

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

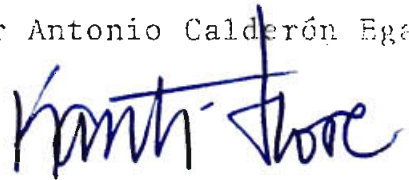
" MICROFONO INALAMBRICO CON CIRCUITOS INTEGRADOS "

Por: ANTONIO CALDERON EGAS

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE  
INGENIERO ELECTRICO EN LA ESPECIALIZACION  
DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

Quito, Julio de 1978

Certifico que el presente  
trabajo ha sido elaborado  
en su totalidad por el se  
ñor Antonio Calderón Egas.

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "Kanti Hore". The signature is fluid and cursive, with a long horizontal stroke at the end.

DR. KANTI HORE  
Director de Tesis

DEDICATORIA

A mis Padres  
con mucha gratitud.

A mis Hermanos y Amigos  
con gran cariño.

AGRADECIMIENTO

A todos quienes contribuyeron para la culminación del presente trabajo.

En lo íntimo de mi alma permanecerá indeleble, para ellos, mi gratitud.

## C O N T E N I D O

	PAGINA
CAPITULO I GENERALIDADES	1
INTRODUCCION	1
1.1.- Consideraciones Generales del Micrófono Inalámbrico	1
1.2.- Ventajas del empleo de Circuitos Integrados	4
CAPITULO II DISEÑO Y CONSTRUCCION	6
2.1.- Análisis y justificación del Circuito a diseñarse	6
2.2.- Diseño del Circuito Ampli- ficador de RF y Antena	9
Diseño de la Antena	9
Cálculo de la Potencia de Transmisión	11
Diseño del Amplificador de Potencia	13
Diseño del Circuito de Acoplamiento	30
2.3.- Diseño del Circuito Oscilador- Modulador en Frecuencia	36
2.4.- Diseño del Amplificador de Audio	43

CAPITULO III	RESULTADOS Y CONCLUSIONES	46
3.1.-	Problemas Tecnológicos de Construcción	46
3.2.-	Análisis de los Resultados Experimentales obtenidos	48
3.3.-	Conclusiones y Recomendaciones	50
BIBLIOGRAFIA		52

# MICROFONO INALAMBRICO CON CIRCUITOS INTEGRADOS

## C A P I T U L O I

### GENERALIDADES

#### INTRODUCCION:

El objeto de este trabajo es el diseñar el prototipo de un transmisor cuyas características generales serán las siguientes: poco alcance, pequeño, sencillo y de fácil uso, debido a que su principal utilización será como, por ejemplo, la de dictar conferencias, que se lo hacen generalmente en locales pequeños, o para transmisiones de éste tipo en las cuales es muchas veces laborioso la instalación de todo un equipo de amplificación con sus respectivos parlantes, no sólo por el trabajo que se requiere para esto, sino que también a veces hasta el local resulta inconveniente; entonces, el tener a la mano un transmisor inalámbrico las ventajas son obvias ya que para el fin bastará solamente disponer de un radio receptor con algunos altoparlantes de extensión.

#### 1.1.- CONSIDERACIONES GENERALES DEL MICROFONO INALAMBRICO

1.1.1.- ALIMENTACION: Uno de los aspectos importantes en el diseño del transmisor, es la fuente de alimentación, ya que ésta, a más de proporcionar la

energía suficiente al sistema, como también en su tamaño físico sea lo más pequeña posible y de poco peso, es necesario que su capacidad asegure un prudencial tiempo de trabajo y por ende que la utilización del transmisor sea económica. Debido a estos factores se utilizará una batería de 9 voltios que a más de cumplir satisfactoriamente con lo anterior dicho, se puede encontrar fácilmente en el mercado.

1.1.2.- UTILIZACION DE CIRCUITOS INTEGRADOS Y SEMICONDUCTORES: Con el afán de miniaturizar el circuito y ahorrar energía, se hace necesario el uso de circuitos integrados que como se verá más adelante, en el capítulo segundo, se los utiliza en la etapa de oscilación-modulación, mientras que en las etapas de amplificación de la señal de audio como en la de potencia se utiliza semiconductores discretos.

1.1.3.- MODULACION: Esta se lo va hacer en frecuencia modulada, no sólo por las ventajas que presenta, como por ejemplo, su amplia gama de frecuencias transmitidas, como también la supresión de ruidos durante la recepción y por ende la alta fidelidad en la reproducción del sonido; sino que además, como se trata de diseñar un transmisor que no necesite de un receptor especial, sino únicamente de los que se encuentra en el mercado, el rango de frecuencia de la

portadora deberá estar dentro de la banda de FM, por que inclusive, de esta manera se puede obtener una antena pequeña, y el transmisor en sí cómodo en su utilización.

1.1.4.- FRECUENCIA PORTADORA: Debido a las razones anteriormente anotadas, la frecuencia portadora necesariamente estará dentro de la banda de radio difusión por modulación en frecuencia, esto es entre 88 y 108 MHz, de cuya banda se utilizará la frecuencia asignada a la Escuela Politécnica Nacional que son los 88.1 MHz.

1.1.5.- TIPO DE ANTENA: La antena a utilizarse será un mono polo de  $\lambda/4$ , aunque en la práctica no se lo tome exactamente este valor sino un 4 o un 5% menor, para de esta forma eliminar la parte reactiva de la impedancia de radiación y hacerla resonante, consiguiéndose de esta manera una antena razonablemente corta. En cuanto a su radiación podríamos decir que sus lóbulos tanto en el plano vertical como en el horizontal cumplen satisfactoriamente con el fin que se pretende.

1.1.6.- ALCANCE: El radio de acción de este micrófono inalámbrico, será máximo de unos 100 metros, por las razones expuestas en los numerales anteriores,



como es una de ellas el uso principal que se le va a dar, siendo éste un factor limitante tanto para su alcance como también para su potencia de transmisión.

## 1.2.- VENTAJAS DEL EMPLEO DE CIRCUITOS INTEGRADOS

El empleo de circuitos integrados en el diseño dentro del campo de la ingeniería electrónica ha venido a representar un paso gigantesco en el desarrollo de la misma. En su utilización no se necesita más que la polarización y unos cuantos elementos exteriores para tener implementado todo un circuito, talvez muy complejo y demasiado grande en el caso de que se usara elementos discretos. Consiguiéndose, también, resultados muy satisfactorios debido a que variaciones que se puedan tener ya sean éstas por envejecimiento, por cambios de temperatura o por otras razones, éstas van a depender casi exclusivamente del circuito integrado utilizado, mientras que el mismo circuito con elementos discretos, su estabilidad o sus resultados en general, dependerán de las variaciones que tengan, ya no uno sólo, sino muchos elementos. Otra de las ventajas del empleo de circuitos integrados es su versatilidad en el uso ya que un mismo chip puede ser utilizado para diferentes fines con sólo cambiar, quitar o añadir elementos en el circuito exterior a éste. Si bien existen circuitos integrados destinados para un fin especí

fico, esto no le quita las cualidades anotadas anteriormente.

En general, la utilización de circuitos integrados en la época actual se está haciendo cada vez más necesaria, no sólo por las ventajas anotadas, sino también entre otras por razones de costo, de variedad, de minimizar, etc., factores importantes, todos éstos, para la optimización de cualquier diseño electrónico.

C A P I T U L O    II

DISEÑO Y CONSTRUCCION

2.1.- ANALISIS Y JUSTIFICACION DEL CIRCUITO A DISEÑARSE

Para poder analizar y justificar el circuito a diseñarse, es necesario tener un punto de partida y este es el diagrama de bloques. Teniendo en cuenta el material del que se dispone en el mercado local, como también lo que se ha logrado conseguir, este diagrama ha quedado en la forma que indica la Fig. 2-1.

Como primer punto tenemos la batería de 9 voltios que nos servirá para alimentar al sistema, en otras palabras como fuente de polarización tanto para el amplificador de audio como para el amplificador de potencia. También esta servirá de fuente de alimentación para la fuente de 5 voltios D.C. que es un circuito integrado.

Una vez cumplida la parte de alimentación, analicemos en forma general el modo de operación del circuito.

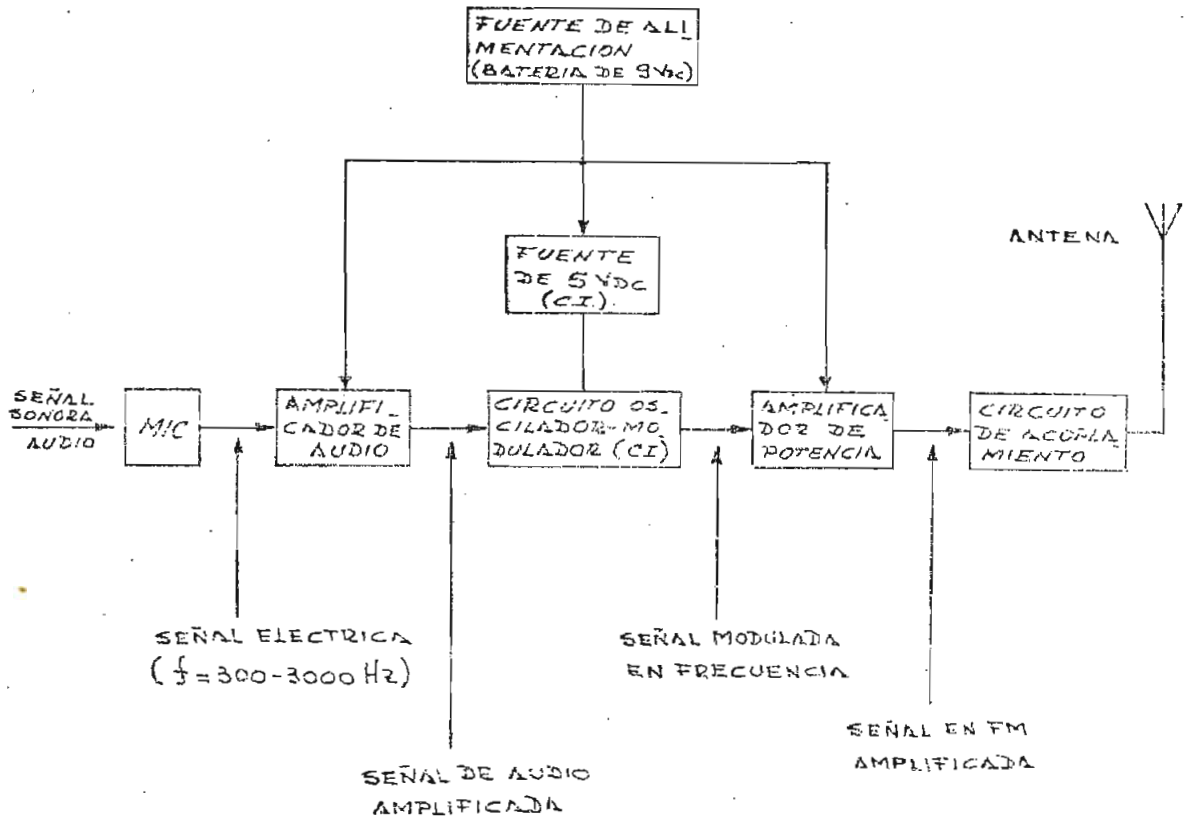


FIG: 2-1

La señal de entrada es una señal sonora en el rango de audio, es decir entre 300 Hz y 3 KHz que será transformada en una señal eléctrica por medio del micrófono (transductor); esta señal deberá ser amplificada hasta obtener la magnitud necesaria capaz de producir la modulación en frecuencia con el ancho de banda deseado, de ahí la necesidad del amplificador de audio. Una vez obtenida esta señal de audio amplificada, entrará al circuito oscilador obteniéndose a la salida de éste la señal modulada en frecuencia. Cabe indicar que este

circuito oscilador-modulador es un circuito integrado que para su funcionamiento necesita una fuente de alimentación de 5 voltios D.C. la cual consta en el diagrama de flujo.

Esta señal modulada es la que será transmitida y para esto necesitamos el amplificador de potencia, el cual entregará a la antena la señal con la potencia necesaria para su transmisión y recepción en el punto deseado. Para tener un mejor aprovechamiento de la potencia entregada por este amplificador, se utilizará un circuito de acoplamiento para conseguir la máxima transferencia de potencia a la antena.

En general y en pocas palabras, este es en sí el funcionamiento que deberá realizar el circuito en cada una de sus partes. Más adelante trataremos de explicar detenidamente el funcionamiento de cada una de ellas, a la vez que realizaremos el diseño de las mismas.

Con el fin de seguir una secuencia lógica en el diseño de este micrófono inalámbrico, empecemos por considerar las características que debe cumplir el mismo como es el alcance de la señal, a la frecuencia que debe trabajar y la clase de transmisión que debe tener, esto es en frecuencia modulada.

Bajo estas consideraciones, empecemos con el:

## 2.2.- DISEÑO DEL CIRCUITO-AMPLIFICADOR DE RF Y ANTENA

Para el diseño de esta parte del circuito, necesitamos de las características específicas que debe cumplir el sistema como son la frecuencia de trabajo que será en el rango de FM es decir entre 88 y 108 MHz, y la distancia máxima que debe cubrir que será de 100 mts.máximo.

### Diseño de la Antena:

La antena que se va a utilizar es, teóricamente, un monopolio de  $\lambda/4$  por considerarse que la longitud que presenta ésta, es conveniente para una frecuencia portadora dentro de la banda de FM. En la práctica la antena será un 4 o un 5% menor en longitud que la de  $\lambda/4$  para eliminar la parte reactiva que presenta ésta última y de esta manera tener que la impedancia de radiación de la antena sea resistiva o en otras palabras que la antena sea resonante.

Que la impedancia de radiación de una antena sea resistiva, tiene su importancia debido al buen acoplamiento que debe existir entre ésta y el amplificador de potencia. Esta es también una de las razones por la que no se utiliza una antena más pequeña, como puede ser una menor o igual a  $\lambda/8$  que si bien, por su tamaño puede ser mucho más cómoda, la impedancia de radiación pre-

senta una parte reactiva grande comparada con la parte resistiva, determinando un  $Q_A$  de la antena bastante elevado. Esto implica que el  $Q$  del circuito de acoplamiento deberá ser mayor que  $Q_A$  para evitar pérdidas y tener máxima transferencia de potencia.

Por lo tanto, empecemos por fijarnos:

$$f = 88.1 \text{ [MHz]}$$

$$\text{y } d = 100 \text{ [m]}$$

$$\text{Siendo } \lambda = \frac{c}{f} = \frac{300}{88.1} = 3,41 \text{ [m]}$$

y tomando a la longitud ( $h$ ) de la antena como:

$$h = 0,24\lambda \text{ (para condiciones de resonancia)}$$

$$\text{tenemos que } h = 0,24 \cdot 3,41 \text{ [m]} = 0,82 \text{ [m]}$$

$$h = 82 \text{ [cm]}$$

De esta manera hemos determinado que la longitud de la antena será igual a 82 [cm]

Si bien, un monopolo de  $\lambda/4$  tiene como ganancia 3, considerando tierra el plano reflector, nosotros asumiremos un valor igual a 1,5, para los cálculos respectivos, debido a que el plano reflector no es precisamente tierra, dando de ésta manera un margen de seguridad

en el diseño del transmisor.

Cálculo de la Potencia de Transmisión:

Una parte muy importante en el diseño de este micrófono inalámbrico, como de cualquier otro transmisor, es la determinación de la potencia de transmisión que deberá ser entregada por la antena al medio ambiente, para poder cubrir cierto radio de acción impuesto o dado por las necesidades del medio.

Una fórmula muy práctica para el cálculo de la potencia de transmisión en función de la sensibilidad de los aparatos receptores y de la distancia a la cual está el punto de recepción, es la siguiente:

$$P_t = \frac{(E_r \cdot d)^2}{30}$$

donde:  $P_t$  = Potencia de transmisión [w]

$E_r$  = Intensidad de campo eléctrico requerido en el punto de recepción [v/m]

$d$  = Distancia entre el punto de transmisión y el de recepción, o distancia que se quiere alcanzar. [m]

Según las reglamentaciones internacionales, tenemos que para la transmisión en FM el campo eléctrico mínimo ( $E_r$  min) requerido en el punto de recepción debe



ser igual a  $3,16 \text{ [mV/m]}$ , debido esto a la sensibilidad de los aparatos receptores que han sido diseñados bajo éste criterio; por lo tanto, para el presente di se ño y para dar un margen de seguridad al mismo, se u ti lizará para el cálculo respectivo  $E_r = 5 \text{ [mV/m]}$  Entonces, resumiendo, tendremos que para el cálculo de la potencia de transmisión, contamos con los siguientes datos:

$$E_r = 5 \text{ [mV/m]}$$

$$d = 100 \text{ [m]}$$

Por lo tanto:

$$P_t' = \frac{(E_r \cdot d)^2}{30} = \frac{(5 \cdot 10^{-3} \cdot 100)^2}{30} \text{ [w]} = 8,3 \text{ [mw]}$$

$$P_t' = 8,3 \text{ [mw]}$$

Ahora bien, tomando en cuenta la ganancia de la antena, igual a 1,5 como se había mencionado anteriormente, tendremos que la potencia de transmisión necesaria se rá:

$$P_t = \frac{P_t'}{1,5} = \frac{8,3}{1,5} \text{ [mw]} = 5,53 \text{ [mw]}$$

$$P_t = 5,53 \text{ [mw]}$$

Esta es la potencia que necesitamos entregar del ampli

ficador a la antena; pero como debido al rendimiento de aquel como también al del circuito de acoplamiento van a hacer que se pierda cierta cantidad de energía, por lo tanto calcularemos el amplificador para una potencia de salida igual a 10 [mw]

Por lo tanto asumiremos  $P_t = 10$  [mw]

### Diseño del Amplificador de Potencia

El cálculo de este amplificador se lo va a hacer en una sola etapa de amplificación, trabajando en clase A, debido a que la señal entregada por el circuito oscilador-modulador (en circuito integrado) es demasiado baja, motivo por el cual no se podría hacer trabajar a este amplificador en otras clases como es por ejemplo en clase C para tener un mayor rendimiento.

Ahora bien, se podría pensar en tener etapas previas de amplificación con el fin de obtener el nivel de señal suficiente como para hacer trabajar a una última etapa en clase B o C; pero esto se justificaría en el caso que la potencia de transmisión requerida sea alta, lo cual no está de acuerdo a las necesidades de este transmisor en donde la potencia de transmisión necesaria, como se vio en el cálculo de la misma, es muy baja; además al circuito total se lo trata de implementar de tal forma que evite consumos innecesarios de

energía de la fuente (batería) asegurando de esta manera mayor tiempo de funcionamiento; como también, atendiendo a lo físico, pues mientras más pequeño se lo pueda hacer al transmisor, será mucho más cómodo su uso, lo cual implica el utilizar el menor número de elementos posibles. Entonces, tomando en cuenta el rendimiento del amplificador clase A, que es del 25%, tendremos que el transistor estará disipando unos 30 [mw] para obtener la potencia de salida igual a 10 [mw] requerida en la carga. Como carga del amplificador vamos a considerar el circuito de acoplamiento y antena.

Debido a la alta frecuencia a la cual va a estar trabajando el amplificador, se hace muy importante la consideración de las características de salida del transistor, como son la resistencia de salida y la capacidad de salida, datos importantes que deben ser conocidos tanto para el diseño del amplificador, como mucho más, para el cálculo del circuito de acoplamiento.

Para el diseño del circuito, vamos a utilizar el transistor 2N4428 que según el manual, las características de este son las siguientes: (Ver fotocopias adjuntas).

Entonces de acuerdo a estas características tenemos que la capacidad de salida estando el transistor en la configuración de base común, con  $V_{CB} = 28 [V_{DC}]$ ,  $I_E = 0$  y  $f = 1.0 [MHz]$ , es  $C_{ob} = 1,2 [pF]$  como valor

# 2N4428 (SILICON)

## NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR

... designed primarily for use in large signal VHF and UHF amplifier output stages in military and industrial communications applications.

- High Power Output –  
P<sub>out</sub> = 0.75 Watt with 10 dB Gain @ f = 500 MHz
- High Current-Gain-Bandwidth Product –  
f<sub>T</sub> = 1000 MHz (Typ) @ I<sub>C</sub> = 50 mA dc
- Multiple Emitter Construction for Excellent High Frequency Performance

## NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR

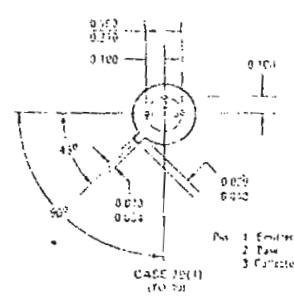
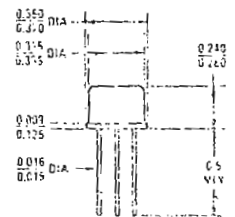
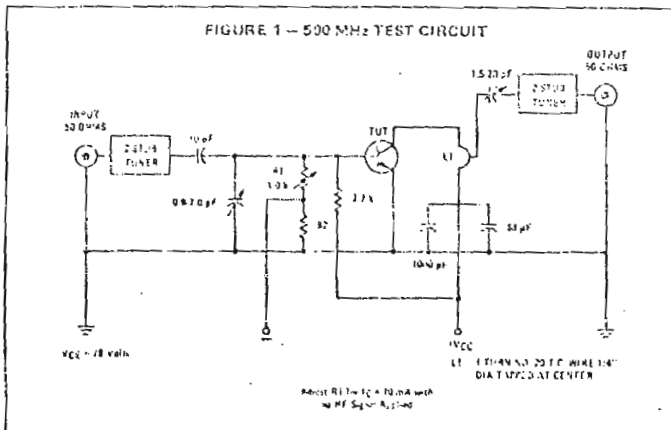


### \*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CE0</sub>	35	Vdc
Collector-Base Voltage	V <sub>CB</sub>	55	Vdc
Emitter-Base Voltage	V <sub>EB</sub>	3.5	Vdc
Collector Current – Continuous	I <sub>C</sub>	425	mA dc
Base Current – Continuous	I <sub>B</sub>	150	mA dc
Total Device Dissipation @ T <sub>C</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	3.5 20	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-65 to +200	°C

\*Indicates JEDEC Registered Data.

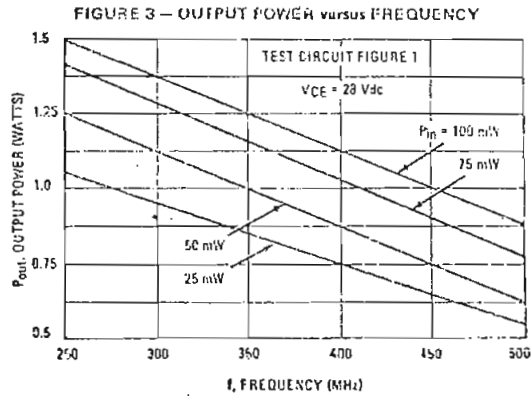
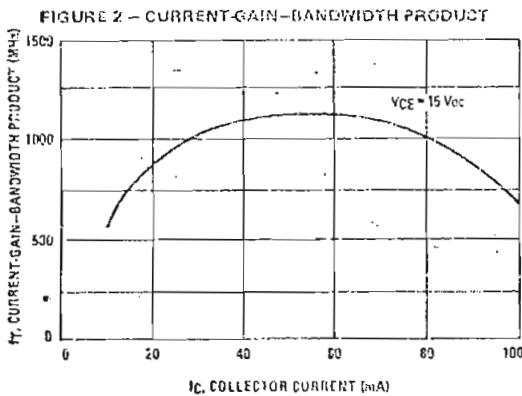
FIGURE 1 – 500 MHz TEST CIRCUIT



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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Collector-Emitter Sustaining Voltage ( $I_C = 20 \text{ mA dc}, I_B = 0$ )	$V_{CEO(sus)}$	35	—	—	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage ( $I_C = 20 \text{ mA dc}, R_{BE} = 10 \text{ ohms}$ )	$V_{CER(sus)}$	55	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 55 \text{ Vdc}, V_{BE} = -1.5 \text{ Vdc}$ )	$I_{CEX}$	—	—	1.0	mA dc
Emitter Cutoff Current ( $V_{EB} = 3.5 \text{ Vdc}, I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	—	—	0.1	mA dc
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
DC Current Gain ( $I_C = 50 \text{ mA dc}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 400 \text{ mA dc}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$ )	$h_{FE}$	20 5.0	— —	200 —	—
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>					
Current-Gain-Bandwidth Product ( $I_C = 50 \text{ mA dc}, V_{CE} = 20 \text{ Vdc}, f = 200 \text{ MHz}$ )	$f_T$	700	1000	—	MHz
Output Capacitance ( $V_{CB} = 28 \text{ Vdc}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$C_{ob}$	—	1.2	3.5	pF
<b>FUNCTIONAL TEST</b>					
Power Input (Figure 1) ( $P_{out} = 750 \text{ mW}, V_{CE} = 28 \text{ Vdc}, R_S = 50 \text{ Ohms}, f = 500 \text{ MHz}$ )	$P_{in}$	—	—	7.5	mW
Collector Efficiency (Figure 1) ( $P_{out} = 750 \text{ mW}, V_{CE} = 28 \text{ Vdc}, R_S = 50 \text{ Ohms}, f = 500 \text{ MHz}$ )	$\eta$	35	—	—	%

\* Indicates JEDEC Registered Data.



típico y  $C_{ob} = 3,5 \text{ pF}$  como valor máximo; pero en el diseño lo que nos interesa es la capacidad de salida en emisor común, que viene a ser ésta muy semejante en valor a la de base común. Por lo tanto, tomando en cuenta lo anterior, como también el voltaje colector-emisor, que para este caso va a ser de  $9 \text{ V}_{DC}$  máximo, vamos a considerar que la capacidad de salida colector-emisor ( $C_{CE}$ ) estará comprendida entre 5 y  $10 \text{ [pF]}$ .

Tanto para el diseño del amplificador como también para el del circuito de acoplamiento necesitamos calcular la resistencia de salida del transistor o en otras palabras, la resistencia de carga que le gustaría ver al transistor para tener la mayor transmisión de potencia. Para esto, hagamos un pequeño análisis en base a las características de colector, de las señales de salida del circuito amplificador. (Cabe indicar que para este análisis se supondrá señales sinusoidales).

En la Fig. 2-2.a. tenemos, a rasgos generales, sólo la parte de colector del amplificador que se trata de diseñar, en donde tenemos el voltaje de la fuente igual a 9 voltios y por criterios de diseño haremos que el voltaje de emisor sea igual a 1 voltio; es decir, se tiene un voltaje colector-emisor de polarización igual a  $8 \text{ V}_{DC}$ .

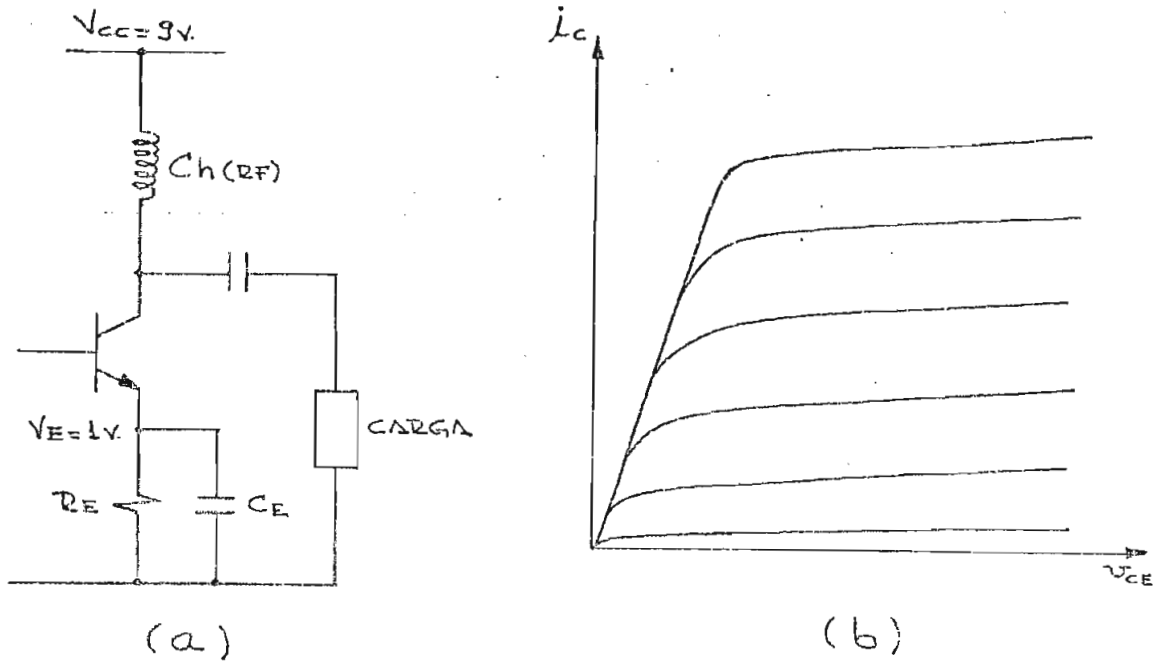


FIG: 2-2

En la Fig. 2-2.b. se tiene unas supuestas características de colector, para fines del análisis que nos proponemos, del transistor a usarse. Como el punto de origen de estas características corresponde a 0 voltios en el eje de  $V_{CE}$ , es decir que se supone que el voltaje de emisor está a un voltaje de referencia de cero voltios, vamos a suponer que nuestra fuente de polarización es de 8 voltios. En estas condiciones al circuito amplificador se le podría sintetizar de la siguiente forma: (Fig. 2-3).

Ahora bien, la mayor transmisión de potencia tendremos cuando la carga sea igual a la resistencia de salida

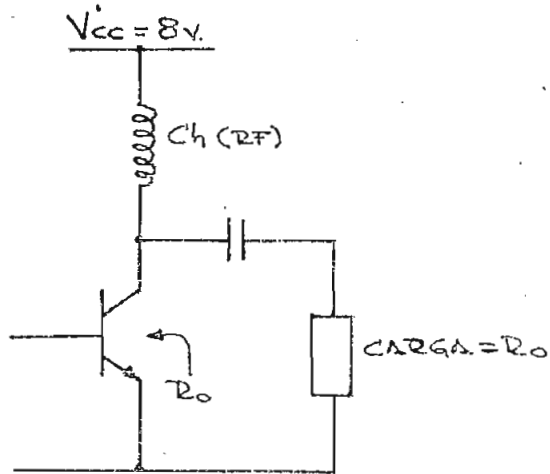


FIG: 2-3

( $R_0$ ) del transistor. Dibujemos entonces, sobre las características de colector, las rectas de carga estática y dinámica para las condiciones anotadas arriba.

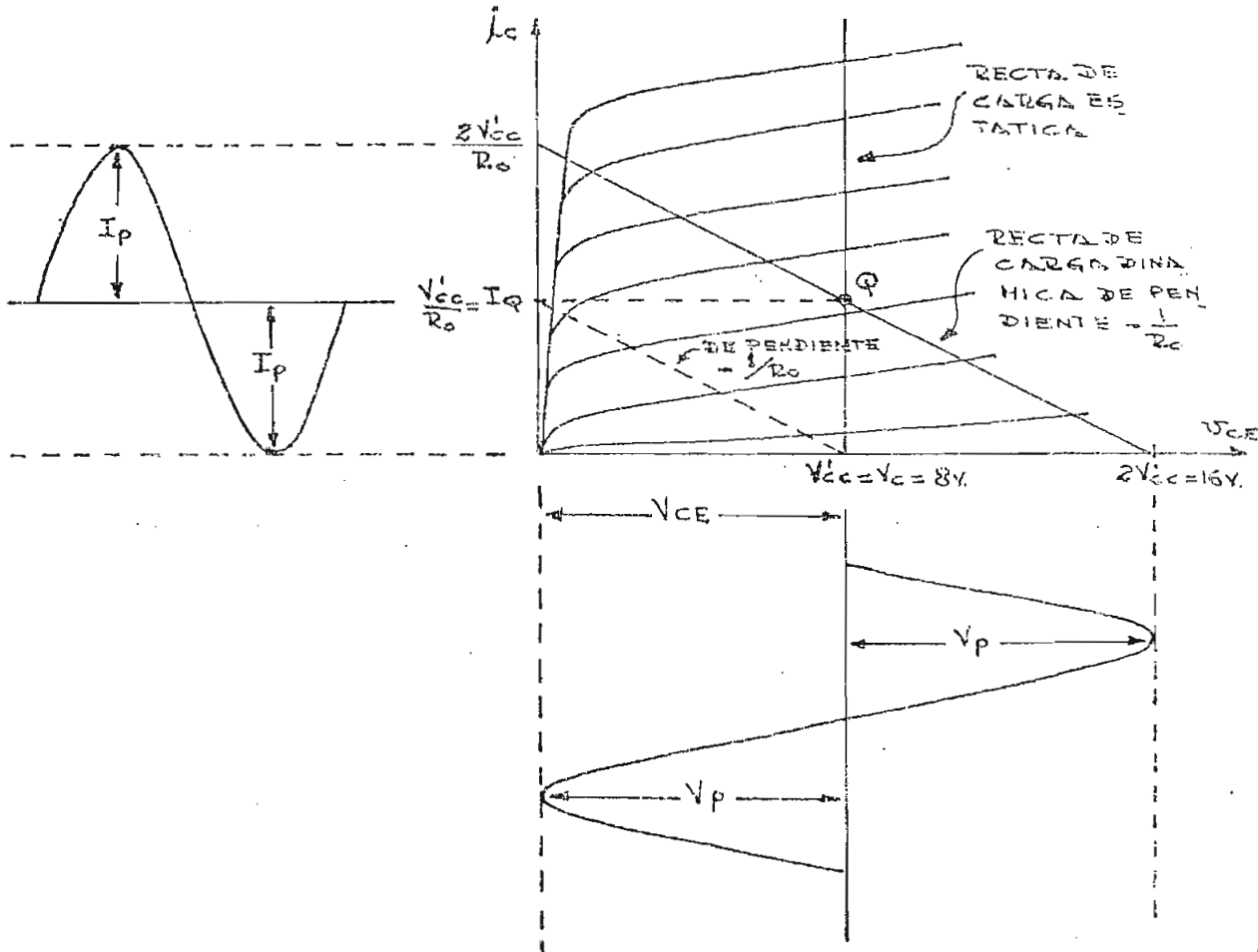


FIG: 2-4



Como para DC en la rama colector-emisor de la Fig. 2-3 no existe ninguna resistencia, entonces la recta de carga estática es como la mostrada en la Fig. 2-4.

La recta marcada por líneas entrecortadas de pendiente  $-\frac{1}{R_o}$ , sería una recta de carga dinámica hipotética, considerando a la resistencia de salida del transistor como carga del amplificador. Como para máxima transferencia de potencia se hace necesario poner como carga una resistencia igual a la resistencia de salida del transistor, entonces la recta de carga dinámica para éste caso, tiene la misma pendiente  $-\frac{1}{R_o}$  que pasaría por el punto Q de operación, cortando ésta en el punto  $2 V_{cc}$  en el eje de voltajes de colector-emisor; de esta forma podemos ver que la señal de voltajes de salida puede ser máximo de 16 voltios pico a pico y la de corriente de  $\frac{2 V_{cc}}{R_o}$  pico a pico.

Con este análisis, podemos hacer ya el cálculo de la resistencia de salida del transistor, de la siguiente forma: tenemos que la potencia eficaz (de salida) que queremos entregar a la carga, está determinada por la relación entre el voltaje eficaz al cuadrado que será entregado a la carga sobre ésta, es decir:

$$P_o = \frac{(V_{ef})^2}{R_o} = \frac{(V \text{ pico})^2}{2 \cdot R_o}$$

Pero en el caso nuestro, tenemos que:

$$V_{\text{pico}} = V_{\text{CC}} = 8 \text{ V}$$

Por lo que la fórmula

$$P_o = \frac{(V_{\text{CC}})^2}{2 R_o}$$

De donde:

$$R_o = \frac{(V_{\text{CC}})^2}{2 \cdot P_o} = \frac{(8\text{V})^2}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \text{ W}} = 3,2 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$R_o = 3,2 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

Siendo éste el valor de la carga que deberá tener el circuito amplificador para su mejor rendimiento.

A partir de este valor de resistencia y de la potencia de salida, calcularemos la corriente de colector de polarización ( $I_c$ ), pero para esto primeramente determinemos la  $I_{\text{ef}}$ .

$$I_{\text{ef}} = \frac{P_o}{R_o} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \text{ W}}{3,2 \cdot 10^3 \Omega} = 1,77 \text{ mA}$$

De donde la corriente de pico será igual a

$$I_p = \sqrt{2} \cdot I_{\text{ef}} = \sqrt{2} \cdot 1,77 \text{ [mA]} = 2,5 \text{ [mA]}$$

$$I_p = 2,5 \text{ [mA]}$$

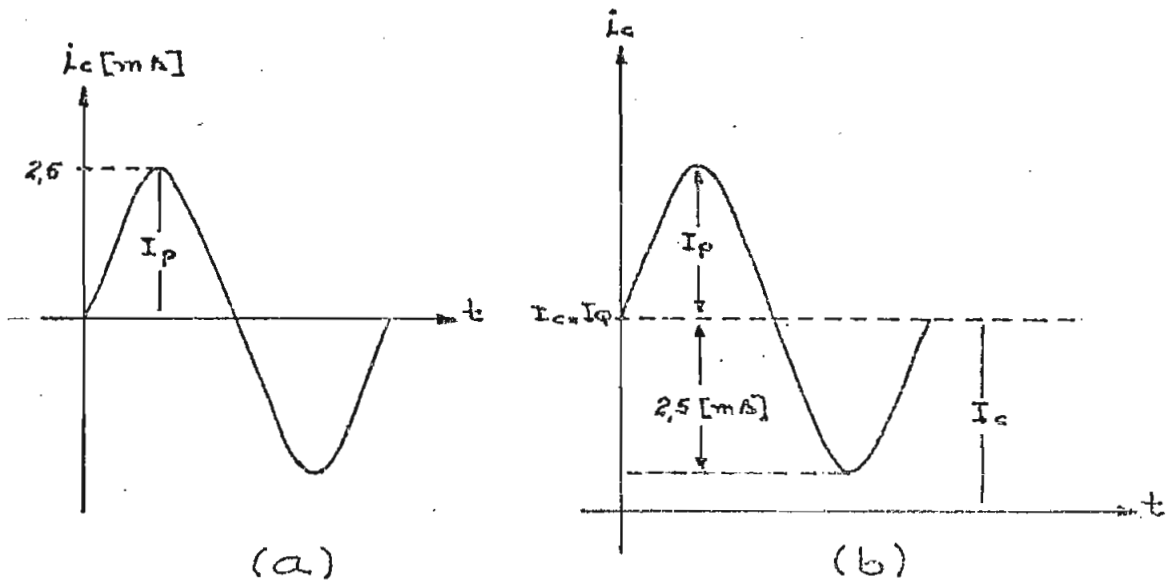


FIG: 2-5

Lo que determinaría que la corriente de polarización de colector ( $I_c$ ) debería ser igual o mayor que la corriente de pico ( $I_p$ ), para asegurar de ésta forma que no se produzca distorsión de la señal por corriente. (Ver figura 2-5.b.)

Por lo tanto haciendo  $I_c \geq I_p$

Asumiremos  $I_c = 3$  [mA]

Con estos resultados, hagamos una breve verificación tanto de la potencia disipada por el transistor como de la potencia entregada a la carga. Para esto necesitamos disponer de los valores eficaces de voltaje y co

corriente de salida. Si nos fijamos en la Fig. 2-4, veremos que las señales de salida son de la siguiente forma:

$$f(t) = K + K \cdot \text{sen } \omega t \quad (\text{para condiciones de mayor rendimiento y suponiendo señales sinusoidales})$$

De donde:

$$f^2(t)_{\text{ef}} = \frac{1}{T} \int_0^T (K + K \cdot \text{sen } \omega t)^2 dt = \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot K \right)^2$$

$$\text{Por lo tanto } f(t)_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot K$$

En donde K vendría a ser para el caso de la corriente eficaz, la  $I_c$  de polarización, y en el caso del voltaje el valor de la fuente de polarización. Entonces tenemos que:

$$I_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_c = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 2,5 \text{ [mA]} = 3,06 \text{ [mA]}$$

$$V_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{\text{cc}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 8 \text{ [V]} = 9,8 \text{ [V]}$$

Por lo tanto, la potencia eficaz que disipará el transistor será:

$$P_{\text{ef}} = I_{\text{ef}} \cdot V_{\text{ef}} = 3,06 \cdot 9,8 \text{ [mW]} = 29,99 \text{ [mW]} \approx 30 \text{ [mW]}$$

Valor que practicamente cumple con lo previsto al tomar en cuenta el rendimiento del amplificador.

La potencia entregada a la carga será:

$$P_o = (I_{ef})^2 \cdot R_o = (1,77)^2 \cdot 3,2 \text{ [mW]} = \\ = 10,03 \text{ [mW]} \approx 10 \text{ mW} .$$

Calculemos ahora la potencia disipada por el transistor en ausencia de señal:

$$P_D = I_C \cdot V_{CE} = 2,5 \cdot 8 \text{ [mW]} = 20 \text{ [mW]}$$

Una vez determinado el valor  $I_C$  de polarización, procederemos a calcular el circuito amplificador, el mismo que lo podemos concebir de la siguiente forma:

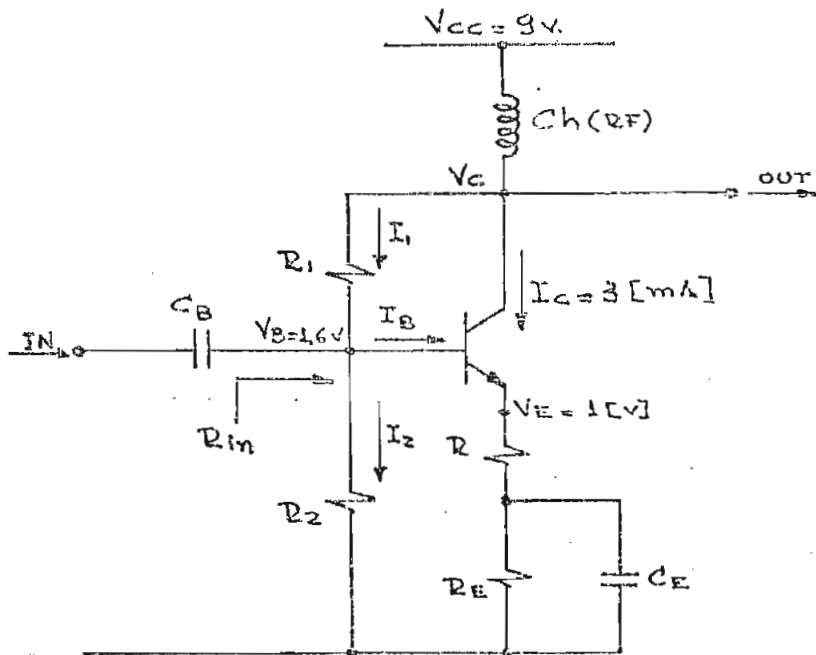


FIG: 2-6

Para el diseño del mismo necesitamos conocer el voltaje de salida, el mismo que nos servirá para determinar la amplificación que deberá tener el circuito.

Por lo tanto:

$$V_{0ef} = \sqrt{P_{0ef} \cdot R_0} = \sqrt{10 \cdot 10^{-3} \cdot 3,2 \cdot 10^3} \text{ [V]}$$

$$V_{0ef} = 4 \cdot \sqrt{2} \text{ [V]}$$

$$V_{Opico} = \sqrt{2} \cdot V_{0ef} = 4 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \text{ [V]} = 8 \text{ [V]}$$

Como a la entrada de este amplificador tendremos la señal proveniente del circuito integrado que es alrededor de 0,35 [V] de pico, la amplificación será:

$$A = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{8 \text{ [V]}}{0,35 \text{ [V]}} = 22,86$$

y asumiremos  $A = 23$

La bobina L o choque para RF la calculemos haciendo que su reactancia se presente como un circuito abierto para la señal de menor frecuencia esto es que:

$$X_L \gg R_L$$

siendo  $R_L = R_0$  (para condiciones de máxima transferencia de potencia)

entonces haciendo  $X_L = 10 R_0$

001807

$$X_L = 10 \cdot 3,2 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$X_L = 32 \text{ [K}\Omega\text{]} = \omega L$$

de donde  $L = \frac{X_L}{\omega}$

$$L = \frac{32 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 88 \cdot 10^6} = 0,05787 \cdot 10^{-3} \text{ [H]}$$

$$L = 58 \text{ [\mu H]}$$

Como también  $A = \frac{X_L // R_L}{r_e + R}$

en donde:

$$r_e = \frac{K \cdot T}{q \cdot I_E} \approx \frac{25 \text{ [mV]}}{I_E} = \frac{25 \text{ [mV]}}{3 \text{ [mA]}} = 8,33 \text{ [\Omega]}$$

$$X_L // R_L = \frac{X_L \cdot R_L}{X_L + R_L} = \frac{32 \cdot 3,2 \cdot 10^6}{(32 + 3,2) \cdot 10^3} \text{ [\Omega]} = 2,91 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

per lo tanto

$$R = \frac{X_L // R_L}{A} - r_e = \frac{2,91 \cdot 10^3}{23} - 8,33 \text{ [\Omega]} = 118,19 \text{ [\Omega]}$$

que asumiremos  $R = 120 \text{ [\Omega]}$

El voltaje sobre esta resistencia será:

$$V_R = I_E \cdot R = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 120 \text{ [V]} = 0,36 \text{ [V]}$$

Pero como se había supuesto en análisis anteriores un voltaje de emisor  $V_E = 1$  [V]

$$\text{Por lo tanto } V_E = I_E \cdot R_{T_E} = I_E (R + R_E)$$

$$\text{de donde } R_E = \frac{V_E}{I_E} - R = \frac{1}{3 \cdot 10^{-3}} - 120 [\Omega] = 213,33 [\Omega]$$

$$\text{que asumiremos } R_E = 200 [\Omega]$$

Para calcular  $C_E$  deberemos pensar que éste debe ser corto circuito para la señal de menor frecuencia, para de esta manera hacer que  $R_E$  no influya en la ganancia del amplificador.

$$\text{Entonces hagamos que } X_{C_E} \ll (r_e + R) // R_E$$

$$\text{En donde } (r_e + R) // R_E = \frac{(8,33+120)200}{8,33+120+200} [\Omega] = 78,17 [\Omega]$$

$$\text{Entonces haciendo } X_{C_E} = \frac{(r_e+R) // R_E}{10} = \frac{78,17}{10} [\Omega]$$

$$X_{C_E} = 7,817 [\Omega]$$

$$\text{Por lo tanto } C_E = \frac{1}{2\pi \cdot 88 \cdot 10^6 \cdot 7,817} [F] \geq 2,3 \cdot 10^{-10} [F]$$

$$C_E = 250 [\text{pF}]$$



Como habíamos asumido  $V_E = 1 \text{ [V]}$ , por lo tanto el voltaje de la base será  $V_B = 1,6 \text{ [V]}$ .

La corriente de base  $I_B$  será:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{3 \text{ [mA]}}{20} = 0,15 \text{ [mA]}$$

haciendo  $I_1 = 5 \cdot I_B = 5 \cdot 0,15 \text{ [mA]} = 0,75 \text{ [mA]}$

$$I_2 = I_1 - I_B = 0,75 - 0,15 \text{ [mA]} = 0,6 \text{ [mA]}$$

Tenemos que:  $R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{9 - 1,6}{0,75 \cdot 10^{-3}} \text{ [\Omega]} = 9,87 \text{ [K}\Omega\text{]}$

$$\text{y } R_2 = \frac{V_B}{I_2} = \frac{1,6}{0,6 \cdot 10^{-3}} \text{ [\Omega]} = 2,67 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

Pero asumiremos  $R_1 = 10 \text{ [K}\Omega\text{]}$ .

$$\text{y } R_2 = 2,5 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

El condensador de paso  $C_B$  lo calcularemos, tomando en cuenta también, que debe ser cortocircuito para la señal de menor frecuencia y para esto hagamos que

$$X_{C_B} \ll R_{in}$$

En donde  $R_{in} = R_1 // R_2 // h_{ie}$

siendo  $h_{ie} = \beta(r_e + R) = 20(8,33 + 120) [\Omega] = 2566,6 [\Omega]$

$$\text{por lo tanto } R_{in} = \frac{10 \cdot 2,5 \cdot 2,567 \cdot 10^9}{(10 \cdot 2,5 + 10 \cdot 2,567 + 2,5 \cdot 2,567) 10^6} [\Omega]$$

$$R_{in} = \frac{25 \cdot 2,567}{57} \cdot 10^3 [\Omega]$$

$$R_{in} = 1,13 [\text{K}\Omega]$$

$$\text{y haciendo } X_{C_B} = \frac{R_{in}}{10} = \frac{1,13}{10} [\text{K}\Omega] = 0,113 [\text{K}\Omega] = \frac{1}{\omega C_B}$$

$$\text{tenemos que } C_B = \frac{1}{2\pi \cdot 88 \cdot 10^6 \cdot 0,113 \cdot 10^3} [\text{F}] = 0,016 \cdot 10^{-9} [\text{F}]$$

$$C_B \geq 16 [\text{pF}] \quad C_B = 20 [\text{pF}]$$

Con esto tendríamos ya calculado el amplificador de potencia, el cual quedaría de la siguiente forma:

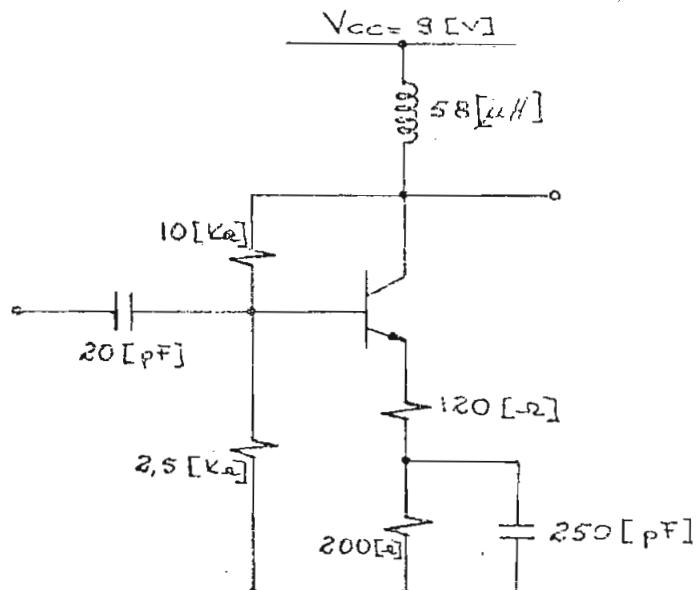


FIG: 2-7

Diseño del Circuito de Acoplamiento:

Este circuito será el que nos permite la máxima transferencia de potencia del amplificador a la antena. Para su cálculo vamos a utilizar la carta de Smith, teniendo como datos:

$$R_0 = 3,2 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$C_0 = 7 \text{ [pF]}$$

$$R_A = 35 \text{ [\Omega]}$$

Donde  $R_0$  = resistencia de salida del transistor  
 $C_0$  = capacidad de salida del transistor  
 $R_A$  = resistencia de radiación de la antena.

Llamando  $Z$  la impedancia de salida del transistor, tenemos que ésta es igual:

$$Z = \frac{R_0}{1 + \omega^2 \cdot C_0^2 \cdot R_0^2} - j \frac{\omega \cdot C_0 \cdot R_0^2}{1 + \omega^2 \cdot C_0^2 \cdot R_0^2}$$

En donde reemplazando valores y tomando  $f = 88.1 \text{ MHz}$

$$Z = 20,68 - j 256,40 \text{ [\Omega]}$$

Normalizando esta impedancia con la resistencia de radiación de la antena, tenemos:

$$z = \frac{Z}{R_A} = \frac{20,68}{35} - j \frac{256,40}{35}$$

$$z = 0,59 - j 7,33$$

Este punto lo localizamos en la carta de Smith y moviéndonos sobre la curva perteneciente al valor real de  $z$ , esto es 0,59, llegamos al punto  $z'$  (ver carta de Smith adjunta)

$$\text{siendo } z' = 0,59 + j0,49$$

Al hacer este movimiento equivale a poner un elemento en serie cuyo valor es igual a la diferencia  $z'-z$ , perteneciendo, en este caso particular, al valor de la reactancia de una bobina, entonces:

$$\begin{aligned} z' - z &= 0,59 + j0,49 - 0,59 + j7,33 \\ &= j7,82 = X_L = j\omega L \end{aligned}$$

$$\text{de donde } L = \frac{7,82}{2\pi \cdot 88,1 \cdot 10^6} \cdot 35 \text{ [H]}$$

$$L = 0,5 \text{ [\mu H]}$$

Poniendo a  $z'$  como una admitancia, tenemos que llegamos al punto  $y'$  cuyo valor es:

TITLE

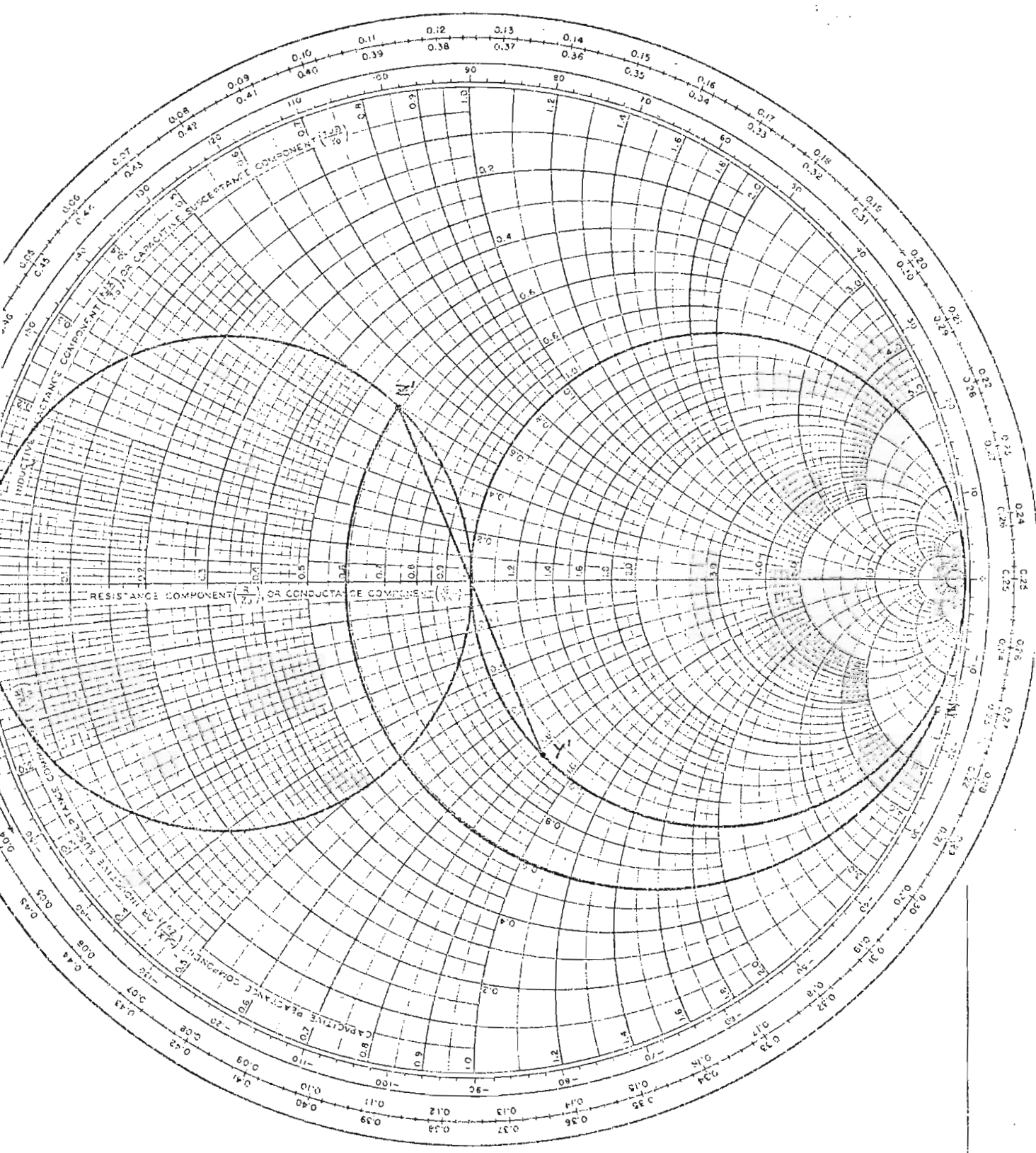
DWG. NO.

CHART FORM 5301-7560-N

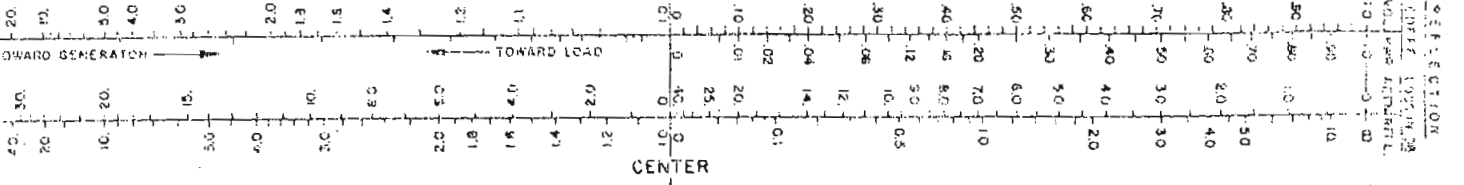
GENERAL RADIO COMPANY, WEST CONCORD, MASSACHUSETTS

DATE

# - 32 - IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



### RADIALLY SCALED PARAMETERS



$$y' = 1 - j0,82$$

Entonces para tener el acoplamiento realizado, bastaría sumarle a  $y'$  un  $+ j0,82$ , siendo éste igual a:

$$\frac{1}{X_C} = j 0,82 = j\omega C$$

$$\text{de donde } C = \frac{0,82}{\omega \cdot 35} = \frac{0,82}{2 \pi \cdot 88,1 \cdot 10^6 \cdot 35} = 4,23 \cdot 10^{-11} \text{ [F]}$$

$$C = 42,3 \text{ [pF]}$$

quedándonos el circuito de acoplamiento de la siguiente forma:

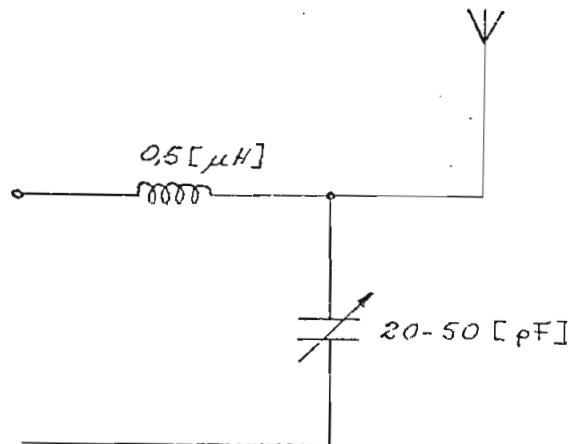


FIG: 2-8

Pero así como lo tenemos a éste circuito, tendríamos en la antena presencia de una componente continua que es conveniente eliminarla por medio de un condensador de paso. Por lo tanto, hagamos que el circuito de acou

plamiento quede de la siguiente forma:

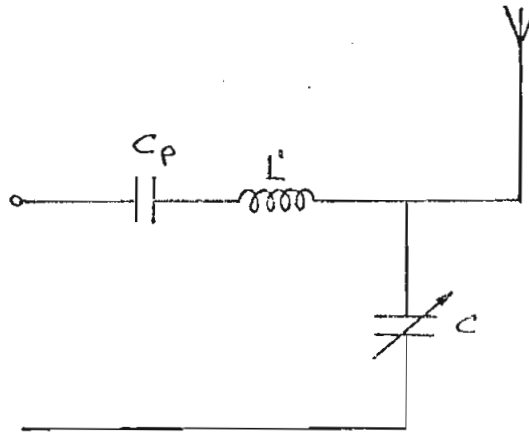


FIG: 2-9

Donde  $C_p$  a más de ser cortocircuito para la señal alterna, no deberá influir en el circuito de acoplamiento; entonces hagamos que:

$$X_{Cp} \ll R_L \quad (R_L = 3,2 \text{ K}\Omega)$$

$$\text{y } X_{L'} = X_L + X_{Cp}$$

Utilizando la primera condición tenemos:

$$X_{Cp} = \frac{R_L}{10} = \frac{3200}{10} [\Omega] = 320 [\Omega]$$

$$\text{de donde } C_p = \frac{1}{2 \pi \cdot 88,1 \cdot 10^6 \cdot 320} [F] \cong 5,65 [\text{pF}]$$

$$C_p = 10 [\text{pF}]$$

recalculando  $X_{Cp}$  con  $C_p = 10$  [pF] , tenemos:

$$X_{Cp} = \frac{1}{2\pi \cdot 88,1 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = 180,65 \text{ } [\Omega]$$

normalizando este valor:

$$X_{Cp} = \frac{180,65}{35} = [5,16]$$

Con lo que  $X_{L'} = X_L + X_{Cp}$

$$= 7,82 + 5,16$$

$$= 12,98$$

de donde  $L' = \frac{12,98}{2\pi \cdot 88,1 \cdot 10^6} \cdot 35$  [H] =  $0,82$  [ $\mu$ H]

$$L' = 0,82 \text{ } [\mu\text{H}]$$

Entonces tendremos que finalmente el circuito de acoplamiento queda en la siguiente forma:

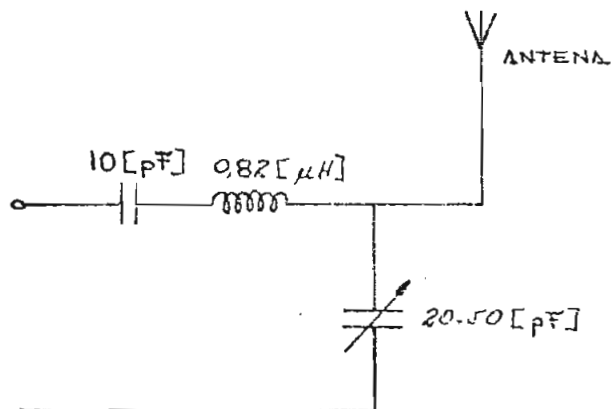


FIG: 2-10



Con esto quedaría terminado el cálculo de la parte con  
cerniente al diseño del circuito amplificador de RF y  
antena , el mismo que, en su diagrama circuital, será:

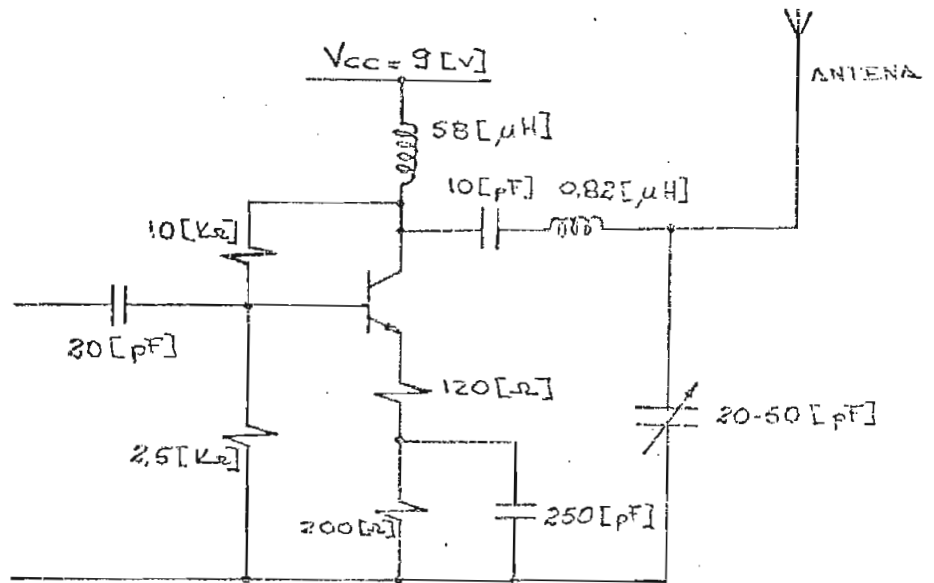


FIG: 2-11

### 2.3.- DISEÑO DEL CIRCUITO OSCILADOR - MODULADOR EN FRECUEN- CIA.

En el diseño de ésta etapa, vamos a utilizar el circui  
to integrado MC1648, siendo este un oscilador controla  
do por voltaje, el cual debe ser conectado de la forma  
que indica la Figura 2-12, por recomendación del ma-  
nual.

Pero, como se podrá ver en la Fig. 2-12, para poder u-  
tilizarlo a éste elemento como oscilador controlado  
por voltaje necesitaríamos en  $V_{in}$  una fuente DC muy

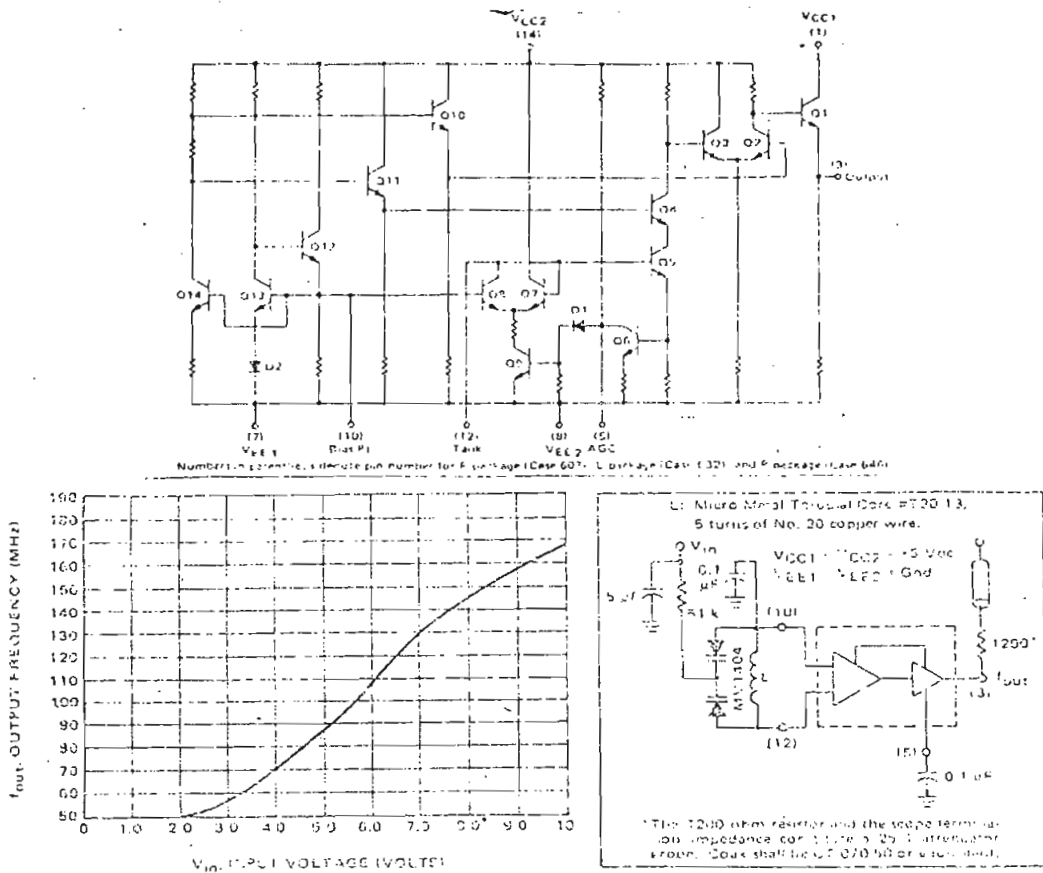


FIG. 2-12

estable o muy bien regulada ya que si nos fijamos en la curva de frecuencia en función del voltaje, podemos notar que para cubrir la banda de FM (88-108 MHz) necesitamos variar el voltaje de entrada entre 5 y 6 voltios, es decir con apenas una variación de un voltio podríamos encontrar la frecuencia central de oscilación en cualquier parte de la banda, lo cual es muy crítico, ya que pequeñas variaciones que se puedan producir en la fuente que va a proporcionar el voltaje de entrada, pueden hacer que se corra la frecuencia central, dando lugar a que en el punto de recepción se pierda la señal transmitida.

Entonces, tomando en cuenta éstas consideraciones vamos a hacer que la oscilación del circuito no dependa prácticamente del voltaje DC de entrada y para esto pondremos un condensador en paralelo con la bobina L, el cual, juntamente con ésta determinarán la frecuencia central de oscilación.

Para tener a la salida de este dispositivo la señal modulada en frecuencia, aprovecharemos la variación de la capacidad de los varactores con la presencia de señal en  $V_{in}$ , señal que será proveniente del amplificador de audio, cuya magnitud determinará el corrimiento de frecuencia o en otras palabras el ancho de banda de la señal modulada.

Por lo tanto, con las modificaciones pertinentes para el caso, el circuito quedará de la siguiente forma:

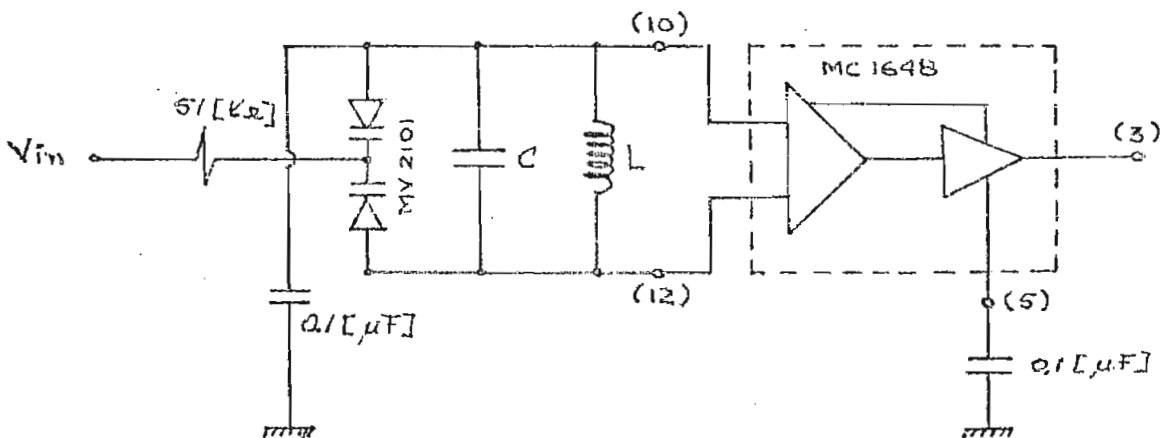


FIG: 2-13

En donde, como se puede ver, se ha suprimido el condensador de 5  $\mu\text{F}$  y en lugar de los varactores MV1404 se ha puesto los MV2101. La razón de éstos cambios es que como Vin es punto de entrada para la señal de audio, el condensador de 5 [ $\mu\text{F}$ ] puede llevarla a tierra, y se ha puesto los MV2101 debido a que éstos tienen menor variación de su capacidad con el voltaje de entrada, con relación a los MV1404, (Ver figuras 2-14 y 2-15), teniendo ésto su importancia para la determinación del ancho de banda en la señal modulada en frecuencia.

FIGURE 1 - DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE

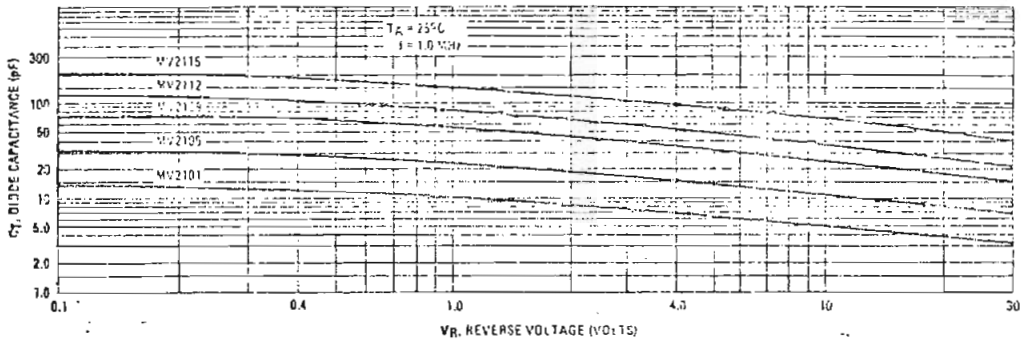


FIG: 2-14

FIGURE 1 - DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE

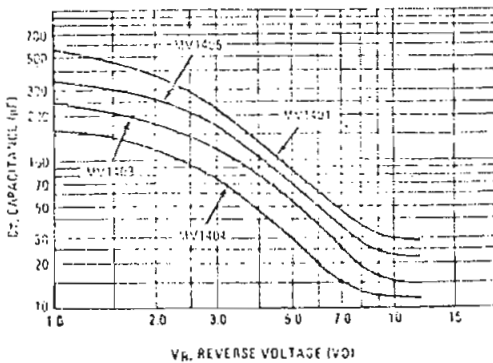


FIG: 2-15

A continuación determinemos la señal pico de audio necesaria, para tener el ancho de banda requerido en la señal modulada en frecuencia, la cual viene dada por la siguiente fórmula:

$$* \quad VV_R = \frac{2 \cdot \nabla f \cdot C_T \cdot (V_R + \emptyset)^{r+1}}{r \cdot f \cdot C_0 \cdot \emptyset^r}$$

Donde:  $VV_R$  = señal pico de audio necesaria para la determinación del ancho de banda.

$\nabla f$  = 75 [KHz], desplazamiento en frecuencia.

$C_T$  =  $C + C_V$ , capacidad total dada por la suma del capacitor  $C$  y la capacidad de los varactores.

$V_R$  = voltaje inverso aplicado a los varactores.

$\emptyset$  = caída de tensión en el varactor = 0,6 [vol]

$r$  = 0,44 constante dada por el manual.

$f$  = frecuencia central de oscilación

$C_0$  = 16,22 [pF], dado por el manual.

Ahora bien, como en  $V_{in}$  pondremos la señal de audio, o señal alterna sin componente continua, por lo tanto en este punto tendremos 0 Vol<sub>DC</sub> y debido a que en los PINS 10 y 12 del integrado se tiene al rededor de 1,6 Vol<sub>DC</sub>, el voltaje inverso aplicado a los varactores será  $V_R$  1,6 Vol<sub>DC</sub> con lo que la capacidad de los varactores según la Fig. 2- será  $C_V = 8$  [pF]

\* Referirse a la tesis de grado del Ing. Hugo Banda.

$$\begin{aligned} \text{Llamando } K_R &= \frac{(V_R + \emptyset)^{r+1}}{r \cdot \emptyset^r} = \frac{(1,6 + 0,6)^{1,44}}{0,44 \cdot (0,6)^{0,44}} = \\ &= \frac{(2,2)^{1,44}}{0,44 \cdot (0,6)^{0,44}} = \frac{3,11}{0,44 \cdot 0,8} = \end{aligned}$$

$$K_R = 8,856$$

$$\nabla V_R = \frac{2 \cdot \nabla f \cdot C_T \cdot K_R}{f \cdot C_0} = \frac{2 \nabla f (C + C'_V) \cdot K_R}{f \cdot C_0}$$

Como en el circuito, la capacidad de los varactores van a estar en serie y considerando que son idénticos, la capacidad total que van a presentar va a ser:

$$C'_V = \frac{C_V}{2} = \frac{8 \text{ pF}}{2} = 4 \text{ pF}$$

$$\nabla V_R = \frac{2 \cdot 75 \cdot 10^3 \cdot (C + 4 \text{ pF}) \cdot 8,856}{98 \cdot 10^6 \cdot 16,22 \cdot 10^{-2}} \quad f = 98 \text{ MHz}$$

$$\nabla V_R = 0,84 \cdot 10^9 \cdot (C + 4 \text{ pF}) \quad [\text{Vol}]$$

Considerando el valor de la capacidad de entrada del integrado, que según el manual es de 6 [pF] típico, como también de capacidades parásitas que se pueden presentar, podemos tomar un valor de  $C = 20 \text{ [pF]}$

Por lo tanto:  $\nabla V_R = 0,84 \cdot 10^9 \cdot (20+4) \cdot 10^{-12}$

$$\nabla V_R = 20,16 \cdot 10^{-3} \text{ [Vol]}$$

$$\nabla V_R = 20 \text{ [mVol]}$$

Esto quiere decir que con una señal de audio de 20mVol pico, tendremos los 150 KHz de ancho de banda de la señal modulada en frecuencia.

Con el valor de C = 20 pF, calculemos el valor de la bobina, para la frecuencia de 88.1 MHz

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 (88,1)^2 \cdot 10^{12} \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 0,16 \text{ [\mu H]}$$

$$L = 0,16 \text{ [\mu H]}$$

Con esto el circuito oscilador modulador quedará así:

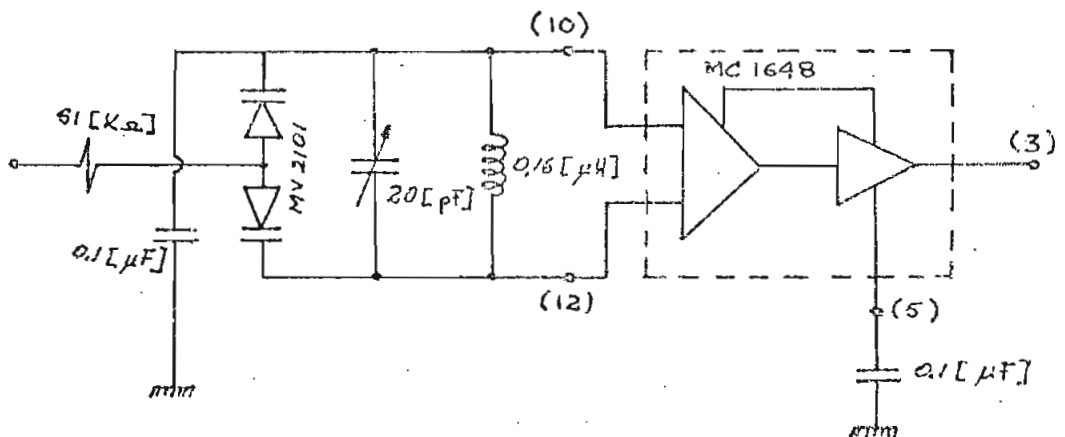


FIG: 2-16

## 2.4.- DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE AUDIO

Para el cálculo de ésta etapa, debemos tener presente que a la salida necesitamos una señal cuyo voltaje pico sea de 20[mVol]. considerando a la vez que el voltaje de entrada, que en este caso será proporcionado por el micrófono, será del orden de 2[mV]pico. Es decir, necesitamos una etapa cuya amplificación sea igual a 10. Para este fin utilizaremos el FET 2N 4221 en la siguiente configuración:

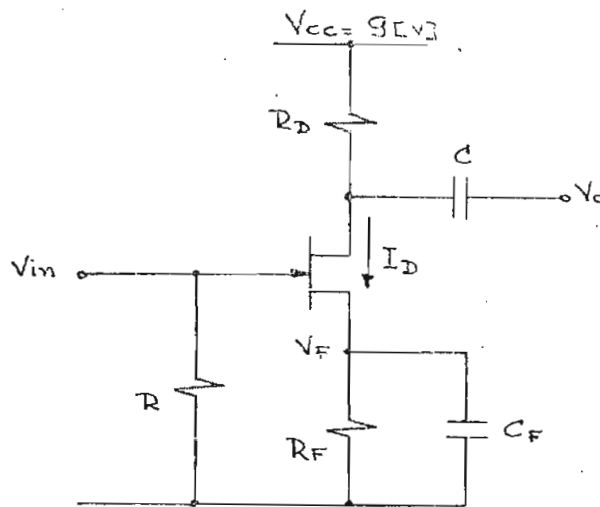


FIG: 2-17

La amplificación en una etapa con FET es:

$$A = \frac{g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_F}$$

pero como  $R_F$  va a estar cortocircuitada para señal al-



terna por medio de  $C_F$ , entonces

$$A \approx -gm.R_D = -10$$

de donde:  $gm = 2 \text{ m}\overline{v}$  (valor mínimo según al manual)

$$\text{por lo tanto } R_D = \frac{10}{gm} = \frac{10}{2 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ [K}\Omega\text{]} \quad R_D = 5 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$\text{Si asumimos } V_F = 2 \text{ [Vol]}$$

$$\text{y } V_{R_D} = 3,5 \text{ [Vol]}$$

$$\text{por lo tanto } I_D = \frac{3,5 \text{ Vol}}{5 \text{ K}\Omega} = 0,7 \text{ [mA]} \quad I_D = 0,7 \text{ [mA]}$$

$$\text{con lo que } R_F = \frac{2 \text{ Vol}}{0,7 \text{ mA}} = 2,857 \text{ [K}\Omega\text{]} \quad R_F = 2,7 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

Haciendo C cortocircuito para la señal alterna, tendremos:

$$X_{C_F} \ll R_F ; X_{C_F} = \frac{R_F}{10} = \frac{2,7}{10} = 270 \text{ [\Omega]}$$

$$C_F = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 270} \approx 29,5 \text{ [\mu F]}$$

$$C_F = 50 \text{ [\mu F]}$$

Por lo tanto el circuito quedará de la siguiente for-



CAPITULO      III

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

3.1.- PROBLEMAS TECNOLOGICOS DE CONSTRUCCION

En la construcción del transmisor, debido a la alta frecuencia de operación juegan un papel muy importante la cantidad de consideraciones adicionales que hay que tomar en cuenta. Entre estas tenemos: las reactancias parásitas tanto inductivas como capacitivas, la disposición de los elementos, el blindaje, las conexiones a tierra, el circuito de interconexión de los elementos, etc., que provocan alteraciones en el funcionamiento del sistema; motivo por el cual, en el diseño del mismo ha sido necesario tener presente todos éstos factores, para que su incidencia sea mínima en los resultados que se desean obtener.

Con el objeto de visualizar la forma en que afectan estos factores en el funcionamiento del micrófono inalámbrico, hagamos un breve análisis con algunos de ellos.

Por ejemplo, la presencia de capacidades parásitas, tanto del circuito como exteriores a él, producen un desplazamiento de la frecuencia muchas veces excesiva por lo que se hace necesario un buen blindaje por lo



de los elementos viene a jugar un papel importante en el diseño de cualquier equipo que vaya a trabajar en alta frecuencia debido a los efectos imprevistos que se pueden producir.

En resumen, en el diseño en alta frecuencia será de mucha importancia la consideración de todos éstos factores que pueden afectar el normal funcionamiento del sistema; pero en todo caso una vez construido el mismo habrá que hacer los ajustes o compensaciones necesarias con el fin de conseguir los resultados deseados.

### 3.2.- ANALISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES OBTENIDOS.

En este punto se hará en forma general, un análisis de los resultados obtenidos una vez construido el micrófono inalámbrico.

Por lo anotado en el numeral anterior, era de esperarse la necesidad de hacer ajustes con el fin de llegar al funcionamiento óptimo del sistema. Entonces, cabe indicar que en la etapa de potencia hubo necesidad de introducir algunos cambios en el circuito originalmente diseñado, principalmente debido a la falta de datos confiables de sus capacidades parásitas del circuito así como de la capacidad de salida del transistor de potencia que dificultaron conseguir la potencia de

transmisión deseada, habiéndose llegado a obtener la ganancia en potencia requerida con el siguiente circuito:

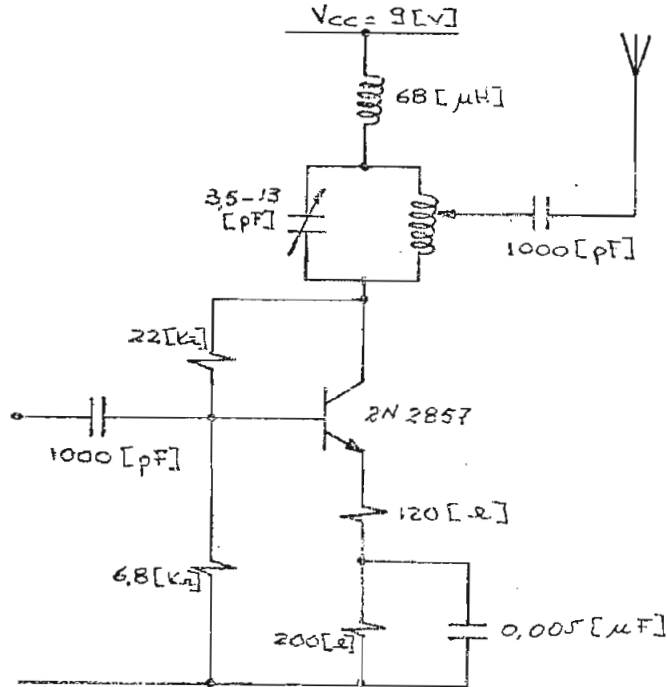


FIG: 3-1

Si bien los valores de las resistencias de polarización, tanto de la base como las de emisor, fueron calculadas por un igual procedimiento que el seguido en el capítulo correspondiente al diseño del amplificador de potencia, mas no fue así en el caso del circuito de colector, habiéndose quedado el mismo como se muestra la figura luego de pruebas hechas en laboratorio. Cabe indicar que el procedimiento seguido se debió exclusivamente a la imposibilidad de determinar experimentalmente las capacidades parásitas del circuito, las mismas que, si bien se tomaron en cuenta para el diseño

asumiendo cierto valor para ellas, en la práctica los resultados no fueron los esperados por lo que se procedió en la forma indicada para conseguir la ganancia requerida en potencia.

En lo referente a la estabilidad de frecuencia, se podría decir que, para los fines consiguientes, el sistema es estable ya que mediante pruebas de laboratorio se notó un corrimiento en 2.27 KHz debido principalmente a cambios de temperatura ambiente. Para esta medición el transmisor estuvo operando a 88 MHz.

En cuanto al ancho de banda, de la señal modulada, está dentro de las reglamentaciones internacionales, dependiendo éste exclusivamente de la sensibilidad del micrófono utilizado, por lo cual el micrófono inalámbrico dispone de un control (manual mediante un potenciómetro) de la ganancia de la etapa de amplificación de audio.

En rasgos generales éstos son los resultados experimentales obtenidos, mediante los cuales se podría decir que la utilización del micrófono inalámbrico es confiable.

### 3.3.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

El micrófono inalámbrico está diseñado en tal forma

que permite trabajar en cualquier frecuencia dentro de la banda de FM (88 - 108 MHz) por lo tanto para su uso primeramente se debe fijar la frecuencia de trabajo mediante la variación del condensador variable que se indica en el equipo como FRECUENCIA CENTRAL. Es aconsejable que ésta esté cercana a los 88 MHz debido a que se tiene mayor ganancia en potencia a ésta frecuencia.

El control indicado como SENSIBILIDAD, es el potenciómetro que controla la ganancia del amplificador de audio y se regulará de acuerdo a las necesidades del momento.



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

JACOB MILLMAN Y CHRISTOS C. HALKIAS: "ELECTRONICA INTEGRADA"  
EDITORIAL HISPANO EUROPEA, MADRID, 1976.

FRANKLIN C. FITCHEN: "ANALISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS CON  
TRANSISTORES", EDITORIAL LIMUSA, MEXICO, 1975.

PAUL H. CHIRLIAN: "ANALISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRONI-  
COS", McGRAW-HILL, MADRID, 1967.

I. L. KAGANOV: "ELECTRONICA INDUSTRIAL", EDITORIAL MIR,  
MOSCU, 1971.

HUGO BANDA: "MODULADOR CON DIODO VARACTOR Y CONTROL AUTOMA-  
TICO DE FRECUENCIA", EPN, QUITO, 1975.