOR.

El oscilador tiene por objeto generar una tensión de radiofrecuencia cuya frecuencia es ajustable, al valor conveniente, para la recepción de la portadora modulada por las frecuencias de audio dentro del margen de sintonía del receptor en FM. La amplitud de esta tensión debe ser aproximadamente de 3 a 10 voltios pico.

La frecuencia del oscilador ha de ser tal que, cuando se une a la señal recibida en el circuito mezclador, se genera una señal heterodina o de batido que aparece como frecuencia intermedia a la salida de dicho circuito, de manera que si se espera una señal heterodina de 88,0 MHz, recibiendo una señal de 75,0 MHz, la frecuencia del oscilador puede ser de 13 MHz si se adopta el criterio de que la frecuencia intermedia está dada por la suma de las frecuencias de las dos señales.

La forma general del circuito oscilador es la que se indica en la figura 3.8, en donde Z1, Z2 y Z3 representan impedancias reactivas,

positivas o negativas según la necesidad.

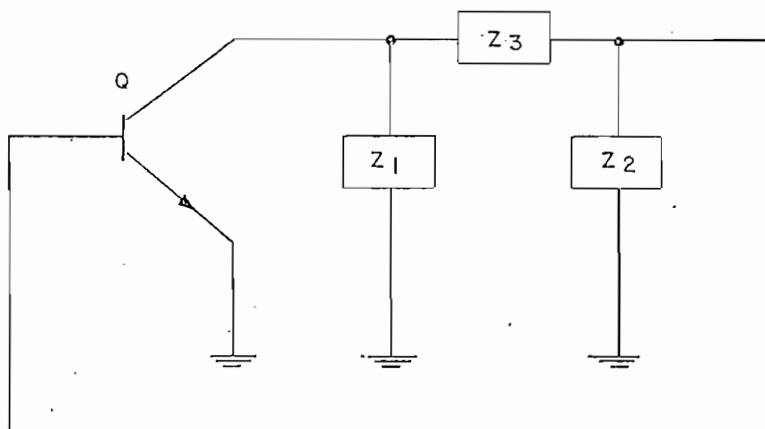


FIGURA 3.8 FORMA GENERAL DEL CIRCUITO OSCILADOR.

La condición para que haya oscilación es que la impedancia de malla sea cero, en la siguiente forma: REF. 6.

$$Z_m = 0 = -\left(R_f + \frac{G_o}{Y_1^2} + \frac{G_i}{Y_2^2}\right) + Z_1 + Z_2 + Z_3 \quad (3-4)$$

Donde la parte encerrada entre paréntesis corresponde a la parte real, mientras que Z1, Z2 y Z3 en general, representan la parte imaginaria. Cada una de estas partes por separado deberán ser iguales a

cero y mejor aún si la parte real se hace menor que cero.

$$R_f \equiv \left| \frac{g_m}{Y_1 Y_2} \right| \quad \text{siempre que } Y_1 \gg G_o \text{ y } Y_2 \gg G_i$$

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1}$$

$$Y_2 = \frac{1}{Z_2}$$

$$G_o = \frac{1}{R_o} = \text{Conductancia de salida del circuito.}$$

$$G_i = \frac{1}{R_i} = \text{Conductancia de entrada del circuito}$$

$$g_m = \text{Transconductancia del transistor}$$

3.4.1. OSCILADOR COLPITTS.

Si Z_1 y Z_2 son condensadores y Z_3 es una inductancia, se tiene el circuito oscilador colpitts en su forma general, figura 3.9

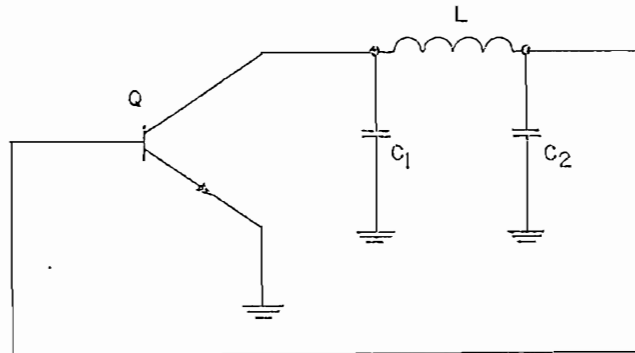


FIGURA 3.9 FORMA GENERAL DEL CIRCUITO OSCILADOR COLPITTS

$$Z_1 = \frac{1}{Y_1} = \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{Y_2} = \frac{1}{j\omega C_2}$$

$$Z_3 = \frac{1}{Y_3} = j\omega L$$

Según la ecuación 3-4

$$R_f + \frac{G_o}{Y_1^2} + \frac{G_i}{Y_2^2} \gg 0 \quad \text{entonces}$$

$$\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} - \frac{G_o}{\omega^2 C_1^2} - \frac{G_i}{\omega^2 C_2^2} \gg 0$$

$$g_m \gg G_o \frac{C_2}{C_1} + G_i \frac{C_1}{C_2} \quad (3-5)$$

que viene a ser la condición para que exista la oscilación.

Si, $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$ entonces

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L = 0$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$

$$\text{Si, } \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = C \quad (3-6)$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \quad (3-7)$$

representa la frecuencia de oscilación del circuito.

3.4.2 OSCILADOR CON CRISTAL

Si en lugar de la inductancia Z_3 del circuito anterior se utiliza un cristal de cuarzo se obtiene un oscilador controlado a cristal, comunmente denominado circuito Pierce (por su inventor G.W. Pierce). Al reemplazar el cristal por su circuito equivalente, el circuito resultante es un circuito Colpitts análogo al de la figura 3.9. Ver figuras 3.10 y 3.11 . REF. 7.

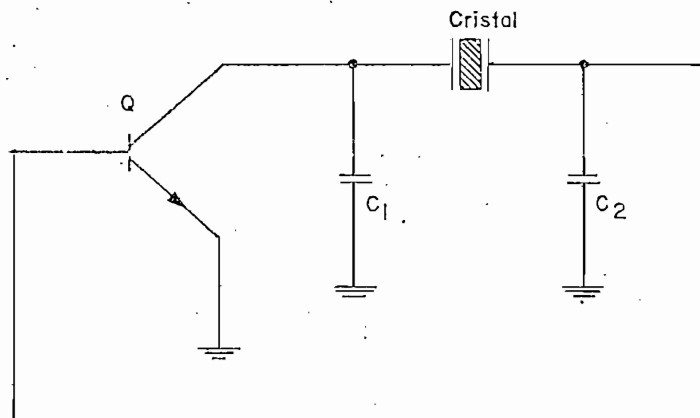


FIGURA 3.10 CIRCUITO OSCILADOR PIERCE

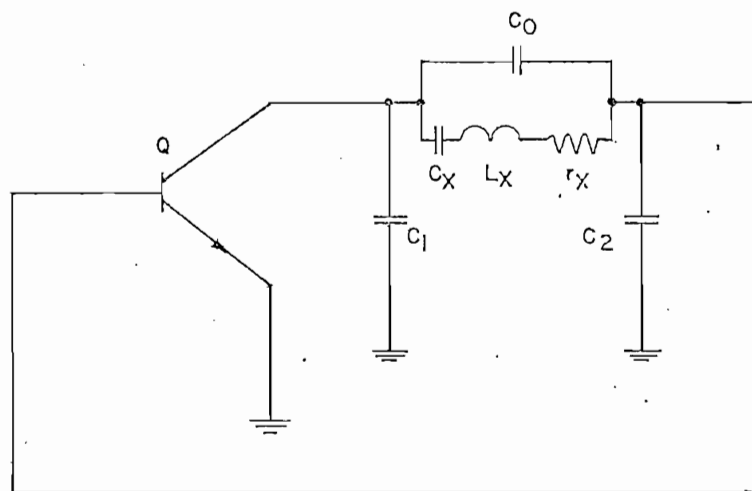


FIGURA 3.11 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL OSCILADOR PIERCE

En el circuito Pierce el cristal funciona a una frecuencia cerca na de su frecuencia ω_1 de resonancia serie, donde

$$\omega_1 \approx \frac{1}{\sqrt{L_x \cdot C_x}}$$

$$\text{de modo que: } Z_3 = r_x + j\omega L_x + \frac{1}{j\omega C_x} \quad (3-8)$$

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$$

de la ecuación 3-4 se tiene:

$$R_f + \frac{G_0}{Y_1^2} + \frac{G_i}{Y_2^2} - r_x \geq 0$$

de donde:

$$\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} - \frac{G_o}{\omega^2 C_1^2} - \frac{G_i}{\omega^2 C_2^2} - r_x \geq 0 \quad (3-9)$$

Si se recuerda que $Y_1 \gg G_o$ y $Y_2 \gg G_i$ como condiciones inherentes de la ecuación 3-4, se pueden despreciar el segundo y tercer términos de la ecuación 3-9 y se concluye que:

$$g_m \geq r_x \omega^2 C_1 C_2 \quad (3-10)$$

como condición para que exista oscilación.

Por otro lado:

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \quad (3-11)$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_x} + j\omega L_x = 0 \quad (3-12)$$

En vista de que la magnitud de C_x está por el orden de las centésimas de picofaradio, tranquilamente se puede aceptar que:

$$C_x \ll C_1 \quad \text{y} \quad C_x \ll C_2$$

y pueden despreciarse el primero y segundo términos de la ecuación 3-12, quedando:

$$-\frac{j}{\omega C_x} + j\omega L_x = 0$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L_x C_x} \approx \omega_1^2 \quad (3-13)$$

que representa la frecuencia del oscilador y que a la vez significa - que ésta está determinada exclusivamente por las características del cristal.

Tomando en cuenta las consideraciones anotadas, se expone como - ejemplo el circuito oscilador a cristal de la figura 3.12 en donde la impedancia Z_1 está dada por la capacidad interelectrónica C_{CE} existente entre los terminales del colector y del emisor del transistor Q, - Z_2 está dada por el condensador C_2 y Z_3 está representada por el cristal en la forma que se indica en la ecuación 3-8. REF. 8.

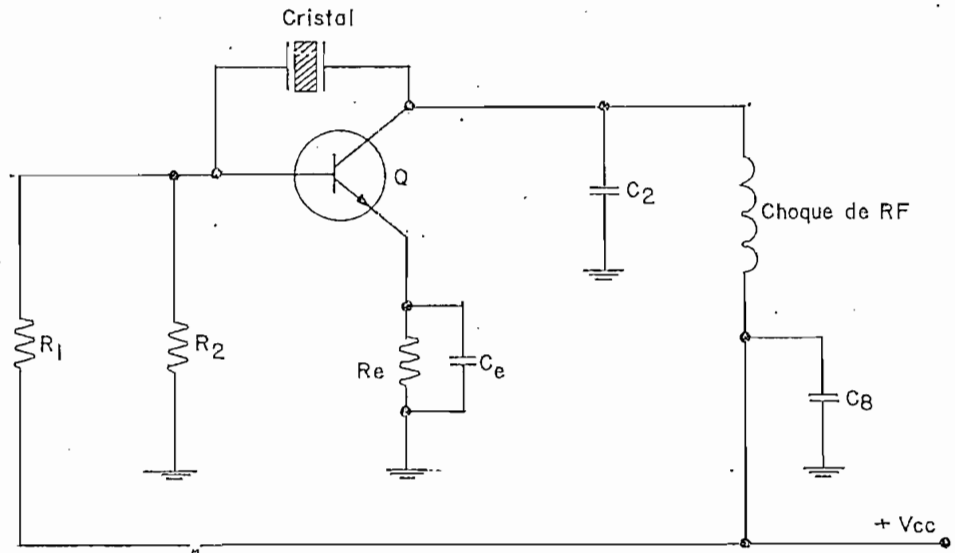


FIGURA 3.12 CIRCUITO OSCILADOR A CRISTAL

3.5 MEZCLADOR:

Los mejores radio-receptores modernos son casi universalmente diseñados para usar el circuito superheterodino; en dicho circuito, la frecuencia de la señal recibida es heterodinada con la frecuencia de un oscilador local para producir una frecuencia diferente conocida como la frecuencia intermedia. La señal resultante se amplifica antes de la detección mediante un amplificador selectivo de sintonía fija.

La combinación de las frecuencias de la señal y del oscilador local, para producir una frecuencia intermedia, es un proceso de modulación en el cual una de las frecuencias aplicadas causa la variación de la amplitud de la otra. A este proceso se le conoce como conversión de frecuencia y la parte del receptor de radio que produce la conversión puede identificarse como el convertidor. Cuando se usan elementos separados tanto para el oscilador como para el modulador, el elemento activo para el segundo propósito se llama más convenientemente modulador o mezclador.

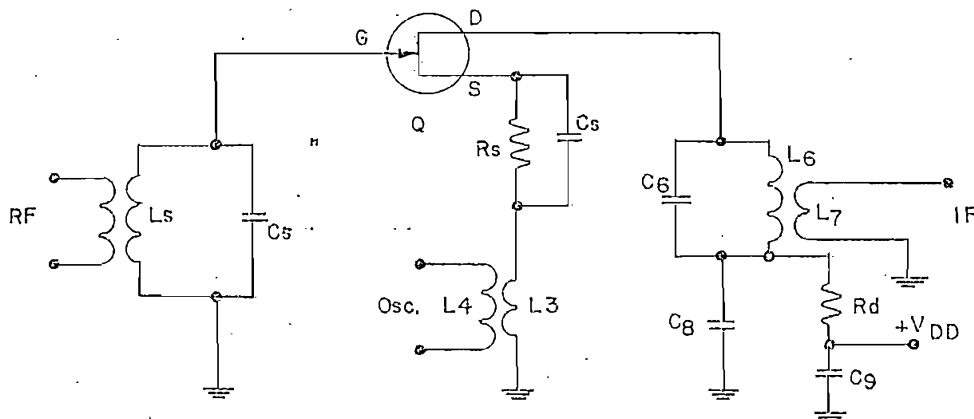


FIGURA 3-13 CIRCUITO MEZCLADOR

La figura 3.13 ilustra como ejemplo la conformación de un mezclador; en él, la señal recibida de RF se aplica a través de L_5 y se mezcla con la señal del oscilador local que entra a través de L_3 . El circuito transistor tiene características no lineales debido a que se lo polariza cerca del punto de corte. Cuando un amplificador tiene características no lineales, tiene en sí la capacidad de heterodinar dos señales y producir otras de frecuencias diferentes. REF. 9.

3.5.1. TRANSCONDUCTANCIA DE CONVERSION.

El elemento activo que trabaja como mezclador posee una propiedad fundamental conocida como transconductancia de conversión g_c y se define por la relación; REF. 10.

$$g_c = \frac{I_{if}}{E_{rf}} \quad (3-14)$$

donde:

I_{if} = Corriente de salida pico del mezclador en frecuencia intermedia

E_{rf} = Voltaje pico de la señal de entrada en frecuencia de RF.

3.5.2. CONDUCTANCIA MUTUA.

En operación convencional del mezclador, el voltaje pico del os-

El oscilador local es aproximadamente igual al voltaje de corte del transistor y es grande comparado con la señal de RF. Bajo estas condiciones, la conductancia mutua g_m del mezclador será función solamente del voltaje del oscilador local aplicado. Como ejemplo de esto se muestra la figura 3.14.

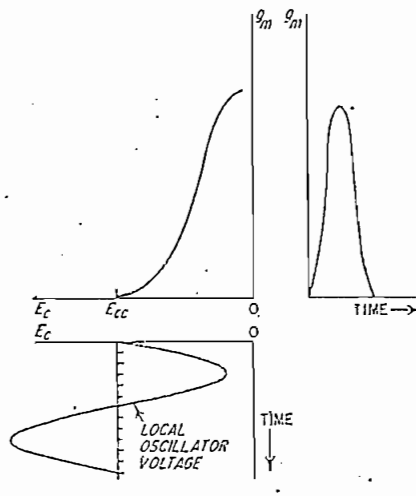


FIGURA 3.14 TRANSCONDUCTANCIA MUTUA DEL MEZCLADOR VERSUS SEÑAL DEL OSCILADOR LOCAL.

Las variaciones en g_m con el tiempo como una función de la señal del oscilador local pueden expresarse como una serie de Fourier.

$$g_m = a_0 + a_1 \cos W_{l_0} t + a_2 \cos 2W_{l_0} t + \dots \quad (3-15)$$

donde W_{l_0} = frecuencia del oscilador local en radianes por segundo; REF. 11.

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g_m(t) d(W_{10} t) \quad (3-16)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g_m(t) \cos(n W_{10} t) d(W_{10} t) \quad (3-17)$$

3.5.3 PRODUCTOS DE CONVERSION.

Cuando se aplica una señal de RF a la compuerta del transistor - en presencia de una señal de oscilador local, la corriente de drenaje instantánea resultante i_D está dada por la relación: REF. 12.

$$i_D = g_m \text{ Erf Sen } (W_{rf} t) \quad (3-18)$$

entonces:

$$\begin{aligned} i_D &= a_0 \text{ Erf Sen } (W_{rf} t) + a_1 \text{ Cos } W_{10} t \text{ Erf Sen } (W_{rf} t) + \\ &+ a_2 \text{ Cos } 2 W_{10} t \text{ Erf Sen } (W_{rf} t) + \text{-----} \\ &= a_0 \text{ Erf Sen } (W_{rf} t) + \text{Erf} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{ Sen } (W_{rf} t) \text{ Cos } (n W_{10} t) \\ i_D &= a_0 \text{ Erf Sen } (W_{rf} t) + \frac{1}{2} \text{ Erf} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{ Sen } (W_{rf} + n W_{10}) t + \\ &+ \frac{1}{2} \text{ Erf} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{ Sen } (W_{rf} - n W_{10}) t \end{aligned} \quad (3-19)$$

como se puede ver, la sección de conversión de frecuencia es una de las partes más importantes del receptor, la corriente de salida es una señal compleja que contiene muchas componentes de las cuales, aun que no aparecen en la ecuación 3-19, las más importantes son:

1. Una componente uniforme o de c.c.

2. Una componente cuya frecuencia es la de la señal original.
3. Una componente cuya frecuencia fundamental es la del oscilador local
4. Una componente cuya frecuencia es igual a la suma de las frecuencias de la señal y del oscilador..
5. Una componente cuya frecuencia es igual al valor absoluto de la diferencia entre las frecuencias de la señal y del osciladodor.

También están presentes en el circuito de salida del mezclador - otras numerosas componentes de señal. Por ejemplo, las armónicas sucesivas del oscilador mezcladas con la señal recibida y que producen los batidos suma y diferencia, batiendo entre si nuevamente las frecuencias suma y diferencia con las señales originales, y así sucesivamente. Sin embargo, las cinco componentes arriba enumeradas son de amplitud mucho mayor que cualquiera de las frecuencias de batido de "orden más elevado", las cuales pueden ser despreciadas.

Es importante recordar que, de todas las componentes enumeradas, las de los números 4 y 5 (así como la número 2) contienen la modulación de la señal original. Como la señal introducida por el oscilador local no está modulada, el proceso de conversión de frecuencia - no afecta a la forma de onda de modulación que es común para las diversas componentes.

Como todas estas componentes son de diferentes frecuencias, cualquiera de ellas puede ser separada de las otras insertando un circuito resonante selector de frecuencia adecuada, sintonizado a su frecuencia propia, en el circuito de salida del dispositivo de conversión de frecuencia, formado por $L_6 - C_6$ en el ejemplo de la figura 3.13.

Si la selectividad de radio-frecuencia o del mezclador es inadecuada, se reciben dos frecuencias de señal las cuales se pueden mezclar con la frecuencia del oscilador y producir una frecuencia de batido en la misma frecuencia intermedia. Una de estas señales de radio-frecuencia es la frecuencia de la señal deseada para la que está proyectado el receptor. La otra frecuencia se llama interferencia imagen. La señal de la estación deseada y la de interferencia imagen aparecerán ambas como señales que tienen el mismo valor que la frecuencia intermedia en el circuito de salida del mezclador.

Si la frecuencia intermedia seleccionada es $(W_{rf} + W_{lo})$, el único término de interés en la ecuación 3-19 será aquel que contiene el factor $\text{Sen } (W_{rf} + W_{lo})$, determinando que la corriente de salida del mezclador sea:

$$I_D = \frac{1}{2} \text{ Erf } Q_1 \text{ Sen } (W_{rf} + W_{lo})t \quad (3-20)$$

Si lo que nos interesa es el valor pico de la corriente de salida I_D se tiene:

$$I_D = \frac{1}{2} \text{Erf } \alpha_1 \quad (3-21)$$

reemplazando α_1 por el equivalente de acuerdo a la constante de Fourier definida por la ecuación 3-17

$$I_D = \frac{1}{2\pi} \text{Erf} \int_0^{2\pi} g_m(t) \cos(W_{10} t) d(W_{10} t) \quad (3-22)$$

De aquí se puede concluir, en base a la relación 3-14, que la transductancia de conversión de nuestro mezclador será:

$$g_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g_m(t) \cos(W_{10} t) d(W_{10} t) \quad (3-23)$$

Finalmente, cabe anotarse que aún en el caso de que la señal del oscilador local no contenga armónicas, todos los términos de la ecuación 3-19 estarán presentes en la corriente de drenador del transistor debido a que las armónicas de la frecuencia del oscilador local son generadas dentro de este transistor.

3.6 RECEPTOR DE FM.

El receptor de FM es un típico receptor superheterodino, diseñado para recibir señales de radiodifusión moduladas en frecuencia entre 88 y 108 MHz., en él, las etapas de audiofrecuencia deben ser altamente compatibles con la calidad del servicio que se pretende obtener.

DESCRIPCION EN BLOQUES 3.28

Dicho receptor se conecta con la salida del mezclador y es el que se encarga de procesar la señal producto de la mezcla hasta entregarla a nivel de audio. Consecuentemente debe estar sintonizado a la misma frecuencia de la señal que sale del mezclador. Para mayor seguridad resulta conveniente seleccionar una frecuencia que no se halle ocupada dentro del área de trabajo del receptor. Para fines de demostración en el presente trabajo se ha fijado la frecuencia de 88 MHz.

REFERENCIA DEL CAPITULO III.

- REF. 1.- Manual de Antenas, Woodrow Smith, Editorial Hispano Americano S.A., Buenos Aires 1967, Capítulo VII.
- REF. 2.- Handbook of Electronic Components and Circuits, John D. Lenk, Prentice-Hall, Inc., New Jersey 1974, sección 2-15.
- REF. 3.- Idem REF. 2. sección 2-11
- REF. 4.- Idem REF. 2. sección 2-26
- REF. 5.- Idem REF. 2. acápite 2-26-7
- REF. 6.- Todos los fundamentos teóricos sobre osciladores que se exponen en esta sección han sido extraídos de los copiados de la materia de electrónica dictada al 3er. Curso de Ingeniería Electrónica de la EPN, Quito 1973.
- REF. 7.- Ingeniería Electrónica y de Radio, Frederick Terman, Buenos Aires 1952, sección 14-12
- REF. 8.- The Radio Amateurs VHF Manual, Edward P. Tilton-Douglas A. Blakeslee; The American Radio Relay League, Inc., Connecticut 1972. Chapter 4.
- REF. 9.- Idem REF. 8
- REF. 10.- Electronic Designers' Handbook, Landee-Davis-Albrecht, McGraw-Hill Book Company, USA 1957. sección 7.5
- REF. 11.- Idem REF. 9 página 7-61
- REF. 12.- Idem REF. 10

CAPÍTULO IV.

DISEÑO DEL RECEPTOR PARA LA BANDA DE 72 MHz.

4.1 INTRODUCCION.

De acuerdo a lo que se mencionó en la sección 3.1 lo que se debe diseñar es el circuito conversor de frecuencias que ha de acoplarse al receptor de FM, el mismo que se obtiene en el mercado según las especificaciones impuestas por el servicio que se desea mantener. Como se puede ver en la figura 3.1 el circuito conversor de frecuencias está formado por el amplificador de RF, el oscilador local y el mezclador; consecuentemente la tarea de diseño se referirá a estas tres etapas.

Sin embargo de que la banda de 72 MHz para el servicio STL comprende sólo el rango de 72 a 73 MHz, es posible que el receptor concebido pueda operar en toda la banda de 72 MHz atribuída a los servicios Fijo y Móvil entre 72 y 75 MHz, dependiendo únicamente de la frecuencia del cristal que controla el oscilador.

4.2 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE RF.

Como se indicó en la figura 3.5 el circuito a utilizarse es el que se grafiza a continuación en la figura 4.1.

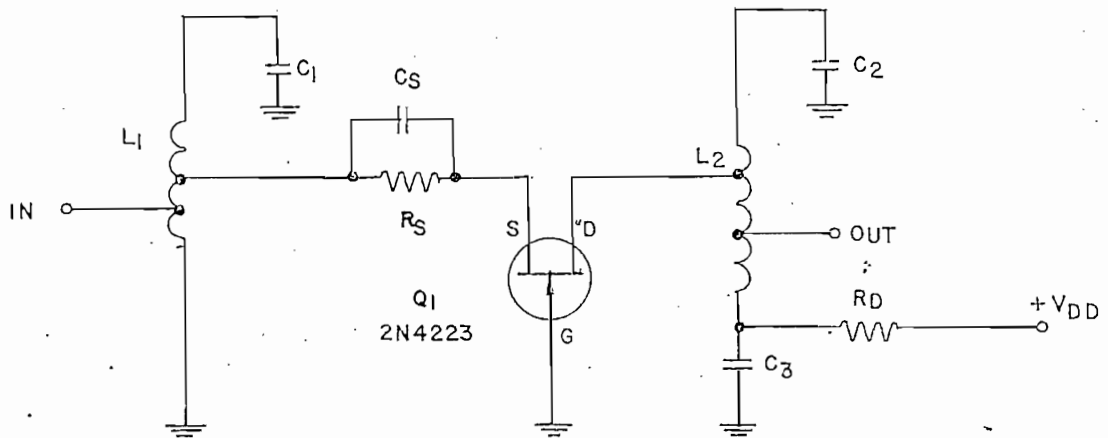


FIGURA 4-1 AMPLIFICADOR DE RF.

El transistor utilizado es el FET 2N4223, cuyas características constantes en el Anexo son aptas para el desempeño de la función encomendada

4.2.1 POLARIZACIÓN.

Se emplea el método de autopolarización, para lo cual se traza la línea de carga $1/R_S$ sobre las curvas características de transferencia del FET, como se indica en el gráfico 4.2

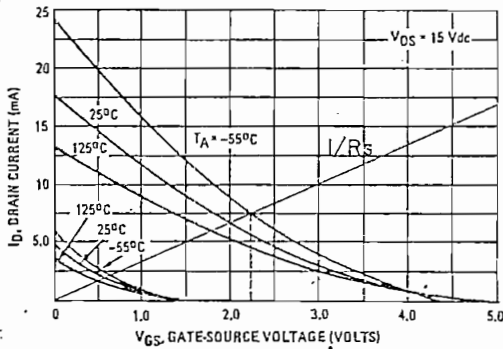


FIGURA 4-2 CORRIENTE DE DRENAJE VERSUS VOLTAJE PUERTA FUENTE Y LINEA DE CARGA $1/R_S$

aquí tenemos:

$$V_{GS} (\text{min}) = 0,5 \text{ V}$$

$$V_{GS} (\text{max}) = 2,25 \text{ V}$$

$$I_D (\text{min}) = 2 \text{ mA}$$

$$I_D (\text{max}) = 7,5 \text{ mA}$$

Entonces:

$$R_S = \frac{(2,25 - 0,5)V}{(7,5 - 2)\text{mA}} = 318 \ \Omega$$

Si se toma el valor estandar $300 \ \Omega$, la máxima caída de tensión en R_S será:

$$V_{RS} = 7,5 \times 300 = 2,25 \text{ V}$$

Partiendo de un voltaje de fuente $V_{DD} = 15 \text{ V}$, la diferencia $V_{DD} - V_{RS} = 15 - 2,25 = 12,75 \text{ V}$, se encontrará distribuída entre R_D como V_{RD} y drenador y fuente como V_{DS} en el transistor, pudiendo asimilar perfectamente que: $V_{RD} = 6,38 \text{ V}$ y $V_{DS} = 6,37 \text{ V}$

Entonces:

$$R_D = \frac{V_{RD}}{I_D (\text{max})} = \frac{6,38}{7,5} = 851 \ \Omega$$

siendo factible el uso del valor estandar 680 Ω

4.2.2. CONSIDERACIONES EN RADIOFRECUENCIA.

Para calcular C_s , como se dijo en la sección 3.3.2 se tiene la condición:

$$X_{CS} < \frac{R_S}{5}, \text{ entonces}$$

$$\frac{1}{\omega C_s} < \frac{R_S}{5} = \frac{318}{5}$$

Si la frecuencia de recepción es 75 MHz, se tiene:

$C_s > 33,4 \text{ pf}$; pero la práctica ha dado el conocimiento de que vale usar un capacitor de $0,005 \mu\text{f}$; cosa similar sucede con el condensador C_3 cuyo valor se adopta en $0,005 \mu\text{f}$.

Ahora conviene determinar si el FET es o no estable, para lo cual se extraen de las hojas de datos los parámetros "y" del transistor: -

REF. 1

$$Y_{ig} = Y_{11} = 5,1 + j1,6 \text{ mmho}$$

$$Y_{fg} = Y_{21} = -4,95 + j0,35 \text{ mmho}$$

$$Y_{rg} = Y_{12} = -0,02 - j0,04 \text{ mmho}$$

$$Y_{og} = Y_{22} = 0,02 + j0,7 \text{ mmho}$$

El subíndice g indica que la compuerta (gate) hace las veces de terminal común . REF. 2.

Entonces, según la ecuación 3-2

$$C = \frac{|Y_{12} \ Y_{21}|}{2g_{11} g_{22} - R_e (Y_{12} \ Y_{21})} \quad (4-1)$$

$$C = \frac{|(-0,02-j0,04) (-4,95+j0,35)|}{2 \times 5,1 \times 0,02 - R_e [(-0,02-j0,04) (-4,95+j0,35)]}$$

$$C = 2,44$$

Por tanto el FET es potencialmente inestable.

A fin de garantizar el funcionamiento del transistor adoptamos el método de desacoplamiento de impedancias, para lo cual consignamos los siguientes datos, como condiciones conocidas o preestablecidas, en base al circuito de la figura 3.7 .

DISEÑOR DEL RECEPTOR 4.6

- $G_S^* = 30 \text{ mmho}$, conductancia correspondiente a un monopolo de 36Ω de impedancia.
- $G_{IN}^* = G_S^*$ para que exista acoplamiento entre la antena y el receptor.
- $G_L^* = 5,84 \text{ mmho}$, corresponde al valor de la conductancia - óptima de la fuente de control del FET mezclador (acá pite 4.4.2) conectado con fuente a tierra.
- Rechazo de imagen 45 db a 13 MHz de la frecuencia central.
- Frecuencia de sintonía 75 MHz.

El método de desacoplamiento implica el diseño de los circuitos apropiados de sintonía, a la entrada y a la salida del amplificador, de modo que se obtengan las admitancias óptimas en la fuente y en la carga del FET, garantizando así cierto grado de estabilidad del circuito.

Para esto, se puede considerar $L_1 = L_2 = 0,3 \mu\text{H}$,
se tiene: $WL = \frac{1}{WC}$

$$C = \frac{1}{W^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 75 \times 10^6)^2 \times 0,3 \times 10^{-6}} = 15 \times 10^{-12} \text{ Farad.}$$

Por tanto: $C_1 = C_2 = 15 \text{ pf.}$

La reactancia de los elementos de los circuitos resonantes será:

$$\begin{aligned} X_L = X_C = \omega L &= 2\pi \times 75 \times 10^6 \times 0,3 \times 10^{-6} \\ &= 141,37 \ \Omega \end{aligned}$$

Las admitancias a desacoplar son:

Entrada del circuito

$$Y_s = G_s + jB_s \text{ Admitancia de fuente de control del FET.}$$

$$Y_{11} = g_{11} + jb_{11} \text{ Admitancia de entrada del FET con los terminales de salida en cortocircuito.}$$

Salida del circuito

$$Y_L = G_L + jB_L \text{ Admitancia de carga del FET}$$

$$Y_{22} = g_{22} + jb_{22} \text{ Admitancia de salida del FET con los terminales de entrada en cortocircuito.}$$

Si se asimila que $B_s \approx -b_{11}$ y $B_L \approx -b_{22}$, se logran muchas simplificaciones en los cálculos y la exactitud no es afectada como para que se altere el funcionamiento del circuito. Más aún, éste puede diseñarse con elementos sintonizables que producen variaciones de B_s y B_L de manera que los valores verdaderos, pueden conseguirse en el laboratorio, logrando así la máxima ganancia con una precisión tal como si se hubiesen resuelto las ecuaciones completas. REF. 3.

Entonces, lo que se trata de desacoplar, ahora es G_s con g_{11} y G_L con g_{22} en una relación R , de modo que:

$$R = \frac{G_L}{g_{22}} = \frac{G_s}{g_{11}} \quad (4-2)$$

La relación R de desacoplamiento se determina mediante la expresión:

$$R = \sqrt{k \frac{|Y_{12} Y_{21}| + \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21})}{2g_{11} g_{22}}} - 1 \quad (4-3)$$

donde k es el factor de estabilidad de Stern, cuyo valor recomendable es de 3 o 4.

Luego, si $k = 4$

$$R = \sqrt{4 \frac{0,22 + 0,11}{2 \times 5,1 \times 0,02}} - 1 = 1,54$$

Entonces:

$$G_s = R \times g_{11} = 1,54 \times 5,1$$

$$G_s = 7,85 \text{ mmho}$$

$$G_L = R \times g_{22} = 1,54 \times 0,02$$

$$G_L = 0,031 \text{ mmho}$$

de donde : $R_s = 127,4 \Omega$ y $R_L = 32,26 \text{ k}\Omega$

son las impedancias óptimas de fuente y carga que se han de conectar al FET. REF. 4.

Si fuera práctico establecer el valor de G_L o R_L logrado, la ganancia de potencia resultaría ser: REF. 5.

$$G_p = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia de entrada}} \quad (4-4)$$

$$G_p \approx \frac{|Y_{21}|^2 G_L}{(G_L + g_{22})^2 \operatorname{Re} \left(Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{g_{22} + G_L} \right)} \quad (4-5)$$

$$G_p = \frac{|-4,95 + j0,35|^2 \cdot 0,031}{(0,031 + 0,02)^2 \operatorname{Re} \left[5,1 + j1,6 - \frac{(-0,02 - j0,04)(-4,95 + j0,35)}{0,02 + 0,031} \right]}$$

$$G_p = 101,79 \quad \text{es lo mismo que:}$$

$$G_p = 20,08 \text{ db}$$

Desafortunadamente G_L es muy pequeña para ser lograda en forma conveniente, sin embargo, los cálculos realizados sugieren que el FET en este amplificador debe trabajar con una carga muy alta que a la vez resulte práctica. Esto significa que: el drenador se conectará con el tope del circuito resonante o tanque de salida de modo que en referencia a la figura 4.3 $N_{1L}/N_{2L} = 1$; el valor real de $R_L^* = 1/G_L^*$ se conectará a dicho tanque por medio de un punto de derivación en un sitio convenientemente bajo, y finalmente, el Q de la bobina sin carga debe tener el valor práctico más elevado. REF. 6.

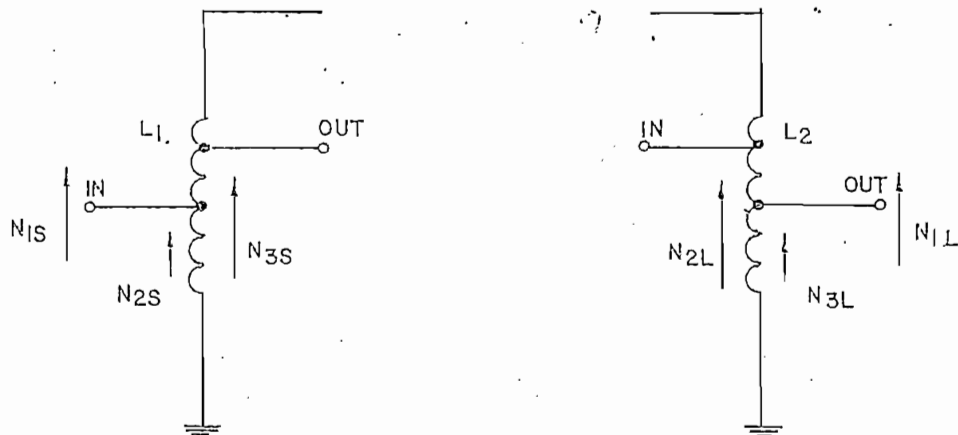


FIGURA 4.3 TRANSFORMADORES DE ENTRADA Y SALIDA DEL AMPLIFICADOR

Durante la tarea de conseguir una impedancia alta para el circuito práctico de salida se imponen las siguientes condiciones algo arbitrarias:

$Q_{LU} = 200$ Factor de mérito de la bobina de salida sin carga.

$N_{1L}/N_{3L} = 5$ Relación del número total de vueltas de la bobina de carga al número de vueltas de la salida de la misma.

$N_{1L}/N_{2L} = 1$ Relación del número total de vueltas de la bobina de carga al número de vueltas en la entrada de la misma.

De acuerdo a esto, la impedancia del tanque de salida en resonancia resulta ser:

$$Q_{LU} X_c = 200 \times 141,37 = 28.274 \Omega$$

de donde, el mínimo valor que se logrará para G_L será:

$$G_L = \frac{1}{Q_{LU}^2 X_c} + \frac{G_L^*}{(N_{1L}/N_{3L})^2} \quad (4-6)$$

$$= \frac{1}{28.274} + \frac{5,84 \times 10^{-3}}{(5)^2} = 0.269 \text{ mmho}$$

$$G_L \text{ m\u00ednimo} = 0,269 \text{ mmho}$$

$$\text{Por tanto : } R_L \text{ max} = \frac{1}{G_L \text{ m\u00ednimo}} = 3.718 \Omega$$

R_L max. viene a ser el valor verdadero de la impedancia m\u00e1xima que se obtiene para el circuito pr\u00e1ctico de salida.

Asumiendo temporalmente que la resistencia de salida del FET (ROUT) no constituye una carga apreciable para el circuito resonante, el factor de m\u00e9rito Q_{LL} de \u00e9ste con carga es:

$$Q_{LL} = \frac{R_L \text{ max}}{X_c} = \frac{3.718}{141,37} = 26.3$$

La respuesta de frecuencia por parte del circuito tanque se puede encontrar a partir de la relaci\u00f3n:

$$\rho \text{ [db]} = 20 \cdot \log_{10} \left[1 - \left(\frac{Q_L \cdot 2 \Delta f}{f_0} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (4-7)$$

donde ρ es la atenuaci\u00f3n a Δf MHz fuera de resonancia y f_0 es la frecuencia de resonancia. REF. 7.

Entonces:

$$A_L = 20 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{26,3 \times 2 \times 13}{75} \right)^2 \right]^{1/2} = 19,25 \text{ db}$$

Como la atenuación deseada a 13 MHz de f_0 , es de 45 db, lo que falta se puede completar con el tanque de entrada cuya atenuación ha de ser:

$$A_S = 45 - 19,25 = 25,75 \text{ db}$$

Se puede adoptar, sin inconvenientes, el valor 26 db, con lo cual:

$$26 \text{ db} = 20 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{Q_{SL} \times 2 \times 13}{75} \right)^2 \right]^{1/2} \quad \text{de donde:}$$

$$Q_{SL} = 57,48$$

es el factor de mérito de la bobina de entrada con carga.

Entonces sí se pueden calcular los parámetros del circuito de entrada.

La conductancia G_{IN} de entrada del FET está dada por la relación

$$G_{IN} = g_{11} - \operatorname{Re} \left(\frac{Y_{12} Y_{21}}{g_{22} + G_L} \right) \quad (4-8)$$

$$G_{IN} = 5,1 - \operatorname{Re} \left[\frac{(-0,02 - j0,04)(-4,95 + j0,35)}{0,02 + 0,269} \right] \text{ mmho}$$

$$G_{IN} = 4,71 \text{ mmho}$$

$$R_{IN} = \frac{1}{G_{IN}} = \frac{1}{4,71} = 212,3 \text{ } \Omega$$

El factor de mérito Q_{SU} del tanque de entrada sin carga, puede estimarse también en 200, o sea que $Q_{SU} = 200$.

Luego se deben determinar las relaciones entre los números de vueltas de las diversas conexiones a la inductancia de entrada, según el circuito equivalente, figuras 4.4 y 4.5.

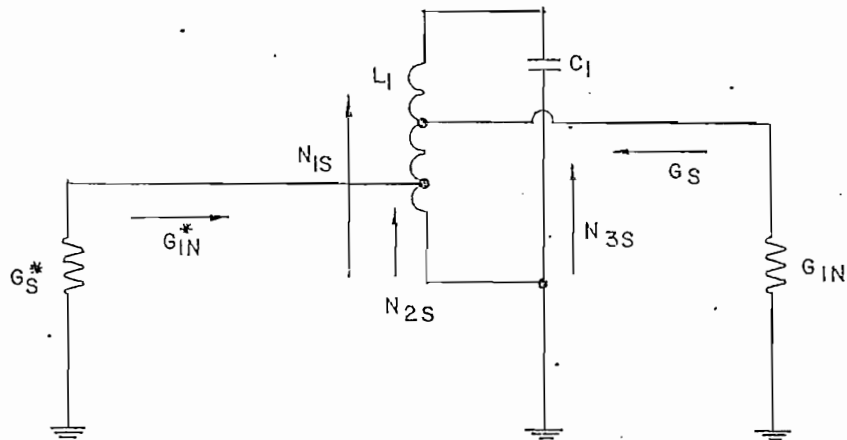


FIGURA 4.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR DE RF

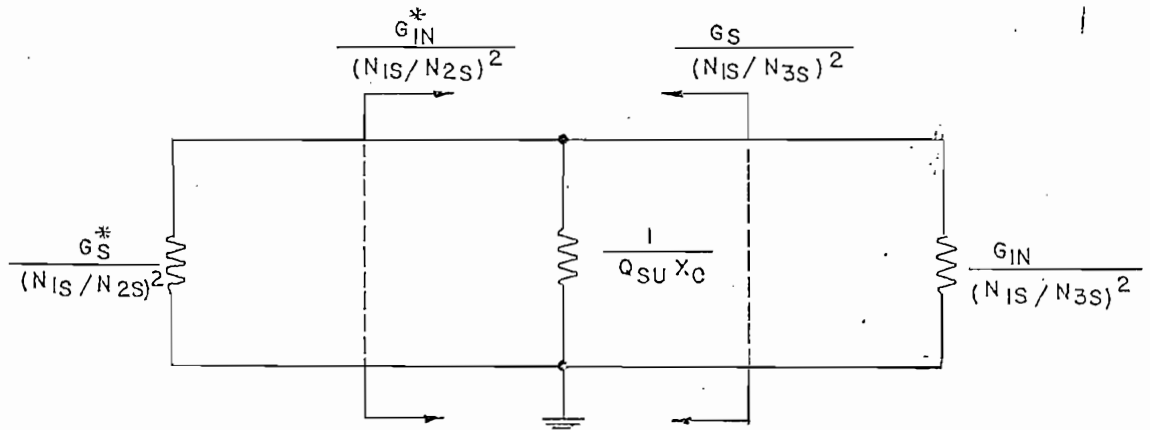


FIGURA 4.5 CONDUCTANCIAS EN EL CIRCUITO EQUIVALENTE DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR DE RF, REFERIDAS A LA PARTE SUPERIOR DEL TANQUE

De acuerdo a la figura 4.5, se tiene:

$$\frac{G_{IN}^*}{(N_{1S}/N_{2S})^2} = \frac{1}{Q_{SU} X_C} + \frac{G_{IN}}{(N_{1S}/N_{3S})^2} \quad (4-9)$$

$$\frac{1}{Q_{SL} X_C} = \frac{1}{Q_{SU} X_C} + \frac{G_{IN}}{(N_{1S}/N_{3S})^2} + \frac{G_S^*}{(N_{1S}/N_{2S})^2} \quad (4-10)$$

se resuelve este sistema de dos ecuaciones donde las incógnitas son (N_{1S}/N_{2S}) y (N_{1S}/N_{3S}) , sabiendo que:

$$G_{IN}^* = 30 \text{ mmho}$$

$$Q_{SL} = 57,48$$

$$\begin{aligned} X_c &= 141,37 \\ Q_{SU} &= 200 \\ G_{IN} &= 4,71 \text{ mmho} \\ G_S^* &= 30 \text{ mmho} \end{aligned}$$

N_{1S}/N_{2S} = Relación del número total de vueltas de la bobina de fuente al número de vueltas de la entrada en la misma.

N_{1S}/N_{3S} = Relación del número total de vueltas de la bobina de fuente al número de vueltas de la salida en la misma.

Entonces:

$$\begin{aligned} \left(\frac{N_{1S}}{N_{2S}} \right)^2 &= 2 G_S^* Q_{SL} X_c \\ &= 2 \times 30 \times 10^{-3} \times 57,48 \times 141,37 \\ &= 487,56 \end{aligned}$$

$$\frac{N_{1S}}{N_{2S}} = 22$$

de la ecuación 4-9 se tiene

$$\begin{aligned} \frac{G_{IN}}{(N_{1S}/N_{3S})^2} &= \frac{G_S^*}{(N_{1S}/N_{2S})^2} - \frac{1}{Q_{SU} X_c} \\ \frac{4,71 \times 10^{-3}}{(N_{1S}/N_{3S})^2} &= \frac{30 \times 10^{-3}}{487,56} - \frac{1}{200 \times 141,37} \\ \left(\frac{N_{1S}}{N_{3S}} \right)^2 &= 183,09 \quad ; \quad \frac{N_{1S}}{N_{3S}} = 13,5 \end{aligned}$$

Con esto podemos encontrar ahora el valor real que tiene la conductancia G_S de la fuente de control del FET, para lo cual se establece la siguiente ecuación a partir de la figura 4-5.

$$\frac{G_S}{(N_{1S}/N_{3S})^2} = \frac{1}{Q_{SU} X_C} + \frac{G_S^*}{(N_{1S}/N_{2S})^2} \quad (4-11)$$

$$G_S = 183,09 \left(\frac{1}{200 \times 141,37} + \frac{30 \times 10^{-3}}{487,56} \right)$$

$$= 0,0177$$

$$G_S = 17,7 \text{ mmho} \quad \text{de donde}$$

$$R_S = 56,4 \Omega$$

Teniendo los valores verdaderos de fuente G_S y de carga G_L del amplificador, se puede comprobar la estabilidad del mismo por medio de la fórmula de Stern o ecuación 3-3.

$$k = \frac{2(\Sigma_{11} + G_S)(\Sigma_{22} + G_L)}{|Y_{12} \ Y_{21}| + R_e (Y_{12} \ Y_{21})}$$

$$k = \frac{2(5,1 + 17,7)(0,02 + 0,269)}{0,22 + 0,113}$$

$$k = 39$$

lo que quiere decir que el circuito será altamente estable.

Estamos ahora en condiciones de calcular la conductancia G_{OUT} de salida del FET con la relación

$$G_{OUT} = \Sigma_{22} - R_e \cdot \left(\frac{Y_{12} \ Y_{21}}{\Sigma_{11} + G_S} \right) \quad (4-12)$$

$$G_{OUT} = 0,02 - R_e \left[\frac{(-0,02 - j0,04)(-4,95 + j0,35)}{5,1 + 17,7} \right]$$

$$G_{OUT} = 0,015 \text{ mmho} \quad \text{de donde}$$

$$R_{OUT} = 66,5 \text{ K } \Omega$$

Y si volvemos al factor de mérito Q_{LL} con carga del circuito resonante de salida, se puede ahora demostrar, con el cálculo preciso,

que lo que se asumió al comienzo es válido; la ecuación para el efecto es:

$$\frac{1}{Q_{LL} \times C} = \frac{1}{Q_{LU} \times C} + \frac{G_{OUT}}{(N_{1L} / N_{2L})^2} + \frac{G_L^*}{(N_{1L} / N_{3L})^2} \quad (4-13)$$

$$\frac{1}{Q_{LL} \times 141,37} = \frac{1}{200 \times 141,37} + \frac{0,015 \times 10^{-3}}{1} + \frac{5,84 \times 10^{-3}}{25}$$

$$Q_{LL} = 24,9$$

Para mayor claridad se resumen a continuación los parámetros de diseño de las bobinas de entrada y salida del amplificador.

Bobina de entrada

$$Q_{su} = 200$$

$$Q_{sL} = 57,48$$

$$L_1 = 0,3 \text{ } \mu\text{H}$$

$$\frac{N_{1S}}{N_{2S}} = 22$$

$$\frac{N_{1S}}{N_{3S}} = 13,5$$

Bobina de salida

$$Q_{LU} = 200$$

$$Q_{LL} = 24,9$$

$$L_2 = 0,3 \text{ } \mu\text{H}$$

$$\frac{N_{1L}}{N_{2L}} = 1$$

$$\frac{N_{1L}}{N_{3L}} = 5$$

finalmente, conociendo todos los parámetros del amplificador, se puede obtener la ganancia real que produce el mismo a partir de la ecuación 4-5

$$G_P = \frac{|-4,95 + j0,35|^2 \cdot 0,269}{(0,269 + 0,02)^2 \operatorname{Re} \left[5,1 + j1,6 - \frac{(-0,02 - j0,04)(-4,59 + j0,35)}{0,02 + 0,269} \right]}$$

$$G_P = 16,84 \quad \text{de donde}$$

$$G_P = 12,26 \quad \text{db}$$

De este valor deben rebajarse las pérdidas que producen los circuitos resonantes de entrada y salida; las pérdidas de potencia de la entrada están dadas por la relación: REF. 6.

$$P_S = 10 \log \frac{\left[\frac{G_S^*}{(N_{1S}/N_{2S})^2} + \frac{G_{IN}}{(N_{1S}/N_{3S})^2} \right]^2}{4 \left[\frac{G_S^*}{(N_{1S}/N_{2S})^2} \right] \left[\frac{G_{IN}}{(N_{1S}/N_{3S})^2} \right]} + 20 \log \frac{Q_{SU}}{Q_{SU} - Q_{SL}} \quad (4-14)$$

Entonces:

$$P_S = 10 \log \frac{\left(\frac{30}{487,56} + \frac{4,71}{183,09} \right)^2}{4 \frac{30}{487,56} \times \frac{4,71}{183,09}} - 20 \log \frac{200}{200 - 57,48} = 3,74 \quad \text{db}$$

las pérdidas de potencia de la salida se dan por:

$$P_L = 10 \log \frac{\left[\frac{G_L}{(N_{1L}/N_{2L})^2} \right]}{\left[\frac{G_L^*}{(N_{1L}/N_{3L})^2} \right]} \quad (4-15)$$

$$P_L = 10 \log \frac{\frac{0,269}{1}}{\frac{5,84}{25}} = 0,61 \quad \text{db}$$

De aquí se deduce que la ganancia de potencia de la etapa amplificada de RF es:

$$\begin{aligned} G_{PE} &= G_P - P_S - P_L \\ &= 12,26 - 3,74 - 0,61 \end{aligned}$$

$$G_{PE} \approx 7.9 \text{ db}$$

4.3 DISEÑO DEL OSCILADOR.

Se puede utilizar el transistor de silicio tipo NPN número 2N5222 cuyas características constan en el anexo.

4.3.1 POLARIZACION.

El circuito típico de polarización es el que consta en la figura 4.6.

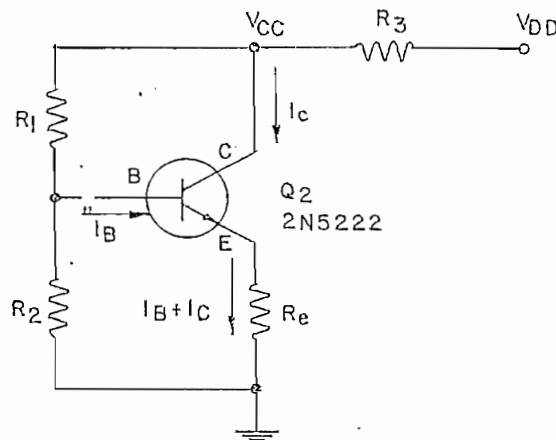


FIGURA 4.6 CIRCUITO DE POLARIZACION DEL TRANSISTOR 2N5222

donde podemos asumir que:

$$V_{DD} = 15 \text{ V} \text{ Voltaje de la fuente de alimentación}$$

$$V_{CE} = 9 \text{ V} \text{ Voltaje entre colector y emisor}$$

$$I_C = 3 \text{ mA} \text{ Corriente de colector}$$

$$\beta = 55 \text{ ganancia típica de corriente en el transistor con emisor común}$$

$$R_e = 1 \text{K } \Omega$$

Entonces:

El voltaje de emisor V_E resulta ser

$$V_E = R_e \cdot I_C = 1 \times 10^3 \times 3 \times 10^{-3} = 3 \text{ V}$$

El voltaje de colector V_C será

$$V_C = V_E + V_{CE} = 3 + 9 = 12 \text{ V}$$

$$\text{pero } V_C = V_{CC}$$

$$\text{además } V_B \approx V_{BE} + V_E$$

$$= 0,65 + 3 = 3,65 \text{ V}$$

donde V_{BE} es el voltaje de juntura del diodo base-emisor del transistor.

$$\text{Ahora: } I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{3}{55} = 0,055 \text{ mA}$$

la corriente I_{1-2} en la rama $R_1 R_2$ puede considerarse tan grande con relación a la corriente de base de modo que su efecto sobre R_1 y R_2

es casi imperceptible, así por ejemplo si

$$I_{1-2} = 15 I_B = 15 \times 0,055 = 0,825 \text{ mA. REF. 8}$$

entonces

$$R_2 = \frac{V_B}{I_{1-2}} = \frac{3,65}{0,825} = 4,42 \text{ K } \Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{1-2}} = \frac{12-3,65}{0,825} = 10,12 \text{ K } \Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{DD} - V_{CC}}{I_{c+I_{1-2}}} = \frac{15-12}{3+0,825} = 784 \Omega$$

4.3.2 CONSIDERACIONES EN RADIOFRECUENCIA.

Tomando en cuenta el circuito de polarización y las necesidades del receptor para el cual se realiza este estudio, conviene considerar el circuito oscilador de la figura 4.7.

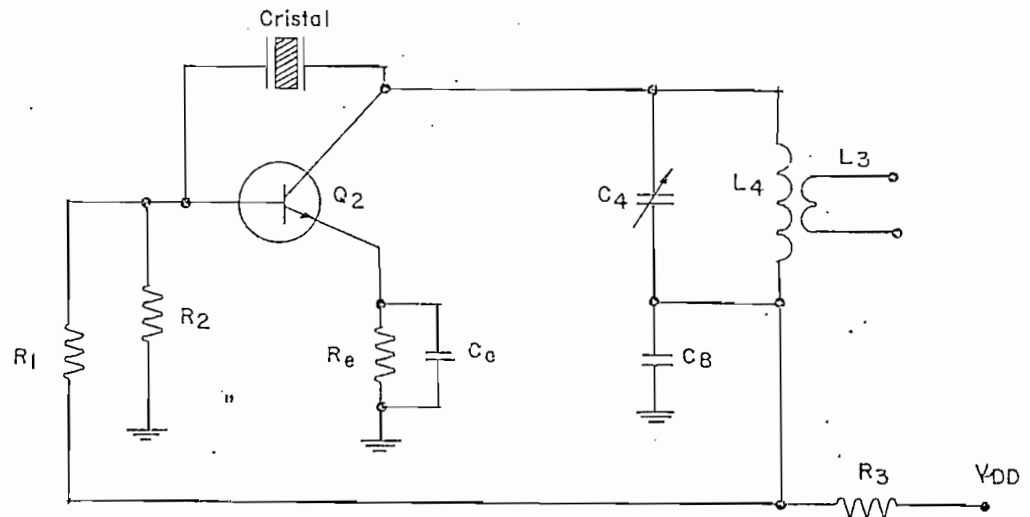


FIGURA 4.7 OSCILADOR A CRISTAL EN BASE AL CIRCUITO PIERCE

Como quedó establecido en el capítulo 3.4.2, Z_1 está dada por la capacidad C_{CE} interelectródica entre colector y emisor, su magnitud - está por el orden de los 2pf,; Z_3 está representada por el cristal en la forma que se indica en la igualdad 3-8, donde r_x está por el orden de las decenas de ohms, L_x en las unidades de Henrios, C_x en las centésimas de pico-faradios siendo mucho menor de C_o que está por el orden de las unidades de pico-faradios. Finalmente, Z_2 está representada por el circuito LC en paralelo formado por L_4 y C_4 , radicando en este punto la diferencia con el oscilador de la figura 3.12, esto se lo hace con el fin de contar con el transformador $L_3 - L_4$ para poder extraer la señal y llevarla hacia el mezclador, su característica consiste en presentar una reactancia total de tipo capacitivo de manera que se cumpla con la condición 3-10.

$$g_m \geq r_x \omega^2 C_1 C_2$$

En base a los valores típicos de g_m y r_x se puede llegar a tener idea de la magnitud de C_2 que representa la reactancia negativa - que debe producir el circuito $L_4 - C_4$ para que se mantenga la oscilación:

$g_m = 50 \text{ mmho}$ Valor típico de la transconductancia de un transistor. REF. 9

$r_x = 200 \Omega$ Valor típico de la resistencia de un cristal de

cuarzo . REF. 10.

$$f = 13 \times 10^6 \text{ Hz} \quad \text{frecuencia de oscilación}$$

Entonces:

$$C_2 \leq \frac{g_m}{r_x W^2 C_1} = \frac{g_m}{r_x (2\pi f)^2 C_1}$$

$$C_2 \leq \frac{50 \times 10^{-3}}{200 \times 4\pi^2 (13)^2 10^{12} \times 2 \times 10^{-12}} = 1,87 \times 10^{-8}$$

$$C_2 \leq 0,0187 \mu\text{f} = 18.700 \text{ pf}$$

Lo que significa que cualquier capacidad, propia del circuito $L_4 - C_4$ o parásita, va a coadyuvar en la constitución de la impedancia Z_2 necesaria para mantener la oscilación del circuito.

Luego, la frecuencia de oscilación va a estar determinada por los parámetros L_x y C_x propios del cristal, de acuerdo a lo concluído en la ecuación 3-13, es decir

$$W_1 = \frac{1}{\sqrt{L_x \cdot C_x}}$$

según esto, el cristal a usarse debe estar calibrado para que de acuerdo a sus parámetros oscile a la frecuencia de nuestro interés, o sea 13 MHz .

Por otra parte, el circuito $L_4 - C_4$ no es más que un circuito resonante en paralelo que sintoniza la frecuencia fundamental a la salida del oscilador y que permite el paso de la misma hacia el mezclador

por inducción en L_3 . El cálculo se lo realiza a partir de la relación :

$$W^2 = \frac{1}{L_4 C_4}$$

Si, $L_4 = 0,75 \text{ } \mu\text{H}$, entonces

$$C_4 = \frac{1}{W^2 L_4} = \frac{1}{4 \pi^2 (13)^2 \cdot 10^{12} \times 0,75 \times 10^{-6}}$$

$$C_4 \approx 200 \text{ pf.}$$

Por último, C_6 y C_8 son condensadores cuyas impedancias deben estar muy por debajo de R_e y R_3 respectivamente, siendo práctico el uso de $0,005 \text{ } \mu\text{f}$.

4.4 DISEÑO DEL MEZCLADOR.

el procedimiento es similar al utilizado en el diseño amplificador de RF.

El circuito a emplearse es el que se dió como ejemplo en la figura 3.13 y que nuevamente se ilustra en la figura 4.8

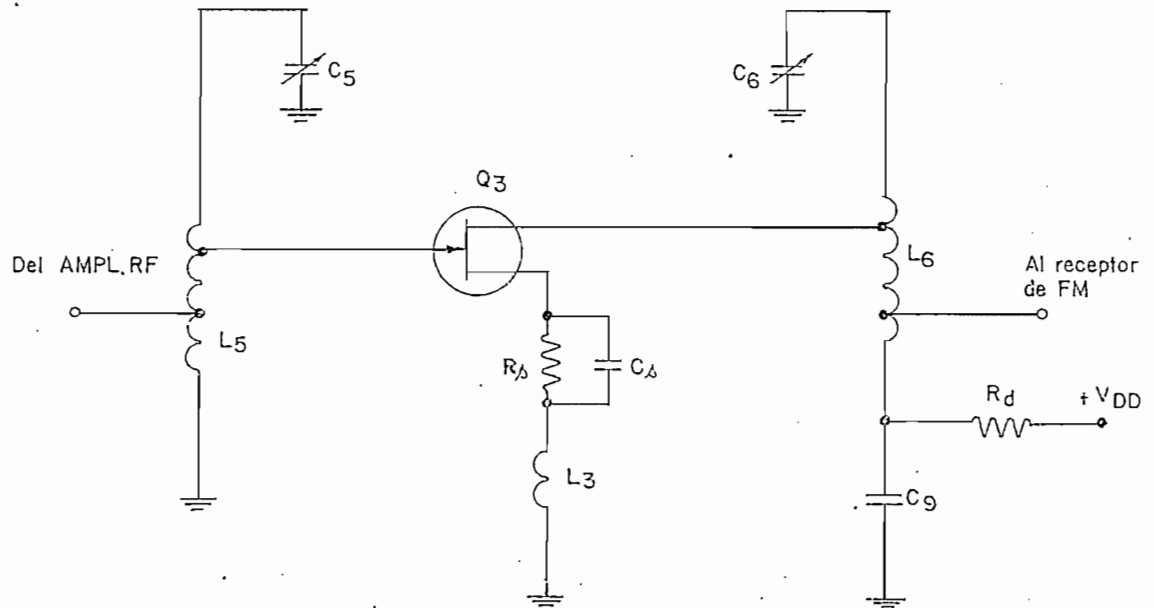


FIGURA 4.8 CIRCUITO MEZCLADOR

Como se observa en la figura 4.8, el circuito mezclador es también similar al del amplificador de RF; utiliza un transistor de efecto de campo que por conveniencia es igual al del amplificador, o sea el 2N4223. La señal modulada de RF entra por la compuerta y la del oscilador local, por la fuente.

4.4.1 POLARIZACION.

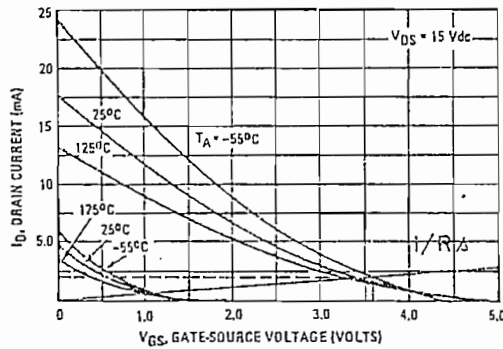


FIGURA 4.9 LINEA DE CARGA $1/R_A$ PARA EL MEZCLADOR

Como se dijo en la sección 3.5, el criterio fundamental en la polarización es que el transistor debe trabajar cerca del punto de corte.

De la figura 4.9 se tiene: REF. 12

$$V_{GS} \text{ (min)} = 1 \text{ V}$$

$$V_{GS} \text{ (max)} = 3.6 \text{ V}$$

$$I_D \text{ (min)} = 1 \text{ mA}$$

$$I_D \text{ (max)} = 2 \text{ mA}$$

por consiguiente

$$R_A = \frac{3.6-1}{2-1} = 2.6 \text{ K}\Omega$$

REF. 13

$$V_{RA} = 2 \times 2,6 = 5,2 \text{ V}$$

$$V_{DD} - V_{RA} = 15 - 5,2 = 9,8 \text{ V}$$

Se puede asumir que:

$$V_{DS} = 6 \text{ V, por tanto } V_{Rd} = 3,8 \text{ V}$$

$$\text{Luego } R_d = \frac{3,8}{2} = 1,9 \text{ K}\Omega$$

4.4.2 CONSIDERACIONES EN RADIOFRECUENCIA.

En forma similar a lo que se dijo en el acápite 4.2.2 C_L y C_a tienen el valor de $0,005 \mu\text{f}$.

A fin de evitar oscilaciones en el transistor, se determina su estabilidad mediante la ecuación 3-2, para lo cual se extraen los parámetros "Y" de las correspondientes hojas de datos en el anexo; hay que tomar en cuenta que el FET va conectado con fuente a tierra y que la frecuencia en la entrada es de 75 MHz y en la salida de 88 MHz.

$$Y_{is} = Y_{11} = 0,2 + j 1,8 \text{ mmho}$$

$$Y_{fs} = Y_{21} = 4,95 - j0,75 \text{ mmho}$$

$$Y_{rs} = Y_{12} = -0,02 - j0,45 \text{ mmho}$$

$$Y_{os} = Y_{22} = 0,02 + j0,7 \text{ mmho}$$

El subíndice s indica que la fuente (source) hace las veces de terminal común.

Luego:

$$C = \frac{|Y_{12} \cdot Y_{21}|}{2 g_{11} g_{22} - \text{Re}(y_{12} Y_{21})}$$

$$C = \frac{(-0,02 - j0,45)(4,95 - j0,75)}{2 \times 0,2 \times 0,02 - \text{Re}[(-0,02 - j0,45)(4,95 - j0,75)]}$$

$$C = 5,07.$$

lo que significa que el FET es potencialmente inestable.

Para conseguir que funcione el circuito se adopta el método de de sacoplamiento de impedancias, para lo cual se considera el circuito de la figura 4.10 que es el equivalente de la figura 4.8 desde el punto de vista de la señal de radiofrecuencia. REF. 14.

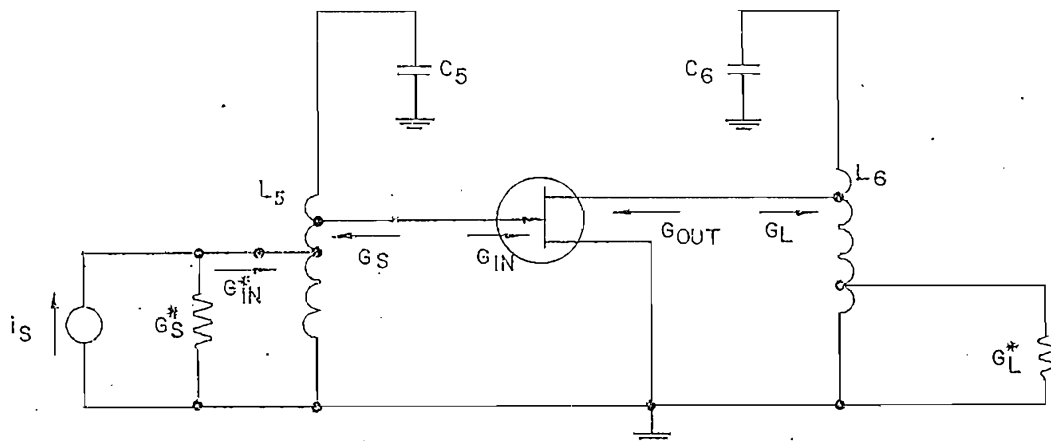


FIGURA 4.10 CIRCUITO A-C EQUIVALENTE DEL MEZCLADOR CON FET CONECTADO CON FUENTE COMUN

En el circuito indicado se tiene:

- $G_s^* = 0,269$ mmho, conductancia mínima obtenida para el circuito práctico de salida del amplificador de RF.

- $G_{IN}^* = G_s^*$

- $G_L^* = 20$ mmho, corresponde al inverso de la impedancia de 50Ω que se ha establecido para la salida del mezclador.

- la inductancia de L_3 es muy pequeña de modo que su efecto sobre la impedancia total del circuito puede considerarse despreciable.

- frecuencia de entrada 75 MHz

- frecuencia de salida 88 MHz

Si se establece que $L_5 = L_6 = 0,3 \mu H$, resulta:

$$C_5 = \frac{1}{(2\pi \cdot 75 \times 10^6)^2 \times 0,3 \times 10^{-6}} = 15 \text{ pf}$$

$$C_6 = \frac{1}{(2\pi \cdot 88 \times 10^6)^2 \times 0,3 \times 10^{-6}} = 10,9 \text{ pf}$$

con lo cual las reactancias de los elementos de los circuitos resonantes a la entrada y a la salida del mezclador serán:

$$\begin{aligned} X_{L_5} = X_{C_5} &= 2\pi \times 75 \times 10^6 \times 0,3 \times 10^{-6} \\ &= 141,37 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_{L_6} = X_{C_6} &= 2\pi \times 88 \times 10^6 \times 0,3 \times 10^{-6} \\ &= 165,88 \Omega \end{aligned}$$

Partiendo de la aproximación aplicada en el diseño del amplificador de RF, es decir que $B_s \approx -b_{11}$ y $B_L \approx -B_{22}$, toca desacoplar G_s con g_{11} y G_L con g_{22} utilizando las relaciones 4-2 y 4-3 y como factor de estabilidad $k = 4$.

Entonces:

$$R = \sqrt{4 \frac{2,2551 - 0,4365}{2 \times 0,2 \times 0,02}} - 1 = 29,2$$

Luego: $G_s = 29,2 \times 0,2 = 5,84 \text{ mmho}$

$G_L = 29,2 \times 0,02 = 0,58 \text{ mmho}$

en donde: $R_s = 171,2 \Omega$ y $R_L = 1.724 \Omega$

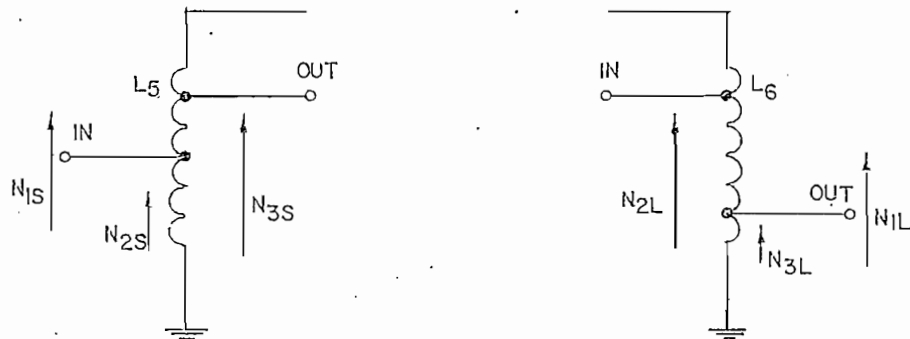


FIGURA 4.11 TRANSFORMADORES DE ENTRADA Y SALIDA DEL MEZCLADOR

El valor encontrado para G_L nos hace suponer que el drenador del FET debe conectarse con la parte más alta de L_6 , mientras que el valor de $G_L^* = 20 \text{ mmho}$ nos da a entender que la carga del mezclador tam

bién debe conectarse con L6 pero a través de un punto de derivación, de tal manera que bien vale aplicar las siguientes relaciones:

$$N_{1L}/N_{3L} = 5 \text{ y } N_{1L}/N_{2L} = 1$$

Si se establece como factor de mérito de la bobina sin carga $Q_{LU} = 200$, la impedancia del tanque L_6-C_6 será:

$$Q_{LU} X_c = 200 \times 165,88 = 33.176 \Omega$$

y mediante la ecuación 4-6 se puede obtener el valor verdadero que va a tener G_L .

$$G_L = \frac{1}{33.176} + \frac{20 \times 10^{-3}}{(5)^2} = 0,83 \text{ mmho}$$

de donde

$$R_L = 1.204,6 \Omega$$

Usando la ecuación 4-8, se determina la conductancia de entrada G_{IN} DEL FET.

$$G_{IN} = 0,2 - \text{Re} \left[\frac{(-0,02 - j0,45)(4,95 - j0,75)}{0,02 + 0,83} \right]$$

$$G_{IN} = 0,7135 \text{ mmho}$$

Ahora podemos pasar a revisar lo que sucede con el circuito tanque L5 - C5 de entrada al mezclador y para esto, podemos asumir que el factor de mérito de la bobina sin carga $Q_{SU} = 200$ y de la bobina con carga $Q_{SL} = 25$.

En base a las figuras 4.4 y 4.5 y a las ecuaciones 4-9 y 4-10,

se tiene.

$$\left(\frac{N_{1S}}{N_{2S}}\right)^2 = 2 G_S^* Q_{SL} X_C$$

$$\left(\frac{N_{1S}}{N_{2S}}\right)^2 = 2 \times 0,269 \times 10^{-3} \times 25 \times 141,37 = 1,9$$

$$\frac{N_{1S}}{N_{2S}} = 1,4$$

además:

$$\frac{G_{IN}}{(N_{1S}/N_{3S})^2} = \frac{G_{IN}^*}{(N_{1S}/N_{2S})^2} - \frac{1}{Q_{SU} X_C}$$

$$\frac{0,7135 \times 10^{-3}}{(N_{1S}/N_{3S})^2} = \frac{0,269 \times 10^{-3}}{1,9} - \frac{1}{200 \times 141,37}$$

$$\frac{N_{1S}}{N_{3S}} = 2,6$$

Para mejor apreciación se resumen a continuación los parámetros de diseño de las bobinas L5 y L6 de entrada y salida del mezclador, respectivamente.

Bobina de Entrada

$$Q_{SU} = 200$$

$$L_5 = 0,3 \text{ } \mu\text{H}$$

$$\frac{N_{1S}}{N_{2S}} = 1,4$$

$$\frac{N_{1S}}{N_{3S}} = 2,6$$

Bobina de salida

$$Q_{LU} = 200$$

DISEÑO DEL RECEPTOR 4.33

$$L6 = 0,3 \text{ MH}$$

$$\frac{N_{1L}}{N_{2L}} = 1$$

$$\frac{N_{1L}}{N_{3L}} = 5$$

REFERENCIA DEL CAPITULO IV

- REF. 1.- Handbook of Electronic Components and Circuits, John D. Lenk; Prentice - Hall, Inc., New Jersey 1974, sección 2-26
- REF. 2.- Idem REF. 1 acápite 2-26-1
- REF. 3.- Idem REF. 1 acápite 2-26-3 y 4
- REF. 4.- Idem REF. 1 página 196
- REF. 5.- Idem REF. 1 página 194
- REF. 6.- Idem REF. 1 en general el método adoptado en el diseño de este amplificador es el que da al acápite 2-26-7
- REF. 7.- Idem REF. 1 página 210
- REF. 8.- Transistor basics: a Short Course; George C. Satanley, Jr.: Hayden Book Company, Inc., New York 1970 Chapter 3.
- REF. 9.- Electrónica Integrada, Millman-Halkias, Barcelona 1976
- REF. 10.- Ingeniería Electrónica y de Radio, Frederick Terman, Buenos Aires 1952 sección 14-10
- REF. 11.- The Radio Amateur's VHF Manual; Edward P. Tilton - Douglas A. Blakeslee; The American Radio Relay League, Inc., Connecticut, 1972, Chapter 4.
- REF. 12.- Directory of Electronic Circuits, Matthew Mandl, Prentice-Hall, Inc., New Jersey 1966
- REF. 13.- Idem REF. 1 Sección 2.15
- REF. 14.- Idem REF. 1 Sección 2.26.7

CAPITULO V

MEDICIONES DE LABORATORIO.

5.1 INTRODUCCION.

Una vez diseñadas las etapas que intervienen en el convertidor de frecuencias, previamente al montaje se procede a acoplar dichas etapas.

5.1.1. ACOPLAMIENTO ENTRE AMPLIFICADOR DE RF Y MEZCLADOR.

Se trata de acoplar dos circuitos resonantes en paralelo, el formado por $L_2 - C_2$ a la salida del amplificador de RF, Fig. 4.1 y por $L_5 - C_5$ a la entrada del mezclador, Figura 4.8; por esta razón se puede afirmar que nos encontramos ante un caso de acoplamiento de alta impedancia.

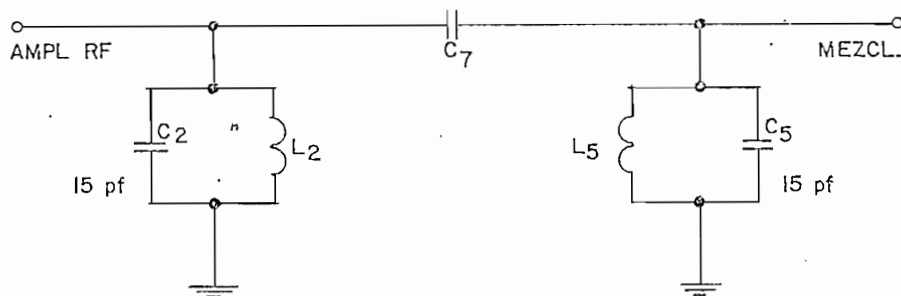


FIGURA 5.1 ACOPLAMIENTO ENTRE AMPLIFICADOR DE RF Y MEZCLADOR.

En este caso se cumple la relación, REF. 1.

$$K \approx \frac{C_7}{\sqrt{C_2 \cdot C_5}} \quad (5-1)$$

donde K es el coeficiente de acoplamiento entre las dos bobinas en caso de estar acopladas inductivamente.

Cuando la transferencia de energía es máxima, el coeficiente de acoplamiento es crítico K_c y su valor está dado por: REF. 2

$$K_c = \frac{1}{\sqrt{Q_p \cdot Q_s}} \quad (5-2)$$

$$Q_p = Q_{LL} = 24.9 \quad \text{Factor de mérito de } L_2 \text{ con carga}$$

$$Q_s = Q_{SL} = 25 \quad \text{Factor de mérito de } L_5 \text{ con carga}$$

Entonces:

$$K_c = \frac{1}{\sqrt{24,9 \times 25}} = 0,04$$

$$C_7 = K_c \times \sqrt{C_2 \cdot C_5} = 0,04 \times \sqrt{15 \times 15}$$

$$C_7 = 0,6 \text{ p f}$$

El condensador C_7 de acoplamiento debe ser lo más pequeño posible y preferiblemente menor de 1p.f.

5.1.2 ACOPLAMIENTO ENTRE OSCILADOR Y MEZCLADOR.

Como se dijo ya entre las condiciones de diseño del mezclador de la sección 4.4.2, la inductancia L_3 que es la que acopla estas dos etapas es muy pequeña, apenas supera la centésima de μH , de modo que su efecto sobre la impedancia total de los dos circuitos puede considerarse despreciable.

5.1.3 CIRCUITO CONVERSOR DE FRECUENCIAS.

Para mejor apreciación se grafiza en la figura 5.2, la forma como queda el circuito completo del convertidor de frecuencias, el mismo que más adelante debe conectarse con el receptor de FM

En el cuadro N° 1 del anexo se encuentra el listado de todos los elementos que intervienen en este circuito con los valores calculados.

5.1.4 MONTAJE DEL CONVERSOR DE FRECUENCIAS.

El montaje del circuito diseñado ha sido hecho únicamente con fines demostrativos. Bajo este criterio se parte de una tarjeta de baquelita (11,2 x 8,7 cmts) en donde se ha impreso el circuito de conexiones y se han distribuido los elementos, como se muestra en la fotografía N° 1 del anexo. En la misma foto se puede apreciar hacia la esqui

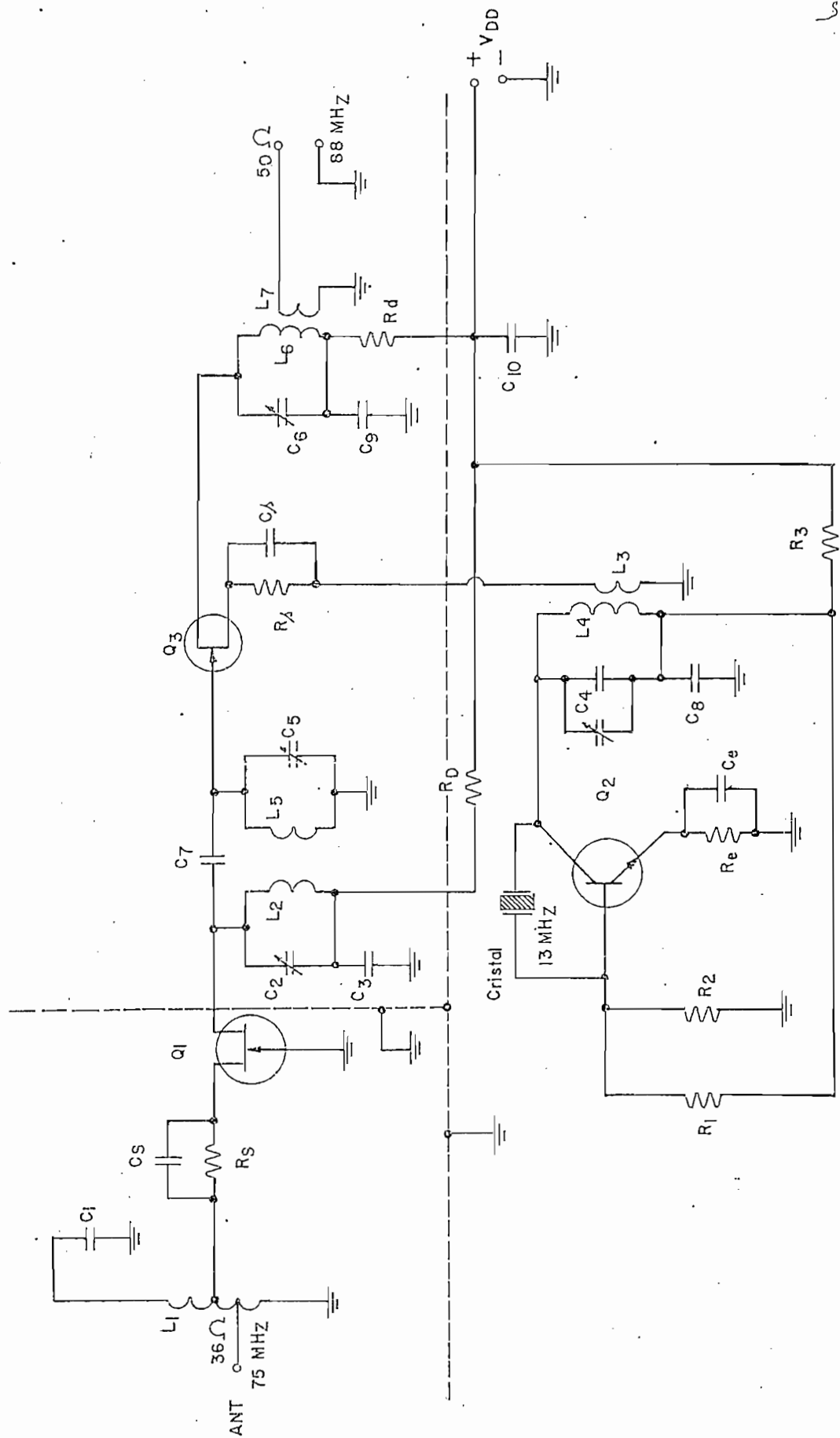


FIGURA 5.2 CIRCUITO DEL CONVERSION DE FRECUENCIAS

na superior izquierda el amplificador de RF, hacia la derecha, el mezclador y hacia la parte inferior el oscilador. En igual forma se puede apreciar que es indispensable el uso de pantallas de blindaje tanto entre las etapas del circuito conversor como en su exterior.

5.2 MONTAJE DEL RECEPTOR.

Bajo la tónica del montaje con fines demostrativos, como se anotó en el acápite anterior, el montaje del receptor completo para el sistema STL se logra mediante el acoplamiento de la antena y del receptor de FM al conversor de frecuencias, para esto se deben diseñar los circuitos de acoplamiento convenientes.

Pese a que la antena necesaria para este servicio debe ser una direccional de alta ganancia, la empleada en el laboratorio es un simple monopolo cuyas características se describen más adelante. En forma similar, el receptor de FM, contrariando a los requisitos, es un tipo bolsillo de baja calidad, marca RIVIERA, modelo FR-15, con dia-grama y características expuestos en los cuadros N^o 2 del anexo.

5.2.1 ACOPLAMIENTO DE ANTENA.

De acuerdo a la figura 3.6, en la sección 4.2.2. se estableció - la condición $G_{IN}^* = G_S^* = 30 \text{ mmho}$ lo que quiere decir que la impedancia en la entrada del amplificador de radiofrecuencia es resistiva y -

de un valor de aproximadamente 36 ohmios. Tomando en cuenta que la antena a utilizarse en este diseño es un monopolo cuyas características físicas permiten que su impedancia sea compleja; con el objeto de lograr la máxima transferencia de energía, se impone el uso de una red de acoplamiento para lo cual se emplea la carta de Smith que consta en el cuadro N° 4 del anexo.

5.2.1.1 IMPEDANCIA DE ANTENA.

En primer lugar se determina la impedancia de la antena:

$H = 60,5$ cm altura de la antena

$a = 2,5$ mm radio medio de la antena

$f = 75$ MHz frecuencia de recepción

$\lambda = 4$ m.

$$\text{Luego: } \frac{H}{\lambda} = \frac{0,605}{4} = 0,15$$

$$\frac{a}{\lambda} = \frac{2,5 \times 10^{-3}}{4} = 62,5 \times 10^{-5}$$

Con estos valores medidos sobre los ejes y curvas correspondientes del cuadro N° 3 del anexo, se obtiene:

$R_A = 11 \Omega$ resistencia de la antena

$X_A = -j 200 \Omega$ reactancia de la antena

$Z_A = 11 - j 200$ impedancia de la antena.

5.2.1.2 RED DE ACOPLAMIENTO.

Ahora se deben acoplar las impedancias como se muestra en la figura 5.3

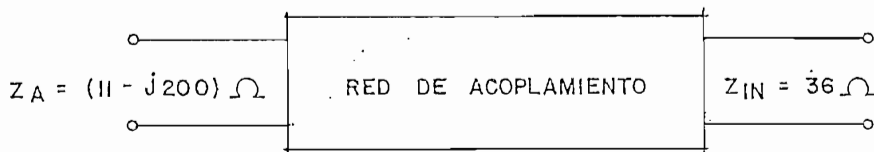


FIGURA 5.3 DIAGRAMA BLOQUE DEL ACOPLAMIENTO ENTRE ANTENA Y AMPLIFICADOR DE RF.

Normalizamos las impedancias con relación a 36Ω , figura 5.4

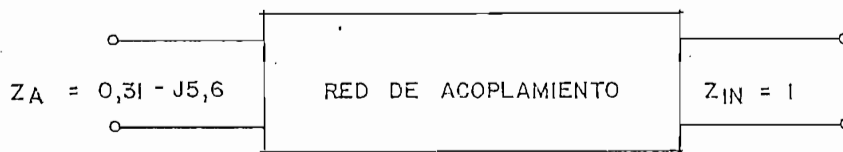


FIGURA 5.4 DIAGRAMA BLOQUE DEL ACOPLAMIENTO CON IMPEDANCIAS NOMALIZADAS PARA 36Ω

Sobre la carta de Smith citada nos desplazamos desde el punto Z_A

hasta los puntos Z_{A1} y Z_{A2} a través de la circunferencia resistiva de valor 0,31 y se tiene:

$$Z_{A1} = 0,31 - j 0,46$$

$$Z_{A2} = 0,31 + j 0,46$$

$$Z_{A1} - Z_A = 0,31 - j0,46 - (0,31 - j5,6) = j5,14$$

equivalente a poner una bobina en serie con la entrada del receptor

$$Z_{A2} - Z_A = 0,31 + j0,46 - (0,31 - j5,6) = j6,06$$

equivalente también a poner una bobina en serie con la entrada del receptor.

Desde los puntos Z_{A1} y Z_{A2} nos desplazamos diagonalmente hasta Y_{A1} y Y_{A2} : respectivamente y se tiene:

$$Y_{A1} = 1 + j1,55$$

$$Y_{A2} = 1 - j1,55$$

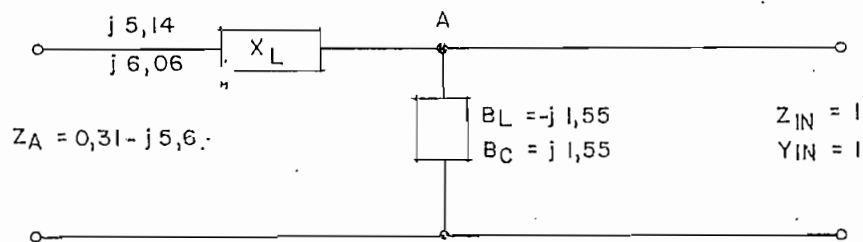


FIGURA 5.5. RED DE ACOPLAMIENTO NORMALIZADA

Haciendo referencia a la figura 5.5, partiendo desde Z_A nos hallamos en el punto A con dos posibles valores de admitancia, por lo que para llegar a Z_{IN} se debe añadir en este punto alguna susceptancia.

$$Y_{IN} - Y_{A1} = 1 - (1 + j1,55) = -j1,55$$

equivalente a intercalar en A una susceptancia inductiva.

$$Y_{IN} - Y_{A2} = 1 - (1 - j1,55) = j1,55$$

equivalente a intercalar en A una susceptancia capacitiva.

Los valores de los elementos de la red serán:

$$X_{L1} = 36 \times j5,14 = j\omega L_1$$

$$L_1 = \frac{36 \times 5,14}{2 \times \pi \times 75 \times 10^6} \approx 0,39 \text{ MH}$$

$$X_{L2} = 36 \times j6,06 = j\omega L_2$$

$$L_2 = \frac{36 \times 6,06}{2 \times \pi \times 75 \times 10^6} \approx 0,46 \text{ MH}$$

$$B_L = \frac{1}{X_L}$$

$$X_L = \frac{1}{B_L} = \frac{36}{-j1,55} = j\omega L$$

$$L = \frac{36}{1,55 \times 2 \times \pi \times 75 \times 10^6} \approx 0,05 \mu\text{H}$$

$$B_c = \frac{1}{X_c}$$

$$X_c = \frac{1}{B_c} = \frac{36}{j1,55} = \frac{1}{j\omega C}$$

$$C = \frac{1,55}{36 \times 2 \times \pi \times 75 \times 10^6} = 91,4 \text{ pf}$$

De aquí resultan dos alternativas para la red de acoplamiento, Figura 5.6.

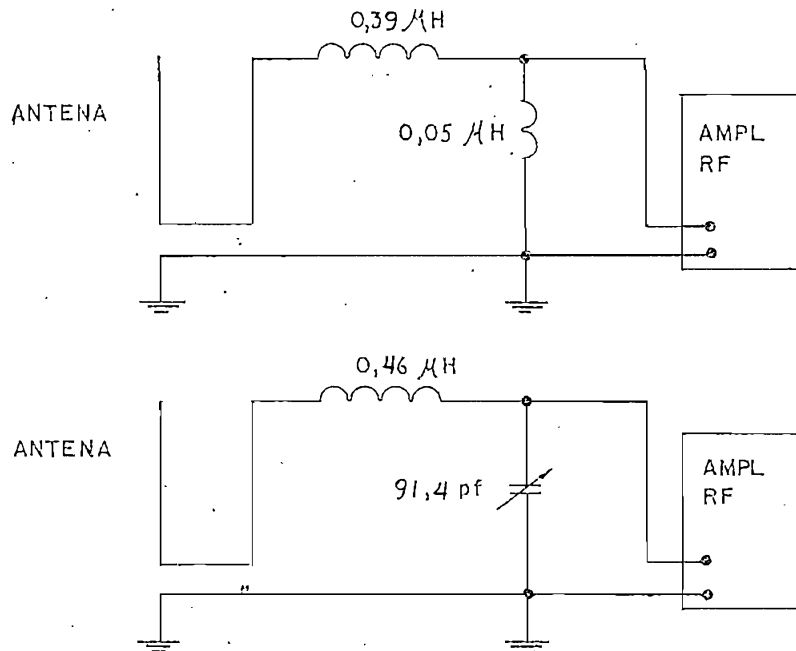


FIGURA 5.6 ALTERNATIVAS PARA LA RED DE ACOPLAMIENTO ENTRE LA ANTENA Y EL AMPLIFICADOR DE RF.

Siendo más práctico el empleo del segundo circuito puesto que al

utilizar un condensador variable se cuenta con la posibilidad de lograr un mejor ajuste en la sintonía. (Ver Nota).

5.2.2 ACOPLAMIENTO ENTRE MEZCLADOR Y RECEPTOR DE FM.

De acuerdo a la condición impuesta en el diseño del mezclador, $G_L^* = 20 \text{ mmho}$, se sabe que su impedancia de salida es de 50Ω y para acoplarlo al receptor de FM se determina en primer lugar su impedancia de entrada en base a la antena que trae acoplada; para esto nos valemos del cuadro N° 3 del anexo y se tiene:

$H = 47 \text{ cm.}$ altura de la antena del receptor de FM

$a = 1,9 \text{ mm}$ radio medio de la antena del receptor de FM

$f = 88 \text{ MHz}$ frecuencia de entrada al receptor de FM

$\lambda = 3,41 \text{ m}$ longitud de onda

Luego:

$$\frac{H}{\lambda} = \frac{0,47}{3,41} = 0,14$$

$$\frac{a}{\lambda} = \frac{1,9 \times 10^{-3}}{3,41} = 55,7 \times 10^{-5}$$

NOTA: En vista de que este circuito de acoplamiento no interviene en las mediciones y los resultados de las pruebas de recepción sin él son buenos, no se ha implementado esta red de acoplamiento.

Con estos valores se concluye aproximadamente que:

$$R_{AR} = 10 \Omega \text{ resistencia de la antena del receptor de FM}$$

$$X_{AR} = -j 220 \Omega \text{ reactancia de la antena del receptor de FM}$$

$$Z_{AR} = 10 - j220 \text{ impedancia de la antena del receptor de FM}$$

Ahora se debe acoplar la impedancia Z_{AR} a la de 50Ω , Figura 5.7, para lo cual se utiliza la carta de Smith que consta en el cuadro N° 5 del anexo.

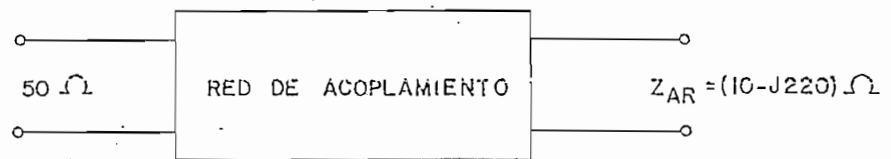


FIGURA 5.7 DIAGRAMA BLOQUE DEL ACOPLAMIENTO DEL MEZCLADOR CON EL RECEPTOR DE FM.

5.2.2.1 RED DE ACOPLAMIENTO

Se normalizan las impedancias con relación a 50Ω . Figura 5.8

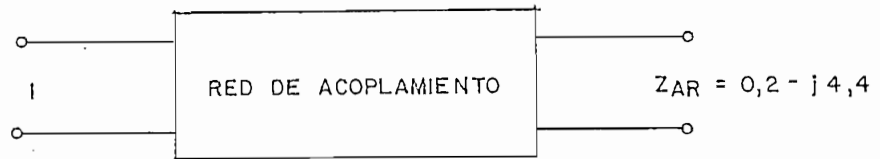


figura 5.8 DIAGRAMA BLOQUE DEL ACOPLAMIENTO CON IMPEDANCIAS NORMALIZADAS PARA 50Ω

Luego nos desplazamos desde el punto Z, a través de la circunferencia resistiva de valor 0,2, hasta el punto Z_1 y se tiene:

$$Z = 0,2 - j 4,4$$

$$Z_1 = 0,2 + j 0,41$$

$$Z_1 - Z = 0,2 + j 0,41 - (0,2 - j 4,4) = j 4,81$$

Lo que equivale a poner una bobina en serie con la entrada del receptor.

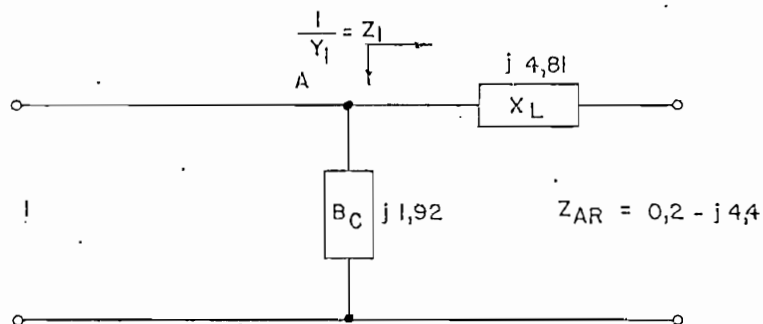


FIGURA 5.9 RED DE ACOPLAMIENTO NORMALIZADA

Nos desplazamos diagonalmente desde el punto Z_1 hasta el punto Y_1 con lo que la impedancia Z_1 se transforma en admitancia; aquí estamos en condiciones de añadir cierta susceptancia para llegar al punto Y de conductancia 1 y susceptancia cero, entonces:

$$Y_1 = 1 - j 1,92$$

$$Y = 1 + j 0$$

$$Y - Y_1 = 1 + j 0 - (1 - j 1,92) = j 1,92$$

lo que equivale a intercalar en el punto A de la figura 5.9 un condensador.

Ahora se deben encontrar los valores de los elementos reactivos:

$$X_L = 50 \times j 4,81 = j \omega L$$

$$L = \frac{50 \times 4,81}{2 \times \pi \times 88 \times 10^6} = 0,43 \mu\text{H}$$

$$B_c = \frac{1}{X_c}$$

$$X_c = \frac{1}{B_c} = \frac{50}{j 1,92} = \frac{1}{j \omega C}$$

$$C = \frac{1,92}{50 \times 2 \times \pi \times 88 \times 10^6} = 69,5 \text{ pf}$$

La red de acoplamiento queda como se indica en la figura 5.10

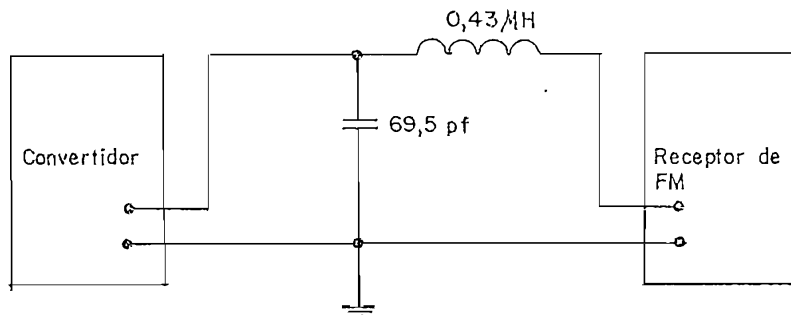


FIGURA 5.10 ACOPLAMIENTO ENTRE CONVERTIDOR DE FRECUENCIAS Y RECEPTOR DE FM

La foto N^o 2 del anexo ilustra la construcción de la red de acoplamiento representada en la figura 5.10 y la foto N^o 3, representa la forma como queda el receptor del sistema STL en su versión experimental.

5.3 RESULTADOS

Teniendo ya disponible el receptor para el sistema STL, pasamos a analizar lo que sucede con la respuesta de frecuencia, selectividad, fidelidad y sensibilidad.

5.3.1 RESPUESTA A LA FRECUENCIA.

La respuesta de frecuencia del receptor diseñado va a depender exclusivamente de las características del receptor de FM utilizado;

generalmente se admite que una respuesta en audiofrecuencia de 30 Hz a 15 KHz es suficiente para la mejor reproducción posible de las señales audibles, y que no se consigue mejora alguna empleando mayor anchura de banda de audiofrecuencias.

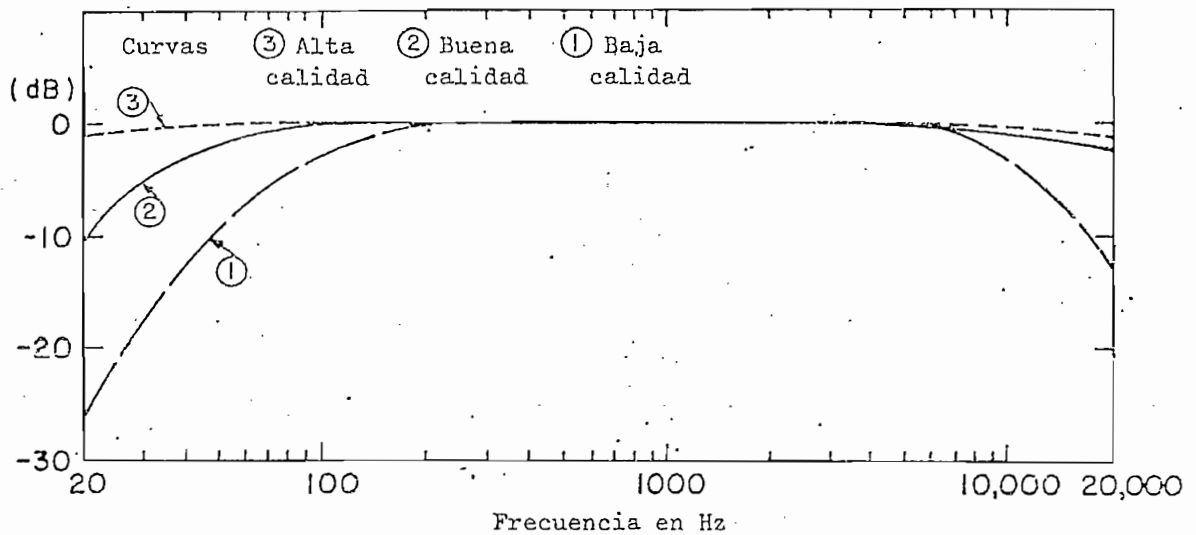


FIGURA 5.11 RESPUESTA DE UN RECEPTOR DE FM EN TODA LA GAMA DE FRECUENCIAS AUDIBLES

Los receptores de FM pueden ser divididos en tres clases: de calidad de funcionamiento "baja", "buena" y "alta"; según esto se puede obtener la respuesta de frecuencia deseada como muestra la figura 5.11.

5.3.2 SELECTIVIDAD.

La selectividad de un receptor es la medida de su aptitud para recibir la señal en que está sintonizado, con exclusión de las emisiones efectuadas en otras frecuencias.

La selectividad es una característica importante en la consecución de la mejor relación de señal a ruido posible. Está determinada principalmente por el sistema de frecuencia intermedia.

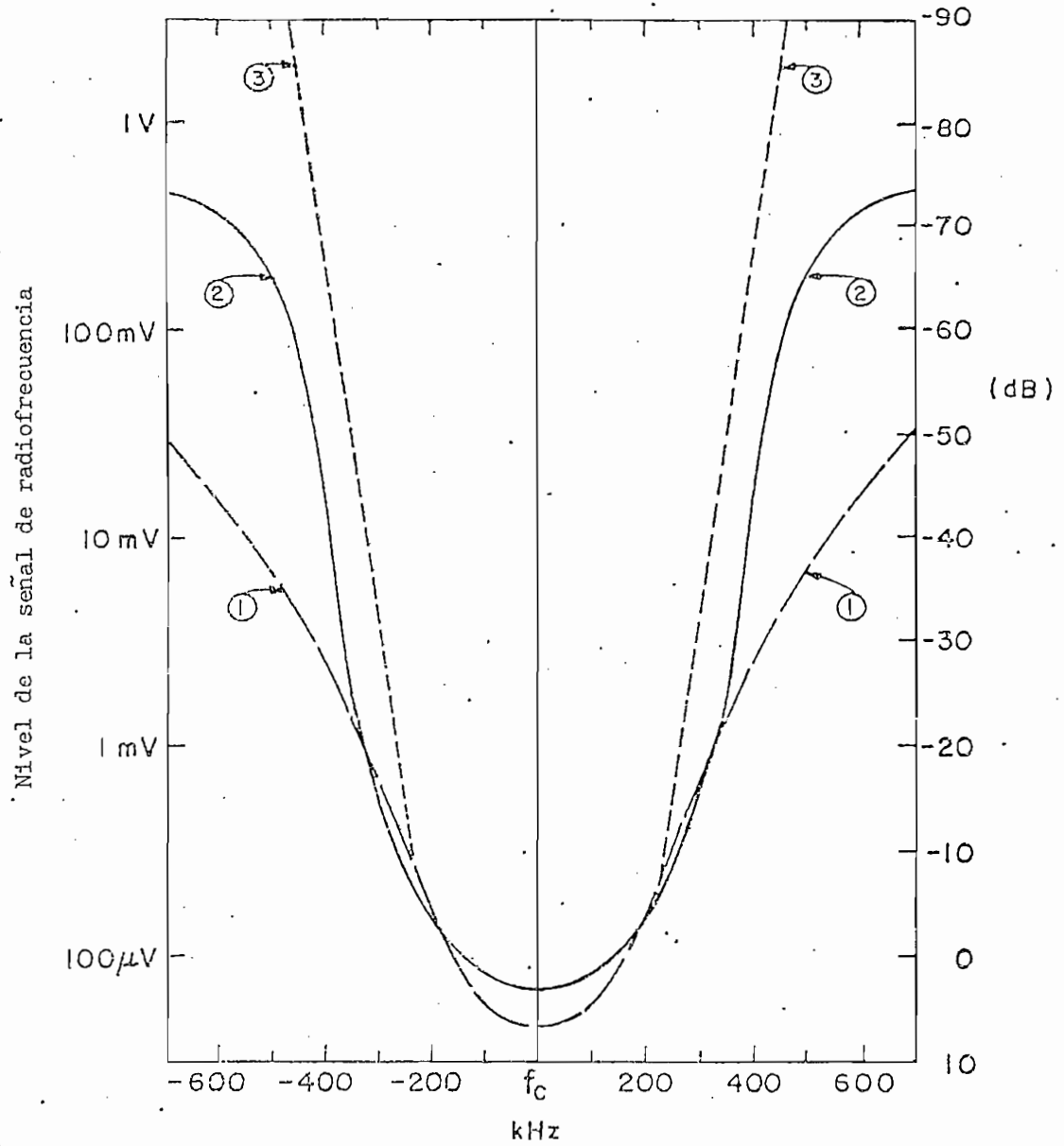
Como la selectividad del receptor total va a estar definida por la selectividad del receptor de FM, manteniéndonos dentro de la clasificación de éstos señalada en el acápite anterior, es posible conseguir la selectividad requerida en base al cuadro 5.1 y a la figura 5.12 que dan a conocer la respuesta típica de cada clase de receptor en cuanto a esta característica concierne. REF. 3

5.3.3. FIDELIDAD.

La fidelidad en los receptores es la característica que da cuenta de las variaciones que sufre la señal de salida como función de la frecuencia de modulación. En las frecuencias de modulación más bajas la fidelidad está determinada principalmente por la característica de respuesta del amplificador de audiofrecuencias. En las frecuencias más altas, la fidelidad depende de la característica del amplificador

Calidad de funcionamiento	Baja	Buena	Alta
Anchura de banda a 3 dB	150 - 180 kHz	180 - 200 kHz	180 - 220 kHz
Atenuación del canal inmediato al adyacente (\pm 400 kHz)	28 dB	45 dB	67 dB

CUADRO 5.1 ANCHURA DE BANDA DEL RECEPTOR DE F M



CURVAS.

① Baja calidad, ② Buena calidad, ③ Alta calidad

FIGURA 5.12 SELECTIVIDAD EN FI DE UN RECEPTOR DE FM

de audiofrecuencias y de la selectividad del amplificador de frecuencia intermedia. REF. 4.

En cualquiera de los casos esta característica para el receptor que nos ocupa va a estar dada por la fidelidad del receptor de FM y principalmente por el amplificador de audio que éste tenga incorporado.

La verdadera fidelidad significa la reproducción perfecta del original, por consiguiente la salida del amplificador de audiofrecuencia - debe ser exactamente igual a la entrada, con una excepción. La excepción es que la amplitud o voltaje de salida debe ser mayor que el de entrada. Este aumento de la amplitud es lo que representa la amplificación o ganancia. Sin embargo, en la práctica la salida puede ser distinta de la entrada, no sólo en amplitud, sino también en otras características que producen como consecuencia los diversos tipos de distorsión, a saber: distorsión de amplitud, distorsión armónica, distorsión de frecuencia y distorsión de fase. REF. 5.

Ningún amplificador de audio de los utilizados generalmente en los receptores tiene amplificación perfectamente uniforme sino que varía la respuesta en función de la calidad de operación del receptor, dando como resultado las curvas de la figura 5.11 de acuerdo a lo cual y según el receptor de FM que utilizemos se podrá predecir el grado de

fidelidad del receptor para el sistema STL.

5.3.4 SENSIBILIDAD.

La sensibilidad de un receptor se define por su aptitud para recibir señales débiles y para reproducirlas con una intensidad utilizable y una calidad aceptable.

Con el fin de economizar la potencia transmitida es a menudo conveniente aumentar la sensibilidad en la medida en que lo permitan las consideraciones de carácter económico y técnico y lo justifique el nivel de los ruidos exteriores.

5.3.4.1 METODO DE MEDICION

Para cuantificar la sensibilidad del receptor se mide la amplitud de la señal normal de prueba que debe aplicarse para que el receptor desarrolle la potencia normal de prueba, con el control de ganancia situado en la posición de máxima sensibilidad. El procedimiento de medición consiste entonces en ajustar un generador de señales a la frecuencia requerida, aplicar la salida del generador a los terminales de entrada del receptor, sintonizar el receptor a máxima respuesta, y ajustar luego la salida del generador de señales hasta que el receptor entregue la potencia normal de prueba. El generador de señales debe estar acoplado a un sistema atenuador capaz de producir tensio-

nes conocidas comprendidas entre 1 microvolt y unos 200.000 microvolts.

La señal normal de prueba consiste en una tensión portadora generada por el generador de señales y modulada a una profundidad de 30% (22,5 KHz de desviación) con una audiodfrecuencia de 400 Hz .

La potencia normal de prueba es la potencia de salida del receptor igual a 50 miliwatts, desarrolladas sobre una resistencia no inductiva de carga, conectada a los terminales de salida en lugar del altoparlante u otra impedancia de carga de uso normal. REF. 6.

Con estos antecedentes se organizan los elementos que intervienen en la medición de acuerdo a la figura 5.13 .

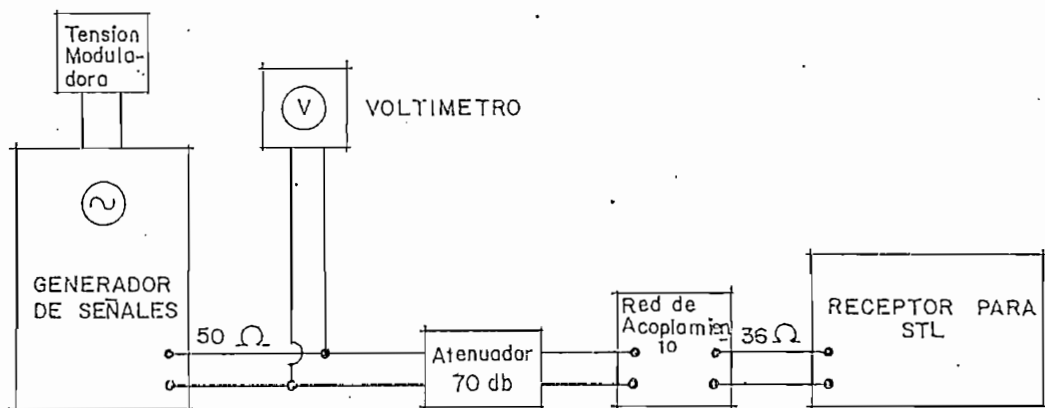


FIGURA 5.13 . DISPOSICION DE ELEMENTOS NECESARIOS PARA LA MEDICION DE LA SENSIBILIDAD DEL RECEPTOR PARA STL

El generador de señales es tipo MARCONI modelo EB. 1066B/6, cuyas características constan en los cuadros N° 7 del anexo, tiene la posibilidad de ser modulado exteriormente con cualquier audiofrecuencia y su impedancia de salida Z_G es igual a 50Ω ; el sistema atenuador se trata de dos atenuadores coaxiales tipo Microlab, uno AA-30N y otro AA-40 N, de 30 y 40 db respectivamente, con impedancia de 50Ω . El receptor para STL, de acuerdo a lo establecido en la sección 4.2.2, dispone de un amplificador de RF cuya impedancia de entrada Z_{IN} es igual a 36Ω puesto que $G_{IN}^* = G_S^* = 30$ mmho.

En la foto N° 4 del anexo aparece hacia la izquierda parte del generador MARCONI empleado y en primera plana, el osciloscopio TEKTRONIX modelo 475 utilizado para las mediciones. En la foto N° 5, una reproducción en el osciloscopio de una señal de RF tomada directamente del generador.

5.3.4.2 RED DE ACOPLAMIENTO.

Para el diseño de la red de acoplamiento se cuenta con la carta de Smith que consta en el cuadro N° 6 del anexo.

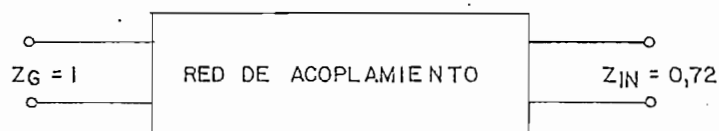


FIGURA 5.14 DIAGRAMA BLOQUE DEL ACOPLAMIENTO NORMALIZADO ENTRE EL GENERADOR DE SEÑALES Y EL RECEPTOR PARA STL

Según los puntos señalados en la carta se tiene:

$$Z_{IN} = 0,72 + j0$$

$$Z_1 = 0,72 + j0,45$$

$$Z_2 = 0,72 - j0,45$$

$$Z_1 - Z_{IN} = 0,72 + j0,45 - (0,72 + j0) = j0,45$$

$$Z_2 - Z_{IN} = 0,72 - j0,45 - (0,72 + j0) = -j0,45$$

$$Y_1 = 1 - j0,6$$

$$Y_2 = 1 + j0,6$$

$$Y_G = 1 + j0$$

$$Y_G - Y_1 = 1 + j0 - (1 - j0,6) = j0,6$$

$$Y_G - Y_2 = 1 + j0 - (1 + j0,6) = -j0,6$$

De los resultados obtenidos se deducen las redes de acoplamiento normalizadas de la figura 5.15

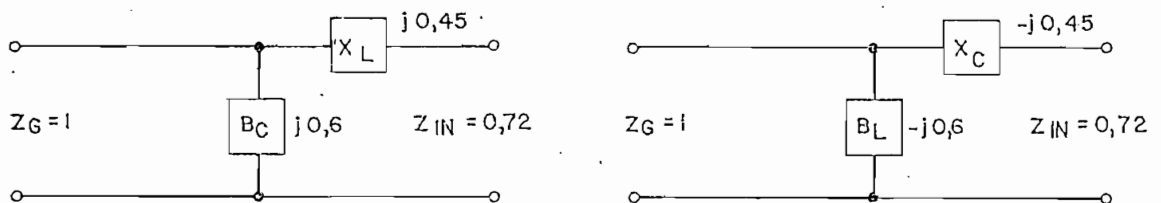


FIGURA 5.15 REDES NORMALIZADAS DE ACOPLAMIENTO ENTRE EL GENERADOR DE SEÑALES Y EL RECEPTOR PARA STL

Los valores de los elementos reactivos que intervienen en estas redes se calculan a continuación sabiendo que la frecuencia de trabajo es de 75 MHz.

$$X_L = 50 \times j0,45 = j\omega L$$

$$L = \frac{50 \times 0,45}{2 \times \pi \times 75 \times 10^6} = 0,05 \text{ } \mu\text{H}$$

$$X_C = \frac{1}{B_C} = \frac{50}{j0,6} = \frac{1}{j\omega C}$$

$$C = \frac{0,6}{50 \times 2 \times \pi \times 75 \times 10^6} = 25,4 \text{ pf}$$

$$X_C = 50 (-j0,45) = -\frac{j}{\omega C}$$

$$C = \frac{1}{50 \times 0,45 \times 2 \times \pi \times 75 \times 10^6} = 94,3 \text{ pf}$$

$$B_L = \frac{1}{X_L}$$

$$X_L = \frac{1}{B_L} = \frac{50}{-j0,6} = j\omega L$$

$$L = \frac{50}{0,6 \times 2 \times \pi \times 75 \times 10^6} \approx 0,18 \text{ } \mu\text{H}$$

En la figura 5.16 se representan las dos alternativas, de las cuales se ha tomado la primera como apta para la red de acoplamiento que consta en la figura 5.13 como elemento necesario para medir la sensibilidad del receptor.

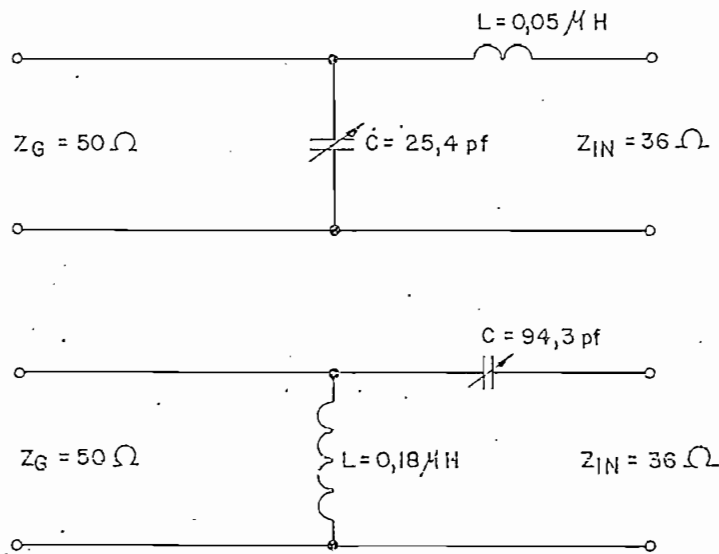


FIGURA 5.16 ALTERNATIVAS PARA LA RED DE ACOPLAMIENTO ENTRE EL GENERADOR DE SEÑALES Y EL RECEPTOR PARA STL.

La foto N° 6 del anexo muestra la red de acoplamiento representada en primer término en la figura 5.16, por el lado izquierdo el terminal de conexión con el generador y por el derecho el receptor cuya sensibilidad se mide.

5.3.4.3 VALOR OBTENIDO.

Una vez dispuestos los elementos que se requieren como se señala en la figura 5.13 se procede con la medición. Habiendo empleado en el laboratorio el osciloscopio TEKTRONIX modelo 475, en lugar del voltímetro, el valor obtenido en la medición fue:

$$V_G = 60 \text{ mV}_{pp} \text{ Voltaje pico a pico de salida del generador de señales.}$$

Sabiendo que la atenuación existente entre el generador y el receptor es de 70 db, se puede calcular el voltaje V_{IN} de entrada al receptor, voltaje que en este caso representa la sensibilidad del mencionado receptor.

$$db = 20 \cdot \log \frac{V_G}{V_{IN}} \quad (5-3)$$

partiendo del valor eficaz de V_G que está dado por $V_G = \frac{60}{2\sqrt{2}} = 21,21$ mV, se tiene:

$$70 \text{ db} = 20 \log \frac{21,21}{V_{IN}}$$

$$3.162,28 = \frac{21,21}{V_{IN}}$$

$$V_{IN} = 7 \mu \text{ V.}$$

Es el voltaje de sensibilidad del receptor para STL construido en el

laboratorio.

5.4 CRITERIOS SOBRE RELACION SEÑAL RUIDO

5.4.1 RUIDO.

Si no existieran los ruidos interferentes naturales o de origen industrial no habría límite alguno para la sensibilidad utilizable de los receptores. No se necesitaría tampoco grandes potencias en los transmisores porque entonces sería posible recibir señales muy débiles mediante el simple recurso de agregar más y más amplificación al receptor. Desafortunadamente, la naturaleza ha interpuesto barreras y fijado límites que la técnica no puede obviar.

5.4.1.1 RUIDO ARTIFICIAL.

El ruido producido por el hombre es cualquier interferencia eléctrica que se origina en un equipo o maquinaria, como los sistemas de ignición de los automóviles, motores eléctricos, lámparas fluorescentes, anuncios de gasación, equipo de rayos X y diatermia y equipo de soldadura eléctrica. Las perturbaciones eléctricas pasajeras, causadas por las cargas que se conectan y desconectan de la línea de energía, también generan interferencia, así como las conexiones defectuosas en los circuitos de alta tensión. En general el ruido producido por el hombre se genera en una chispa o descarga eléctrica. Aunque la

frecuencia de la ocurrencia de estas perturbaciones puede ser muy baja, su contenido armónico ordinariamente es muy alto, provocando un espectro amplio de interferencia. La amplitud media del ruido producido por el hombre tiende a disminuir al aumentar la frecuencia. Como es obvio, su amplitud es mucho menor en las zonas rurales que en las grandes ciudades.

5.4.1.2 RUIDO ATMOSFERICO.

El ruido atmosférico lo producen los relámpagos y las tormentas eléctricas. En tiempo tormentoso, estas tensiones alcanzan valores muy altos que llegan a provocar violentas descargas, sea entre nube y nube (el relámpago) o entre una nube y tierra (el rayo). Esta corriente de descarga, que alcanza a miles de amperios produce ondas electromagnéticas que se propagan a millares de kilómetros de distancia con una intensidad suficiente para obstaculizar las radiocomunicaciones en regiones distantes donde no hay tormentas a la vista. El nivel del ruido atmosférico puede variar bruscamente con la estación del año, la hora del día y la localización geográfica; pero será más alto en los meses de verano cuando es más grande la actividad de las tormentas eléctricas cercanas. REF. 7.

La figura 5.17 muestra una relación bastante exacta entre el ruido atmosférico y la frecuencia.

5.4.1.3 RUIDO GALÁCTICO.

El ruido galáctico se origina en el exterior de la atmósfera de la tierra, de fuentes tales como el sol, nuestra galaxia y otras. La ionósfera impide que las frecuencias del ruido galáctico menores de 15 MHz, aproximadamente, lleguen a la tierra dando como resultado valores como los que se registran en la figura 5.17. REF. 8.

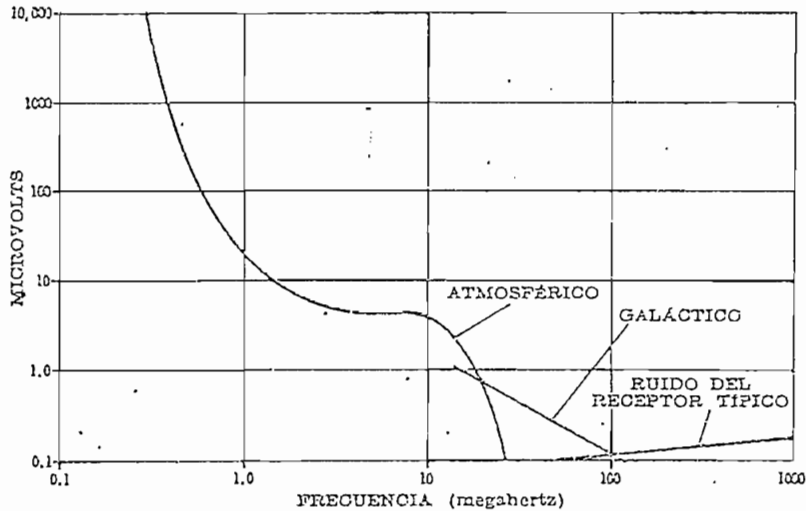


FIGURA. 5.17 RUIDO RECIBIDO COMPARADO CON LA FRECUENCIA PARA UNA ANTENA NO DIRECCIONAL DE 50 OHMS Y UN RECEPTOR CON ANCHURA DE BANDA DE 5 KHz.

5.4.1.4 RUIDO TÉRMICO.

El ruido térmico, llamado también ruido de Johnson o ruido de re

sistencia, ocurre naturalmente en todos los resistores eléctricos y en todos los componentes electrónicos que contienen resistencia. No es necesario que fluya una corriente en el resitor para que exista el ruido térmico. Este aparece en los terminales de un resistor en circuito abierto; por lo tanto puede tratarse como un generador de voltaje de ruido. El ruido térmico no tiene componente de C.C., es estrictamente un voltaje de C.A.

El movimiento al azar de los electrones libres en una resistencia causa el ruido térmico. Al aumentar la temperatura del resistor, la agitación de estos electrones se hace más violenta, con la cual aumenta el voltaje de ruido.

La amplitud del ruido térmico depende del valor de la resistencia; cuanto más grande es la resistencia en ohms, tanto mayor será el voltaje de ruido térmico. También depende de la anchura de banda observada, pero es independiente de la frecuencia.

La consideración del ruido térmico es muy importante en los circuitos de entrada de un sistema, pues en ellos recibe la mayor cantidad de amplificación antes de llegar a la salida.

Las fuentes de señales como las antenas, poseen una resistencia interna conectada efectivamente en serie con su salida que se conoce como resistencia de fuente R_g . La figura 5.18 muestra un circuito

equivalente que puede usarse en una fuente de señales.

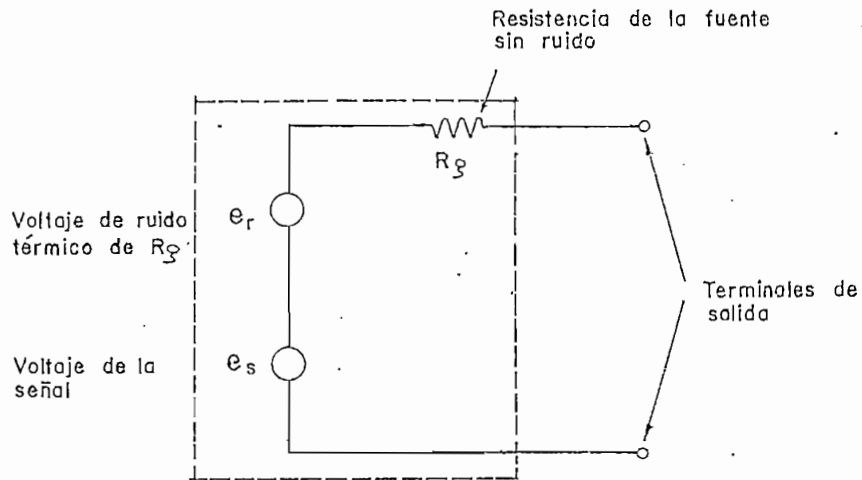


FIGURA 5.18 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UNA FUENTE DE SEÑALES

El voltaje de ruido en una resistencia puede calcularse mediante la ecuación:

$$e_r = \sqrt{4 K T B R} \quad (5-4)$$

donde:

e_r = voltaje de ruido térmico en volts.

K = constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ joules. grados Kelvin).

T = temperatura absoluta de la resistencia en grados Kelvin.

B = Anchura de banda de ruido del sistema en Hertz.

R = resistencia en ohms.

Si $T = 290$ K que es lo que corresponde a una temperatura de 17° C, resulta:

$$e_r = 1,27 \times 10^{-10} \sqrt{BR} \quad (5-5)$$

Por ejemplo si se trata del receptor conectado a una antena de 36 ohms y la anchura de banda de ruido es de 150 KHz, se encuentra que:

$$\begin{aligned} e_r &= 1,27 \times 10^{-10} \sqrt{150 \times 10^3 \times 36} \\ &= 0,29 \times 10^{-6} \\ &= 0,29 \text{ } \mu\text{V} \end{aligned}$$

De aquí se concluye que no tiene objeto mejorar la sensibilidad del receptor desde 7 μV hasta un valor como 0,29 μV ya que con esto lo único que se conseguirá es amplificar el ruido sin que éste deje pasar la señal deseada. REF. 9.

5.4.1.5 RUIDO DE DISPARO

El ruido de disparo es el que se produce en los tubos de vacío, transistores, diodos y otros dispositivos semiconductores, debido al flujo de corriente directa por el dispositivo. Aunque el valor medio

de esta corriente directa es constante, hay pequeñas variaciones o fluctuaciones fortuitas en el valor instantáneo de la corriente. Estas fluctuaciones producen una corriente de ruido de disparo de C.A.

La amplitud de corriente de ruido de disparo aumenta al crecer los valores de corriente directa y la anchura de banda de ruido, pero, como en el ruido térmico su amplitud es independiente de la frecuencia.

Mientras el ruido térmico es consecuencia de la agitación térmica de los electrones libres, el ruido de disparo se produce por las variaciones minúsculas de la corriente directa que fluye en ciertos tipos de dispositivos. Para que exista el ruido de disparo debe haber flujo de corriente directa a través del dispositivo, en cambio el ruido térmico ocurre en ausencia (o presencia) de la corriente directa. REF. 10.

El resultado final de todo esto es que tanto la antena receptora, como la línea de transmisión y los circuitos de entrada del receptor contribuyen para el ruido y junto con el ruido de disparo determinan un verdadero umbral para la recepción, es decir, el límite inferior de la sensibilidad útil del receptor. Entonces, la mejora de las condiciones para la recepción de señales débiles debe procurarse mediante la construcción de antenas más elaboradas y costosas que pueden entregar mayor señal a los terminales del receptor.

5.4.2 RELACION DE SEÑAL A RUIDO

La relación de señal a ruido se define como la relación de potencia de señal a potencia de ruido que existe en algún punto especificado de un sistema electrónico. Es muy importante en la entrada y en la salida de un sistema. Como ordinariamente se expresa en decibelios (db), a menudo se expresan las relaciones del voltaje para obtener la relación de señal a ruido (r_{sr}) en db.

La señal es la porción deseada de salida de un sistema y el ruido es la parte indeseable de salida; por lo tanto el valor de la relación de señal a ruido debe ser lo más grande posible para asegurar una señal de salida de alta calidad.

La expresión matemática para la relación de señal a ruido es como sigue:

$$\begin{aligned}
 r_{sr} &= \frac{P_s}{P_r} \\
 &= \frac{(e_s)^2/R}{(e_r)^2/R} \\
 &= \left(\frac{e_s}{e_r} \right)^2 \qquad (5-6)
 \end{aligned}$$

Donde

P es la potencia
e es el voltaje

R es la resistencia dentro de la cual disipan potencia los voltajes de señal y de ruido.

Los subíndices S y r se emplean para indicar las cantidades de señal y ruido respectivamente.

Para expresar esta relación en db

$$db = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_r} \right) \quad (5-7)$$

$$db = 20 \log_{10} \left(\frac{e_s}{e_r} \right) \quad (5-8)$$

5.4.2.1 EFECTO DE LA IGUALACION DE IMPEDANCIAS

En la figura 5.18 el voltaje del ruido térmico e_r es:

$$e_r = \sqrt{4KTBR_g} \quad , \text{ por consiguiente:}$$

$$rsr = \left(\frac{e_s}{e_r} \right)^2 = \frac{e_s^2}{4 KTBR_g} \quad (5-9)$$

Para transmitir la potencia máxima de señal desde la fuente de señales a la carga, la resistencia de carga R_c debe ser igual a la resistencia de fuente R_g , como indica la figura 5.19 .

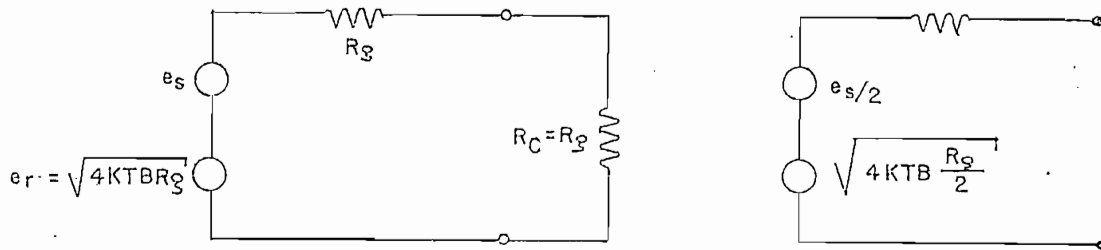


FIGURA 5.19 FUENTE DE SEÑALES CONECTADA A RESISTENCIA DE CARGA IGUAL A LA RESISTENCIA DE LA FUENTE Y CIRCUITO EQUIVALENTE

De acuerdo al circuito equivalente, el valor de la relación de señal a ruido en los terminales de carga es:

$$\begin{aligned}
 r_{sr} &= \frac{(e_s / 2)^2}{4 \text{ KTB } \frac{R_g}{2}} \\
 &= \frac{(e_s)^2}{8 \text{ KTB } R_g} \quad (5-10)
 \end{aligned}$$

Esto es un medio del valor de la relación de señal a ruido que se indica en la ecuación 5-9 para la fuente de señales en circuito abierto o sin carga. Por lo tanto la relación de señal a ruido de la fuente de señales se reduce a la mitad, o 3 dB, cuando se conecta una carga igual a los terminales de esta fuente. REF. 11.

5.4.3 NUMERO DE RUIDO

Se ha visto que el ruido térmico presente a la entrada de un receptor constituye un límite absoluto natural para la sensibilidad del receptor. De acuerdo con las normas industriales corrientemente aceptadas, se considera como receptor ideal aquel cuya única fuente de ruido interna es el efecto térmico que tiene lugar en la antena prevista para funcionar normalmente con el receptor. Si el ruido total de un receptor es mayor que éste, el receptor ya no es ideal. El grado en que el receptor verdadero se aparte del ideal se expresa mediante el llamado número de ruido. El mismo que viene a ser la relación que existe entre la potencia de ruido presente en la salida del receptor verdadero y el que existiría en la salida del mismo receptor si la única fuente de ruido fuera el efecto de agitación térmica en la resistencia del generador (antena) que excita al receptor. Comúnmente se lo expresa en db.

Se ha visto que un receptor cuya impedancia de entrada es de 36 ohms tiene un ruido térmico de 0.29 μ V. Los circuitos de entrada de un receptor incluyen, aparte de la antena, otras fuentes de ruido interno, tal como las impedancias independientes de la antena, el ruido de disparo, etc. Estas otras fuentes añaden su contribución de ruido a la de antena. Si la potencia total de ruido es 10 veces mayor que la que aporta la antena normal por si sola, el número de ruido del receptor es $10 \log_{10} 10 = 10$ db.

Esta especificación es muy importante porque es la que determina el nivel mínimo de señal necesario en la entrada para obviar el efecto del ruido interno en cualquier sistema de recepción.

Para determinar las condiciones que deben satisfacerse a fin de obtener esta intensidad de señal mínima, es necesario evaluar los demás componentes del sistema en su conjunto, tales como las características de propagación entre la antena transmisora y la receptora, la distancia entre antenas, la potencia del transmisor, la relación final de señal a ruido deseada en el sistema, y la eficiencia de las antenas receptora y transmisora. REF.7

REFERENCIAS DEL CAPITULO V

- REF. 1.- Radiotron Designer's Handbook, F. Langford-Smith, Electronic Components and Devices - Radio Corporation of América, New Jersey, Abril 1975, Chapter 9. Section 8.
- REF. 2.- Radio Engineer's Handbook, Frederick Emmons Terman, Sc D., Mc Graw - Hill Book Company Inc., USA 1943.
- REF. 3.- Características del receptor, E.M. Leyton. Seminario sobre la planificación de sistemas de radiodifusión, Organizado por la UIT en Sao Paulo, 11 - 22 de Junio de 1973.
- REF. 4.- Ingeniería Electrónica y de Radio, Frederick Emmons Terman, Arbo Editores, Buenos Aires 1952, Sección 24.4.
- REF. 5.- Radio-Televisión Práctica Aplicada, Coyne, Uteha, Mexico - 1963, Tomo III, Capítulo VII.
- REF. 6.- Mediciones en Ingeniería de Radio, Frederick Emmons Terman, Sc. D., Arbo Editores, Buenos Aires 1948, Capítulo IX.
- REF. 7.- Fundamentos de Radio y Electrónica, W.L. Everitt, Editorial Hispano Amércia S.A., Buenos Aires 1960, Capítulo 13.
- REF. 8.- Preguntas y Respuestas sobre el Ruido en Electrónica, Courtney Hall, Editorial Diana, Mexico 1976, Capítulo I.
- REF. 9.- Idem REF. 8, Capítulo 2
- REF. 10.- Idem REF. 8, Capítulo 3
- REF. 11.- Idem REF. 8, Capítulo 6

CAPITULO VI

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 CONCLUSIONES.

Alrededor de este tema pueden establecerse conclusiones de diversa índole, como son:

- El servicio de radiodifusión es uno de los servicios radioeléc-
tricos que se halla en constante evolución, particular que ha
motivado el desarrollo de variedad de servicios auxiliares.
- El servicio de radioenlaces estudio-transmisor, aún no ha sido
objeto de normalización en todas las características a nivel -
internacional y con mayor razón a nivel nacional.
- El método de traslación de la frecuencia de señales de RF, por
heterodinaje, es completamente factible en cualquier banda.
- El método aproximado, de Stern, empleado en el diseño del am-
plificador de RF, con las facilidades que proporciona realmen-
te produce los resultados esperados.
- El circuito conversor de frecuencias no reviste complejidad -

por lo que el número de elementos que en él intervienen es bajo.

- El costo del conversor de frecuencias es inferior a 100 Dólares Americanos.
- Considerando un receptor mediano para FM cuyo costo puede oscilar por los 400 Dólares, se pueden estimar ahorros del 200 % por concepto de unidad de recepción.
- La sensibilidad que presenta el receptor está acorde con las necesidades prácticas.
- El mayor número de las características más importantes del receptor están controladas exclusivamente por el receptor de FM.
- El uso de elementos de mayor precisión y la disminución de las dimensiones físicas del conversor de frecuencias pueden mejorar el funcionamiento del receptor.

6.2 RECOMENDACIONES.

Como consecuencia del estudio y de las conclusiones anotadas, se recomienda:

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 6.3

- Hacer uso del sistema STL para terminar con las molestias que encierran los enlaces por línea física y disfrutar de las ventajas que este sistema representa.
- Propiciar la normalización del servicio de enlaces estudio-transmisor.
- Tomar las precauciones necesarias en cuanto a la calidad y tamaño de los elementos para el caso de la aplicación industrial.
- Usar antenas direccionales con la mayor ganancia posible para procurar la disminución de la potencia de transmisión.
- Usar los receptores de FM de acuerdo a las normas, que sobre sistemas de enlace estudio transmisor, existan en el área.

B I B L I O G R A F I A

S.J. PARKER, E.M. LEYTON: "SEMINARIO SOBRE LA PLANIFICACION DE SISTEMAS DE RADIODIFUSION", ORGANIZADO POR LA UIT EN SAO PAULO, 11-22 DE JUNIO - 1973.

"LEY DE RADIODIFUSION Y TELEVISION" REGISTRO OFICIAL N° 785, ORGANO DEL GOBIERNO DEL ECUADOR, QUITO, 18 DE ABRIL DE 1975.

A. PROSE WALKER: "NAB ENGINEERING HANDBOOK" USA, 1960

"MEMORANDUM N° 324/A2", DIRECCION NACIONAL DE FRECUENCIAS, QUITO, 3 DE JUNIO DE 1975

"CCIR, XIII ASAMBLEA PLENARIA GINEBRA, 1974", UIT, GINEBRA, 1975

"R - 200/950F SOLID STATE FM RECEIVER SPECIFICATIONS", MARTI ELECTRONICS, INC., TEXAS

WOODROW SMITH: "MANUAL DE ANTENAS", H.A.S.A., BUENOS AIRES, 1967

JOHN D. LENK: "HANDBOOK OF ELECTRONIC COMPONENTS AND CIRCUITS", PRENTICE - HALL, INC., NEW JERSEY, 1974

BIBLIOGRAFIA 2

FREDERICK TERMAN: "INGENIERIA ELECTRONICA Y DE RADIO", ARBO, BUENOS AIRES, 1952

FREDERICK TERMAN : "RADIO ENGINEER'S HANDBOOK" MC. GRAW-HILL BOOK COMPANY, INC., USA, 1943

FREDERICKE. TERMAN: "MEDICIONES EN INGENIERIA DE RADIO", ARBO EDITORES, BUENOS AIRES, 1948

EDWARD P. TILTON - DOUGLAS A. BLAKESLEE: "THE RADIO AMATEUR'S VHF MANUAL", THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE, INC., CONNECTICUT, 1972.

LANDEE - DAVIS - ALBRECHT: "ELECTRONIC DESIGNER'S HANDBOOK", MC. GRAW-HILL BOOK COMPANY, USA, 1957

GEORGE C. STANLEY, JR.: "TRANSISTOR BASICS: A SHORT COURSE", HAYDEN BOOK COMPANY, INC., NEW YORK, 1970

MILLMAN - HALKIAS: "ELECTRONICA INTEGRADA", BARCELONA, 1976

MATTHEW MANDL: "DIRÉCTORY OF ELECTRONIC CIRCUITS", PRENTICE-HALL, INC., NEW JERSEY, 1966

F. LANGFORD - SMITH : "RADIOTRON DESIGNER'S HANDBOOK" RADIO CORPORATION OF AMERICA, NEW JERSEY, 1975

BIBLIOGRAFIA 3

COYNE : "RADIO - TELEVISION PRACTICA APLICADA" UTEHA, MEXICO, 1963

W.L. EVERITT : "FUNDAMENTOS DE RADIO Y ELECTRONICA", H.A.S.A., BUENOS
AIRES 1960

COURTNEY HALL: "PREGUNTAS Y RESPUESTAS SOBRE EL RUIDO EN ELECTRONICA",
EDITORIAL DIANA, MEXICO, 1976.

A N E X O

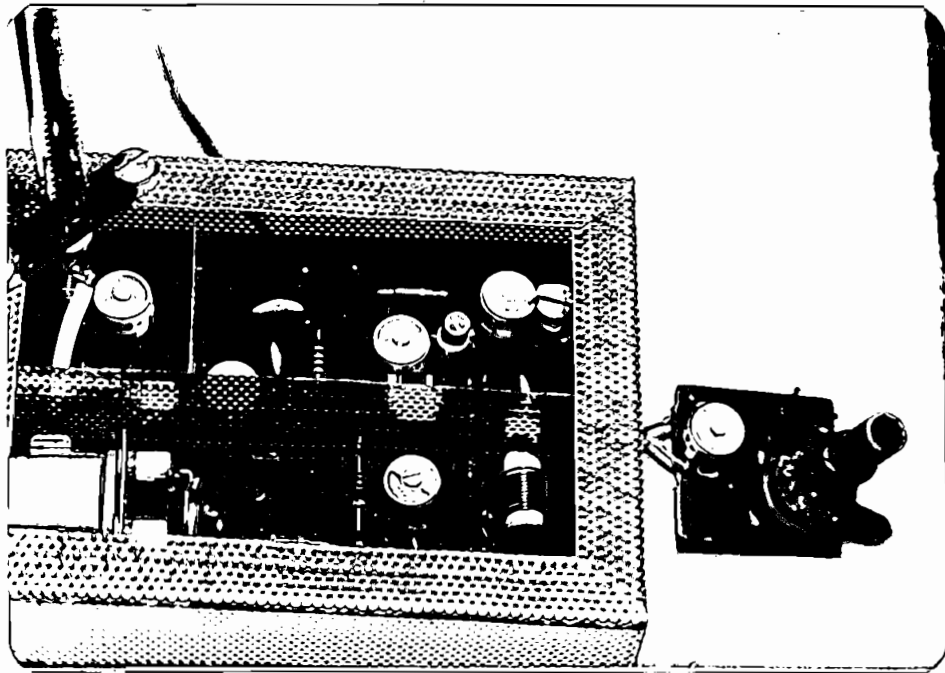


FOTO N^o 1 MONTAJE DEL CONVERSIONOR DE FRECUENCIAS

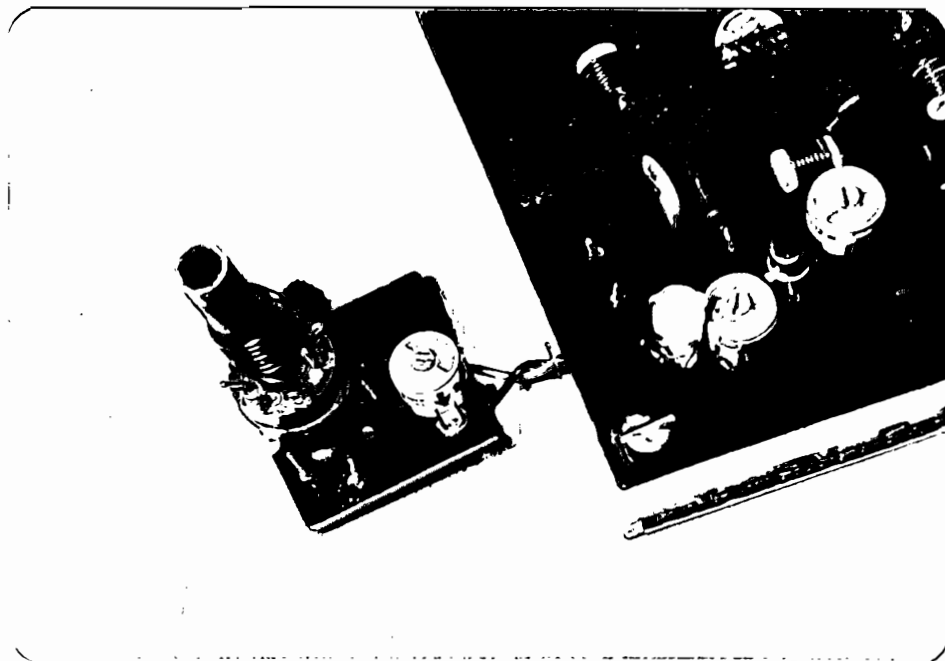


FOTO N^o 2. RED DE ACOPLAMIENTO ENTRE MEZCLADOR Y RECEPTOR DE FM.

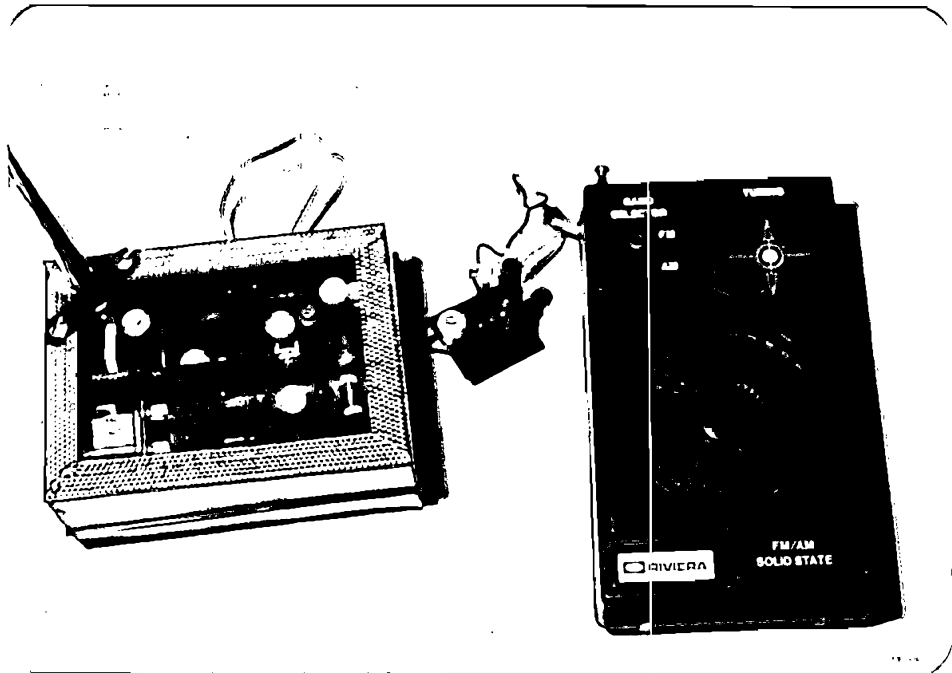


FOTO N° 3 MONTAJE EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR PARA SISTEMA STL

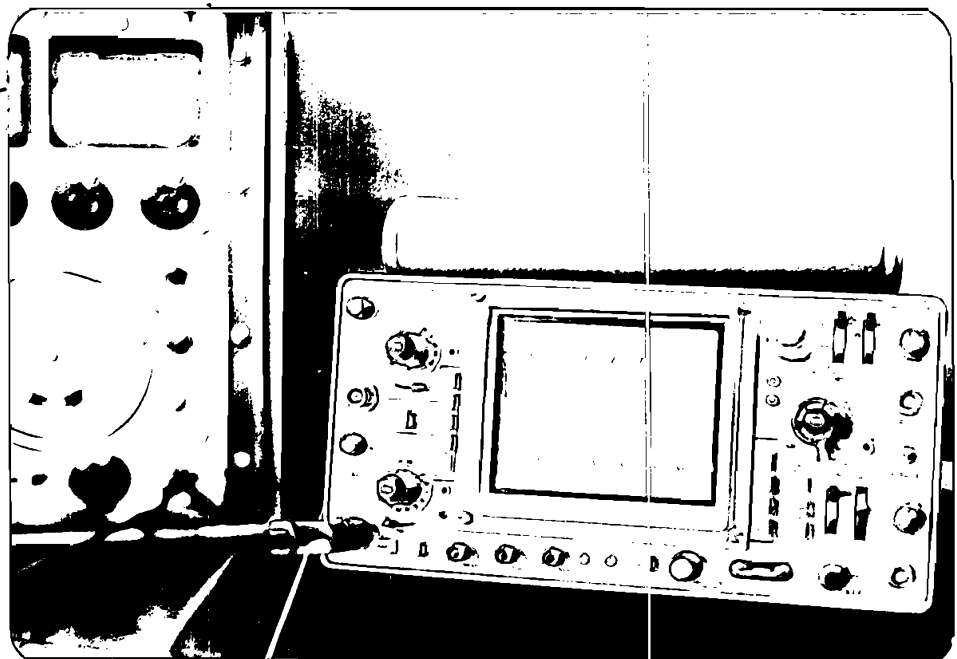


FOTO N° 4 GENERADOR MARCONI EB 1066B/6 DE SEÑALES RF Y OSCIL -
LOSCOPIO TEXTRONIX 475

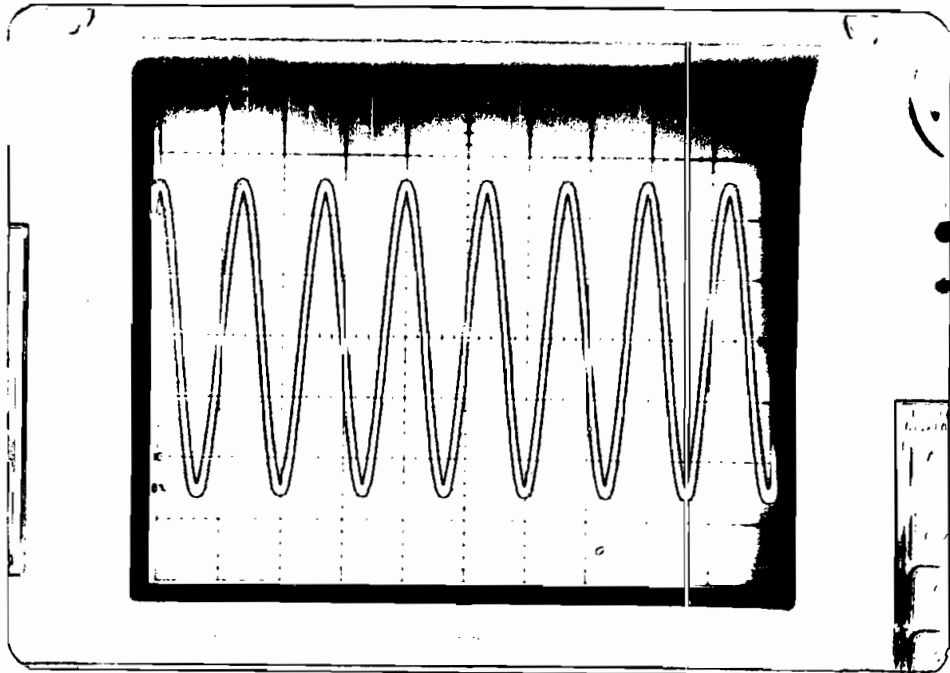


FOTO N° 5 SEÑAL DE RF PRODUCIDA POR EL GENERADOR MARCONI EB 1066B/6

ESCALAS: VERT. 0,1 V/DIV - HORIZ. 0,01 μ S/DIV

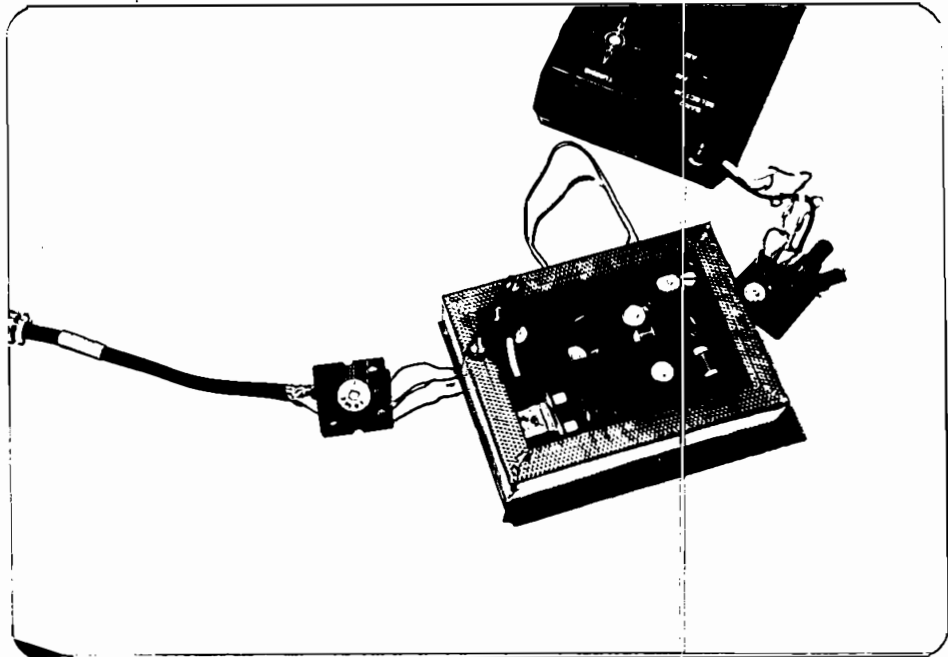


FOTO N° 6 ACOPLAMIENTO ENTRE GENERADOR DE SEÑALES Y RECEPTOR PARA SISTEMA STL

2N4223 (SILICON)

2N4224



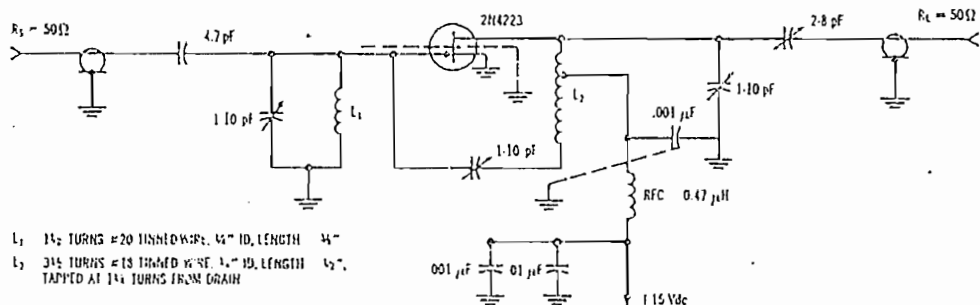
Silicon N-channel junction field-effect transistors, designed for VHF amplifier and mixer applications. Drain and Source interchangeable.

CASE 20 (3)
(TO-72)

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	30	Vdc
Drain-Gate Voltage	V_{DG}	30	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	30	Vdc
Drain Current	I_D	20	mA dc
Power Dissipation Derate above 25°C	P_D	300 2.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	+175	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

FIGURE 1 — NOISE FIGURE AND POWER GAIN TEST CIRCUIT



2N4223, 2N4224 (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Gate-Source Breakdown Voltage ($I_G = 10 \mu\text{A dc}$, $V_{DS} = 0$)	$V_{(BR)GSS}$	30	-	Vdc	
Gate Reverse Current ($V_{GS} = 20 \text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0$)	I_{GSS}	2N4223	-	0.25	nA dc
		2N4224	-	0.50	
($V_{GS} = 20 \text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0$, $T_A = 100^\circ\text{C}$)		2N4223	-	250	
		2N4224	-	500	
Gate-Source Cutoff Voltage ($I_D = 0.25 \text{ mA dc}$, $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$)	$V_{GS(off)}$	2N4223	-	8.0	Vdc
($I_D = 0.50 \text{ mA dc}$, $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$)		2N4224	-	8.0	
Gate-Source Voltage ($I_D = 0.3 \text{ mA dc}$, $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$)	V_{GS}	2N4223	1.0	7.0	Vdc
($I_D = 0.2 \text{ mA dc}$, $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$)		2N4224	1.0	7.5	

ON CHARACTERISTICS

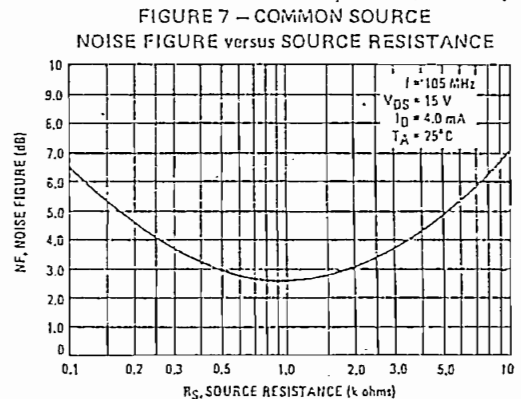
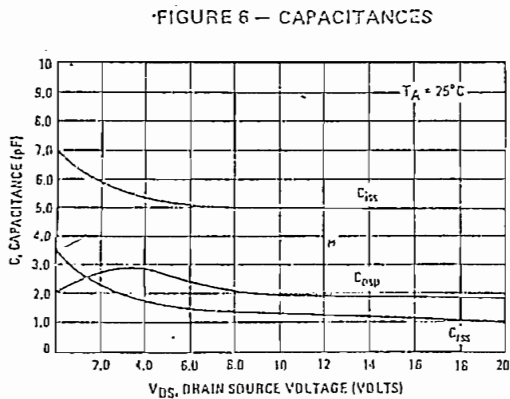
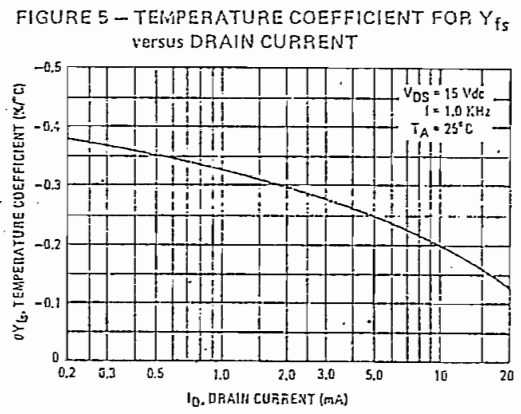
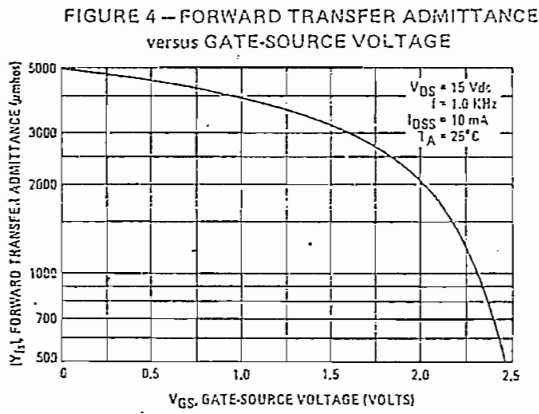
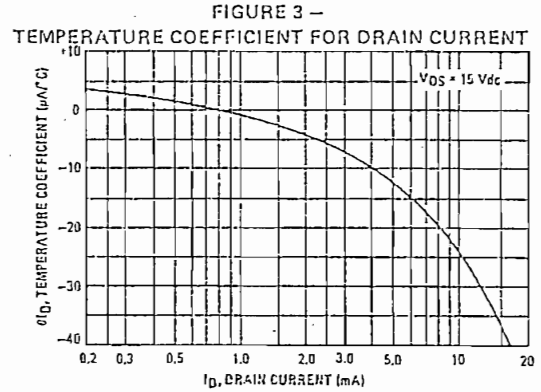
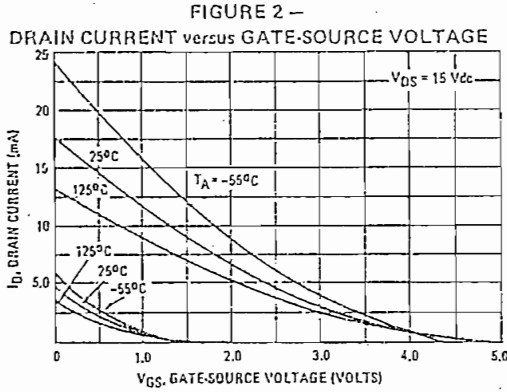
Zero-Gate-Voltage Drain Current ⁽¹⁾ ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$)	I_{DSS}	2N4223	3.0	18	mA dc
		2N4224	2.0	20	

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Forward Transfer Admittance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1 \text{ kHz}$) ⁽¹⁾	$ y_{fs} $	2N4223	3000	7000	μmhos
		2N4224	2000	7500	
($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 200 \text{ MHz}$)		2N4223	2700	-	
		2N4224	1700	-	
Input Conductance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 200 \text{ MHz}$)	$\text{Re}(y_{is})$		-	800	μmhos
Output Conductance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 200 \text{ MHz}$)	$\text{Re}(y_{os})$		-	200	μmhos
Input Capacitance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$)	C_{iss}		-	6.0	pF
Reverse Transfer Capacitance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$)	C_{rss}		-	2.0	pF
Noise Figure ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $R_S = 1 \text{ k ohm}$, $f = 200 \text{ MHz}$)	NF	2N4223	-	5.0	dB
Small-Signal Power Gain ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 200 \text{ MHz}$)	G_{ps}	2N4223	10	-	dB

⁽¹⁾ Pulse Test: Pulse Width $\leq 630 \text{ ms}$, Duty Cycle $\leq 10\%$

2N4223, 2N4224 (continued)



2N4223, 2N4224 (continued)

FIGURE 8 - INPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

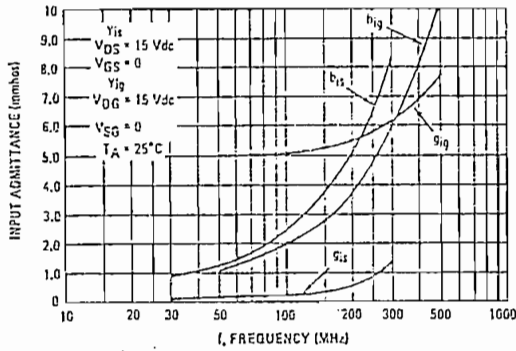


FIGURE 9 - FORWARD TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

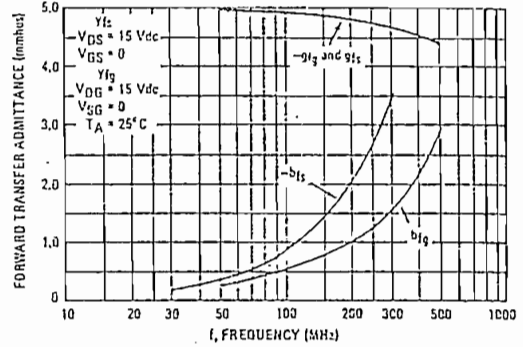


FIGURE 10 - OUTPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

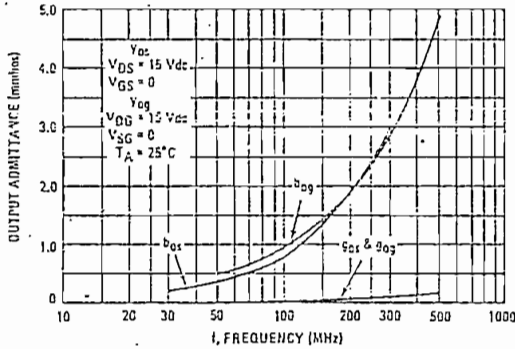


FIGURE 11 - REVERSE TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

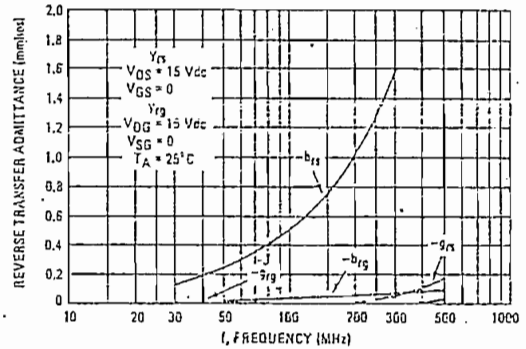


FIGURE 12 - POWER GAIN versus FREQUENCY

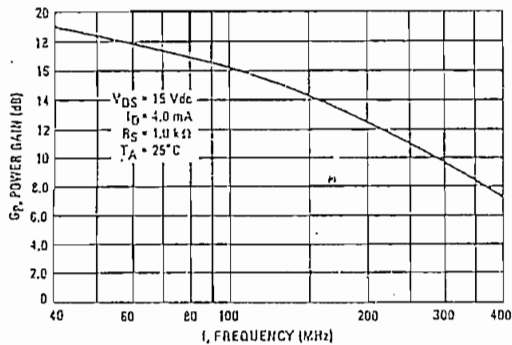
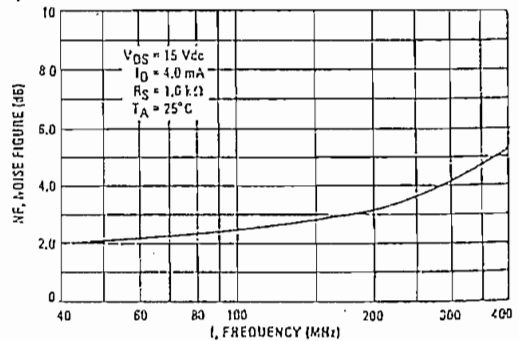


FIGURE 13 - COMMON SOURCE NOISE FIGURE versus FREQUENCY



2N5222 (SILICON)

NPN silicon annular transistor. Plastic encapsulated package designed for RF amplifier, mixer, and video IF applications in AM/FM radio and television receivers.



CASE 29(2)
(TO-92)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	15	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	20	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	2.0	Vdc
Collector Current	I_C	50	mA dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	$P_D^{(1)}$	310 2.81	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}^{(1)}$	-55 to +135	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$\theta_{JA}^{(1)}$	0.357	$^\circ\text{C}/\text{mW}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}, I_B = 0$)	BV_{CEO}	15	-	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 100 \mu\text{A dc}, I_E = 0$)	BV_{CBO}	20	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 100 \mu\text{A dc}, I_C = 0$)	BV_{EBO}	2.0	-	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	-	100	nA dc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 2.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$)	I_{EBO}	-	100	nA dc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 4.0 \text{ mA dc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	20	1500	-
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 4.0 \text{ mA dc}, I_B = 400 \mu\text{A dc}$)	$V_{CE(sat)}$	-	1.0	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 4.0 \text{ mA dc}, I_B = 400 \mu\text{A dc}$)	$V_{BE(sat)}$	-	1.2	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain-Bandwidth Product ($I_C = 4.0 \text{ mA dc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)	f_T	450	-	MHz
Collector-Base Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{cb}	-	1.3	pF
Small-Signal Current Gain ($I_C = 4.0 \text{ mA dc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fe}	20	3000	-

(1) Continuous package improvements have enhanced these guaranteed Maximum Ratings as follows: $P_D = 1.0 \text{ W @ } T_C = 25^\circ\text{C}$, Derate above $25^\circ\text{C} = 8.0 \text{ mW}/^\circ\text{C}$, $T_J = -65 \text{ to } +150^\circ\text{C}$, $\theta_{JC} = 125^\circ\text{C}/\text{W}$.

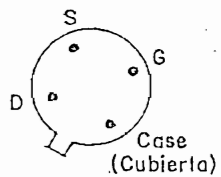
CUADRO 1

ELEMENTOS DEL CIRCUITO CONVERSOR DE FRECUENCIAS

C_1	-	15 pF	R_e	-	1 K
C_5	-	0,005	R_s	-	318
C_2	-	15 pF	R_D	-	851
C_3	-	0,005	R_s	-	2,6 K
C_4	-	200 pF	R_d	-	1,9 K
C_5	-	15 pF	Q_1	-	2 N 4223
C_6	-	10,9 pF	Q_2	-	2 N 5222, RE9
C_7	-	0,6 pF	Q_3	-	2 N 4223
C_8	-	0,005	L_1	-	0,3 μ H
C_e	-	0,005	L_2	-	0,3 μ H
C_9	-	0,005	L_3	-	2 vueltas sobre el núcleo de L_4
C_A	-	0,005	L_4	-	0,75 μ H
C_{10}	-	0,005	L_5	-	0,3 μ H
R_1	-	10,12 K	L_6	-	0,3 μ H
R_2	-	4,42 K	L_7	-	3 vueltas sobre el núcleo de L_6
R_3	-	784			

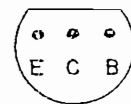
Cristal : 13 MHz

2N 4223



Vista de Base

RE9



Vista de Base



RIVIERA

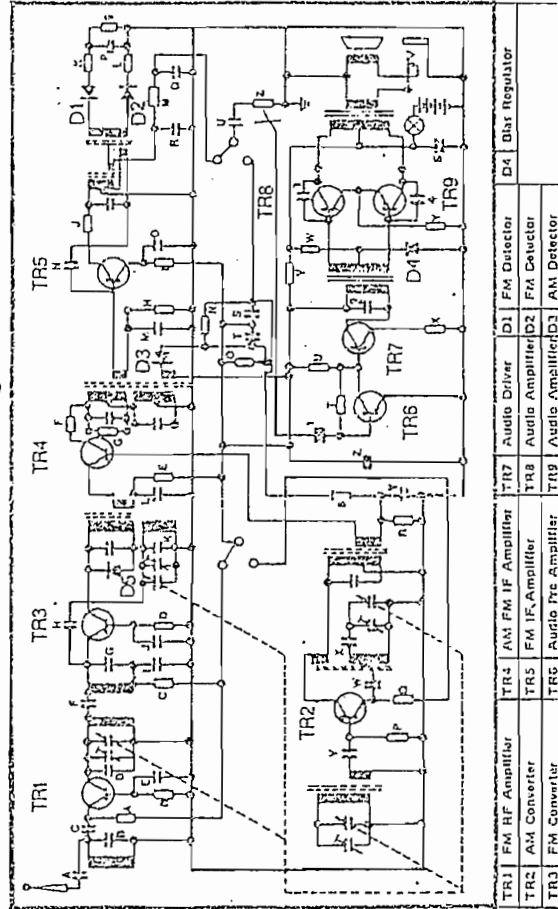
AM/FM

POCKET RADIO

MODEL FR-15

- Telescopic antenna for FM
- Automatic gain control for AM
- Carrying strap and earphone

Schematic Diagram



TR1	FM HF Amplifier	TR4	AM FM IF Amplifier	TR7	Audio Driver	D1	FM Detector	D4	Bit Regulator
TR2	AM Converter	TR5	FM IF Amplifier	TR8	Audio Amplifier	D2	FM Detector		
TR3	FM Converter	TR6	Audio Pre Amplifier	TR9	Audio Amplifier	D3	AM Detector		

MODEL NO. FR-15

CUADRO 2. A

INTRODUCTION:

Your new transistor radio is a precision instrument, engineered for maximum efficiency and trouble free performance. To obtain the best possible results, we recommend you follow these simple instructions.

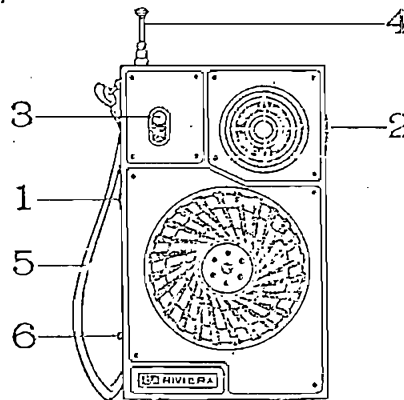
BATTERY INSERTION:

Your set uses 4 penlite battery, or equivalent. Buy a reputable brand of batteries to prevent battery leakage into your radio, or early loss of power.

TO OPEN CABINET:

Insert coin in slot provided at bottom of radio and twist. Snap battery terminals into place, observing + and - polarity markings. Replace back of cabinet by inserting tabs into slots provided at top of radio and pressing together at bottom until "click" is heard. Your radio is now ready to play.

GUIDE:



CONTROLS:

1. On-Off, Volume
2. Station Selector
3. AM/FM Band Selector
4. Telescopic FM Antenna
5. Carry Strap
6. Earphone Jack

TO PLAY RADIO:

Switch on volume control (1) clockwise, until desired level of sound is obtained.

Slide the band selector switch (3) to either the AM, or FM position, and rotate your station selector control (2) in either direction to receive your favorite station. When listening to FM broadcasts, it will be necessary to raise your telescopic antenna (4) either to its full length, or partially, until satisfactory reception of the station you have chosen is obtained. Do not bend or attempt to rotate this antenna, as you may permanently damage it by doing so.

All radios are sensitive to changes of direction and, therefore, clearer reception may be obtained on all bands by rotating or moving your radio to a different position.

To shut radio off, turn volume control counter clockwise until a "click" is heard.

EARPHONE:

For your private listening pleasure, insert earphone plug into the Jack (6) provided on the side of your set. The speaker will be automatically disconnected when the plug is inserted into its Jack and will reconnect automatically when it is withdrawn.

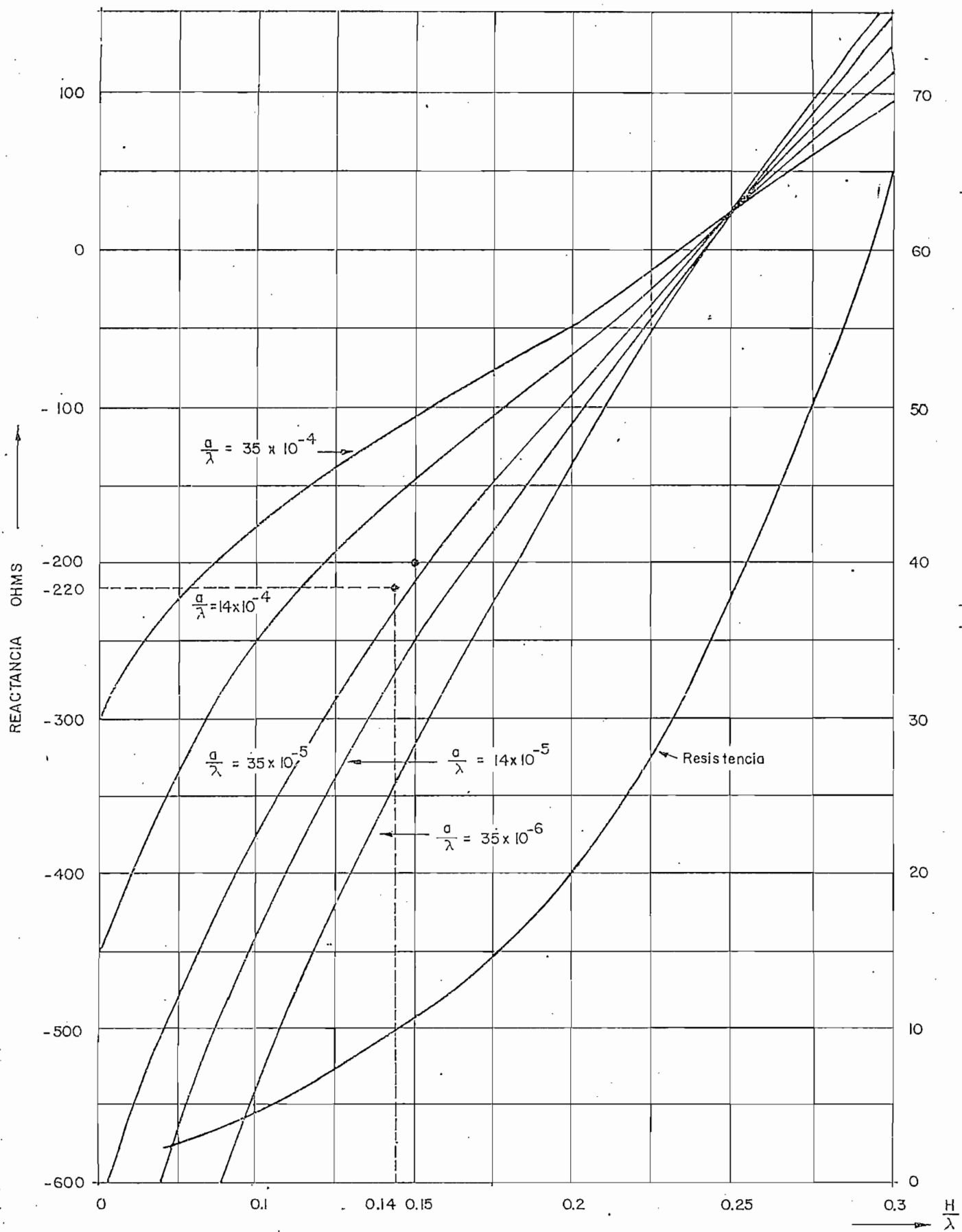
BATTERY CHECK

If your radio should fail in service, check first performance with new batteries and return if necessary.

SPECIFICATIONS:

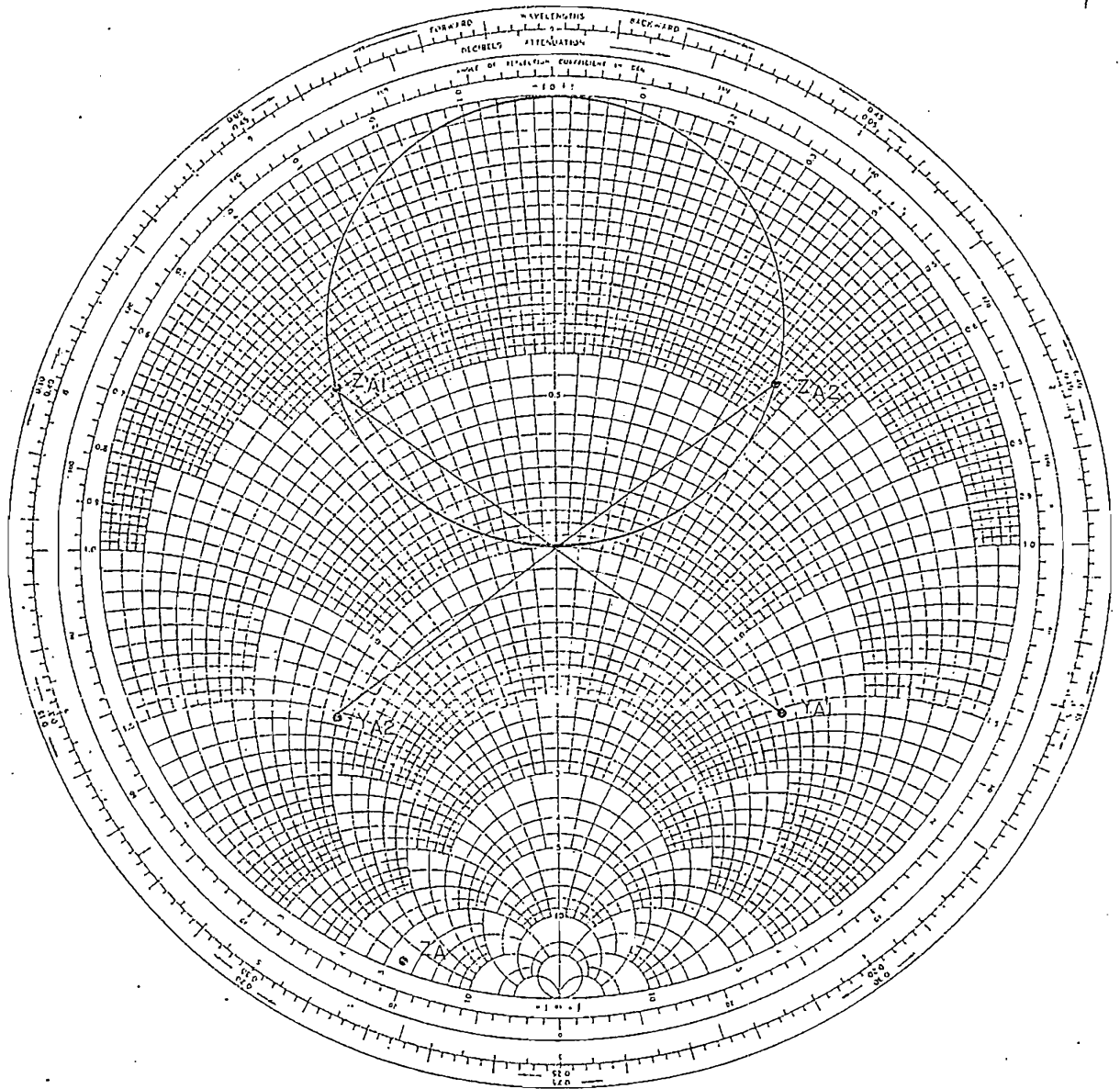
Frequency Range	:	AM 540-1600 KHz FM 88-108 MHz
Intermediate Frequency	:	AM 455 KHz FM 10.7 MHz
Audio Output	:	Maximum 370 mW
Antenna	:	AM-Ferrite Bar FM-Telescopic
Speaker	:	2 1/4" PM Dynamic
Complement	:	9 Transistors, 6 Diodes
Dimensions	:	5 1/2" H x 3 1/4" W x 1-13/16" D
Weight	:	5/8 lbs.

CUADRO 2. D

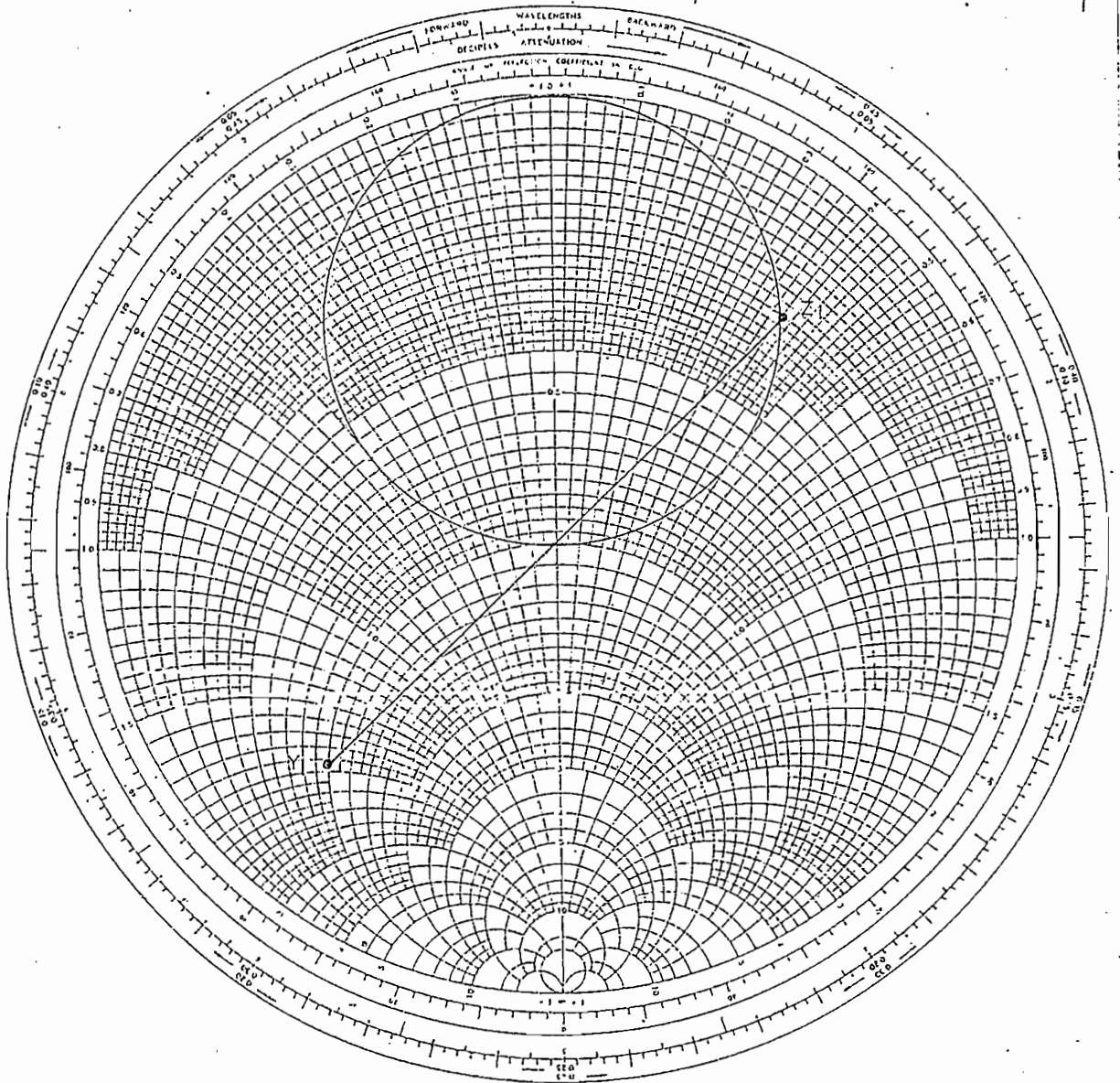


RESISTENCIA Y REACTANCIA PARA ANTENAS MONO POLO

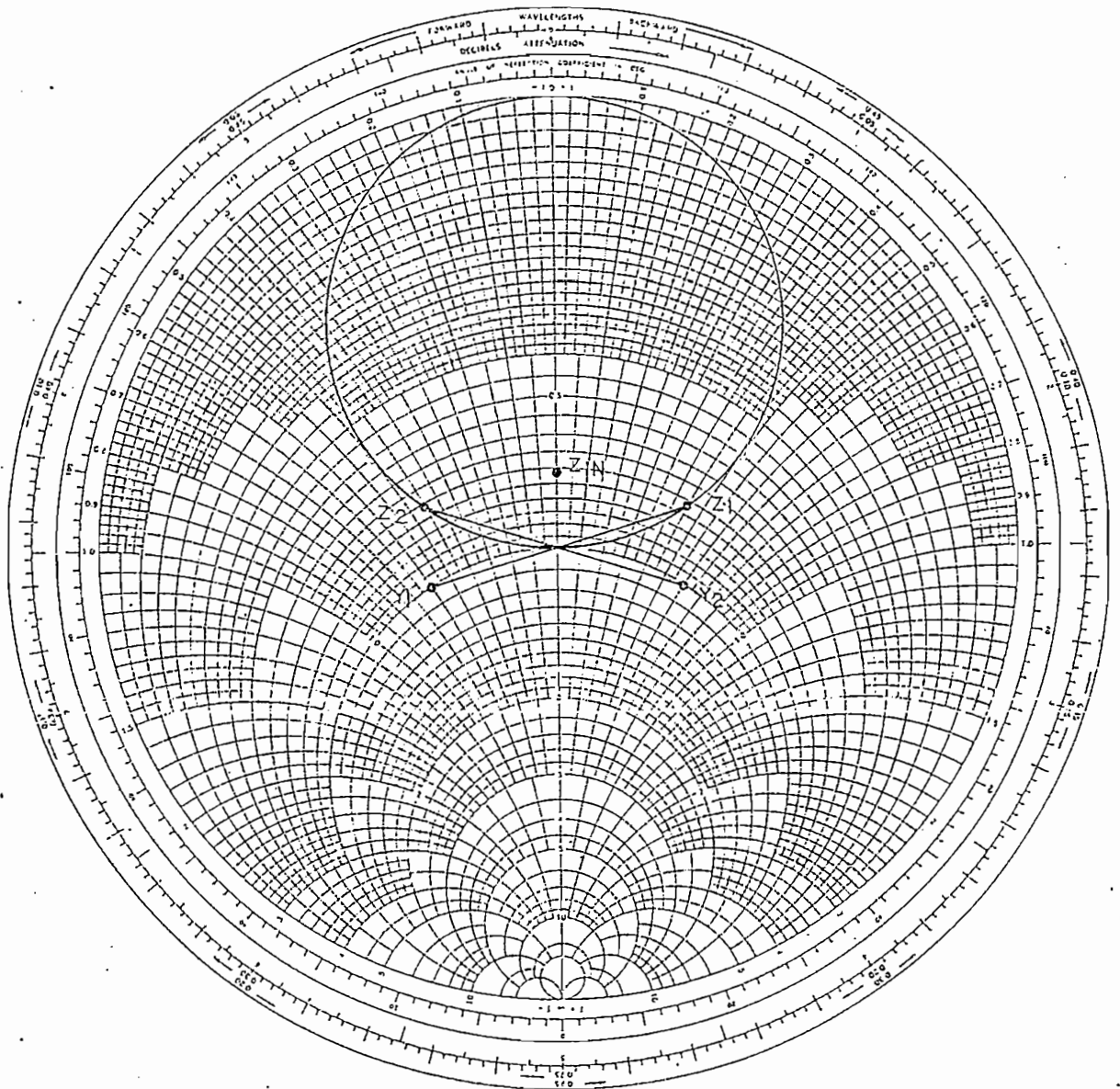
a = radio de la antena



CUADRO 4 ACOPLAMIENTO DE ANTENA



CUADRO 5 ACOPLAMIENTO ENTRE MEZCLADOR Y RECEPTOR DE FM



CUADRO 6 ACOPLAMIENTO ENTRE GENERADOR DE SEÑALES Y RECEPTOR DE SISTEMA STL.

1.2 DATA SUMMARY

FREQUENCY

Range:	10 to 470 Mc/s in five bands:- 10 to 22 Mc/s, 22 to 50 Mc/s, 50 to 115 Mc/s, 115 to 270 Mc/s, 270 to 470 Mc/s.
Calibration Accuracy:	±1%.
Crystal Calibrator:	Provides check points every 1 Mc/s with markers every 10 Mc/s. Accuracy ±0.02% at each check point.
Fine Tuning:	Uncalibrated control provides cover of approximately 25 kc/s to over 100 kc/s tot. depending on carrier frequency.
Frequency Stability:	Drift is not greater than 0.015% in a 10 minute period after 1 hour warm-up.
Attenuator Reaction:	Negligible below 50 mV; not greater than 0.1% above.
Incremental Frequency Control:	Carrier shift is variable from -100 kc/s to +100 kc/s by continuous and stepped control. The stepped control has three negative and three positive positions, each with independent preset adjustments, and one zero-shift position. Shift is monitored by meter with two ranges, -20 to +20 kc/s and -100 to +100 kc/s.
Incremental Accuracy:	±1.5% of full scale at all carrier frequencies. Above 115 Mc/s, the 15% accuracy applies after use of the correction chart supplied. Direct accuracy without chart above 115 Mc/s is ±20% of full scale.
Spurious Signals:	There are no sub-harmonics of the carrier frequency.

1.2 (continued)

R.F. OUTPUT:

Level: The source e.m.f. is continuously variable from 0.2 μ V to 200mV. The attenuator dial shows the source e.m.f. both directly and in decibels relative to 1 μ V. The dial cursor can be positioned to indicate voltage across a 50 Ω load instead of source e.m.f.

Output Accuracy: Overall, $\pm 2\text{dB}$.

Source Impedance: 50 Ω ; v.s.w.r. not greater than 1.25 using the 20dB pad TM 4919, or 1.6 using the 6dB pad TM 4919/1.

Stray Radiation: Negligible; permits full use of lowest output

FREQUENCY MODULATION

Internal: Modulation frequencies: 1 and 5 kc/s. Deviation variable to 100 kc/s maximum on ranges A and B, 400 kc/s on ranges C and D, and 300 kc/s on range E. Deviation indicated on meter with three ranges: 0 to 20 kc/s, 0 to 100 kc/s and 0 to 400 kc/s.

External: Modulation frequency range: 30 c/s to 100 kc/s. Deviation as for INTERNAL. Input requirements: 25V across 5k Ω or more for maximum deviation.

Deviation Accuracy: Deviation ranges 0 - 20kc/s and 0 - 100 kc/s: $\pm 10\%$ of full scale at all carrier frequencies. Above 115 Mc/s the 10% accuracy applies after use of the correction chart supplied. Direct accuracy without chart above 115 Mc/s is $\pm 20\%$ at full scale.

Deviation range 0 - 400kc/s: $\pm 15\%$ of full scale at all carrier frequencies. Above 115 Mc/s the 15% accuracy applies after use of the correction chart supplied. Direct accuracy without chart above 115 Mc/s is $\pm 20\%$ off full scale.

Accuracy over external modulation frequency range is within 12% of accuracy at 1kc/s.

1.2 (continued)

Modulation Distortion: Distortion introduced by the modulator is not greater than 10% at the maximum deviation quoted above. Between 215 and 265 Mc/s distortion is not greater than 5% at maximum deviation for modulation frequencies 1 kc/s and above.

A.M. on F.M. Typically, less than 5% modulation depth at maximum deviation.

Residual F.M.: The f.m. due to hum and noise is less than 100 c/s deviation.

AMPLITUDE MODULATION

Internal: Modulation frequencies: 1 and 5 kc/s. Modulation depth variable up to least 40% and indicated on a meter scaled 0 to 50%.

External: Modulation frequency range: 30 c/s to 15 kc/s. Modulation depth as for INTERNAL

Modulation Depth Accuracy: $\pm 5\%$ modulation. Input requirements: 12V across 270 k Ω for 50%.

F.M. on A.M. For 30% a.m. varies typically from 15 kc/s at 10 Mc/s to 60 kc/s at 100 Mc/s.

Residual A.M. The a.m. due to hum and noise is better than 50 dB below 30% modulation.

POWER SUPPLY: 200 to 250 and 100 to 130 V, 40 to 60 c/s, 90 W. Fuses in mains, h.t., and l.t. circuits.

DIMENSIONS & WEIGHT: (in case for bench use)	Height	Width	Depth	Weight
	15 $\frac{1}{2}$ in	21 in	10 $\frac{1}{2}$ in	54 lb
	(39.5 cm)	(53.5 cm)	(27 cm)	(24.5 kg)