

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN RADIO

MICROFONO EN EL RANGO DE

V.H.F.

HOMERO SORIA G.

1977

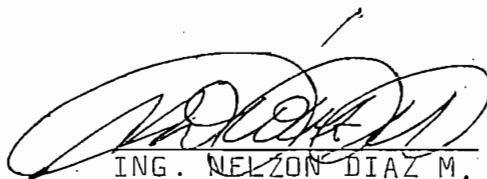
TESIS. PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO
EN LA ESPECIALIZACION DE ELECTRONICA Y
TELECOMUNICACIONES
DE LA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN RADIO MICROFONO
EN EL RANGO DE V.H.F.

HOMERO SORIA G.

Quito, Agosto 8 de 1977

CERTIFICO QUE ESTE TRABAJO HA SIDO
REALIZADO EN SU TOTALIDAD POR EL
SEÑOR HOMERO SORIA G.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'NELSON DIAZ M.', written over a horizontal line.

ING. NELSON DIAZ M.

CONSULTOR DE TESIS

P R O L O G O

EL PRESENTE TRABAJO CONSTITUYE UNA APLICACION DE LA INGENIERIA ELECTRONICA, EN EL CAMPO DE LAS COMUNICACIONES, MEDIANTE LA UTILIZACION DE LAS ONDAS ELECTROMAGNETICAS.

AGRADEZCO AL INGENIERO NELZON DIAZ M., CONSULTOR DE TESIS, A LA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL; Y, A TODOS CUANTOS DEPOSITARON EN MI SUS CONOCIMIENTOS ACADEMICOS Y ESTIMULOS HUMANOS.

HOMERO SORIA G.

A MI MADRE.

INDICE GENERAL

	Página
PROLOGO	IV
CAPITULO PRIMERO: INTRODUCCION Y EXPOSICION DE MOTIVOS.	1
CAPITULO SEGUNDO: CONSIDERACIONES GENERALES	6
2.1 CONSIDERACIONES GENERALES DEL RADIO MICROFONO	7
2.1.1 El Transductor.	7
2.1.2 El Amplificador de audio.	7
2.1.3 El Modulador.	8
2.1.4 El Oscilador.	8
2.1.5 El Amplificador de Radio Frecuencia. La Red re- sonante.	8
2.1.6 La Antena.	8
2.2 JUSTIFICACION PARA OPERAR EN EL RANGO DE V.H.F.	10
2.2.1 Miniaturización.	10
2.2.2 Distancia y Atenuación.	10

2.3 RAZONES POR LAS CUALES LA TRASMISION SE REALIZA EN F.M.	11
2.3.1 Eficiencia.	11
2.3.2 Relación Señal-Ruido.	16
CAPITULO TERCERO:DISEÑO	19
3.1 CALCULO DE LA POTENCIA MINIMA NECESARIA DEL RADIO MICROFONO.	20
3.1.1 Introducción.	20
3.1.2 Pérdidas de Trasmisión.	20
3.1.3 Relación Señal-Ruido Necesaria.	22
3.2 DISEÑO DE LA ANTENA.	24
3.2.1 Introducción.	24
3.2.2 Cálculo de la Antena y de la corriente eficaz	25
3.3 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA	29
3.3.1 Introducción.	29

3.3.2	Diseño del circuito.	29
3.3.3	Cálculo de la selectividad del circuito de acoplamiento con la carga.	36
3.3.4	Cálculo del voltaje necesario en la salida del amplificador de radio frecuencia.	40
3.3.5	Cálculo del voltaje necesario de entrada al amplificador de radio frecuencia.	40
3.3.6	Polarización y circuito final.	43
3.4	EL OSCILADOR	45
3.4.1	Introducción.	45
3.4.2	Cálculo del circuito.	45
3.5	EL MODULADOR	52
3.5.1	Introducción	52
3.5.2	Cálculo del circuito	53
3.5.3	Análisis de la variación lineal de la frecuencia instantánea debido a la señal.	56
3.5.4	Cálculo de la desviación máxima de la frecuencia portadora.	59
3.5.5	Cálculo del índice de modulación y del ancho de banda de la señal portadora.	60
3.5.6	Polarización y circuito final.	61

3.6	DISEÑO DEL CIRCUITO DE AMPLIFICACION.	64
3.6.1	Introducción.	64
3.6.2	Requisitos generales del circuito.	65
3.6.3	Descripción del circuito	67
3.6.4	Cálculo de los elementos del circuito de ampli- ficación.	68
3.6.5	Determinación mas exacta de la ganancia de vol- taje.	82
CAPITULO CUARTO: CONSTRUCCION.		86
4.1	DETALLES DE CONSTRUCCION.	87
4.1.1	Introducción.	87
4.1.2	Construcción.	87
CAPITULO QUINTO: RESULTADOS.		93
5.1	RESULTADOS DE MEDICIONES.	94
5.1.1	Introducción.	94
5.1.2	Método de medición	94
5.1.3	Características del equipo de laboratorio usado	94
5.1.4	Mediciones	96
5.2	COMENTARIOS	98

APENDICE 1

101.

1.1 Selección de las impedancias terminales para optimizar la ganancia de potencia en una red de dos pórticos.

102

1.2 Determinación de la ganancia de potencia y de las impedancias terminales mediante el uso de cartas. 105

1.3 Ejemplo ilustrativo de la utilización de las cartas

113

BIBLIOGRAFIA.

120

C A P I T U L O 1

INTRODUCCION Y EXPOSICION DE MOTIVOS

1.1 INTRODUCCION Y EXPOSICION DE MOTIVOS

La comunicación de las ideas, provenientes de un Conferencista o grupo de actores, con el público asistente a los escenarios respectivos, está sujeta, no sólo a la calidad de las dos partes; si no a condiciones tales como, características del local y del sistema de amplificación usado.

Entre, los determinantes específicos de las condiciones ambientales que afectan el rendimiento de la comunicación, se encuentra el local; el mismo que debe reunir condiciones tales que el sonido llegue al público en forma uniforme, con intensidades apropiadas para una recepción clara en todos los sitios del mismo; pues una mala distribución causa molestias entre los asistentes, incluso puede llevar al público a una poca asimilación y muchas de las veces a interpretaciones equivocadas del mensaje.

La distribución y elevación apropiada del sonido, es función de la acústica del local y del sistema de amplificación usado.

La solución a los problemas de la acústica del local, cae en el campo de la Ingeniería Civil. En cam -

bio, los provenientes del sistema de amplificación están en el dominio de la Ingeniería Electrónica.

Bajo la consideración de que el local se encuentra solucionado acusticamente, el presente trabajo trata de dar una solución a los problemas del sistema de amplificación, estos son: elevar y distribuir a niveles acústicos agradables las señales audibles provenientes del conferencista.

Una solución frente a este problema sería ubicar al conferencista frente a un micrófono fijo, al cual se conectaría mediante un cable conductor a un amplificador y éste a un conjunto de parlantes. La falta de movilidad a la que está sujeta el disertador en estos sistemas, lleva a que no pueda dar claridad a su exposición mediante movimientos.

El problema se presenta con el micrófono fijo, se puede pensar que se resuelve, utilizando un micrófono móvil transportado por el disertador. En realidad esta solución resuelve ciertos aspectos del problema, pero no se descartan los problemas ocasionados por el cable, el cual por su longitud restringe el radio de acción, tomando en cuenta las enormes probalidades de que éste se enrede, ó

tenga cualquier otro tipo de limitaciones, que en resumen hacen incómoda su utilización.

En los casos indicados, se ve la inconveniencia de utilizar con éxito los sistemas microfónicos tradicionales, razón por la cual resulta interesante hallar un sistema - que sea fácilmente transportable por el orador y que aún - más, no tenga el molesto problema del cable de unión al am- plificador.

La solución a la aspiración indicada radica en un sistema electrónico que convierta las señales acústicas, en señales radioeléctricas que pueden ser radiadas inalámbricamente hasta un receptor cercano. Este equipo que básicamente consta de un transductor acústico (micrófono) y un - pequeño transmisor de radio, le llamaremos RADIO MICROFONO y será el que nos permita tener el servicio de un micrófono común sin la utilización del cable.

La señal transmitida por el RADIO MICROFONO será - recibida por un sintonizador, el mismo que detectará, re - producirá y amplificará la señal original.

El presente trabajo, está dedicado al análisis, di- seño y construcción de un RADIO MICROFONO, cuyas caracte -

rísticas y demás detalles se irán exponiendo en los Capítulos siguientes.

C A P I T U L O · I I
C O N S I D E R A C I O N E S G E N E R A L E S

2.1 CONSIDERACIONES GENERALES DEL RADIO MICROFONO

La frecuencia de operación del RADIO MICROFONO estará dentro del rango de V.H.F., y debe reunir condiciones físicas de tamaño y peso, tal que, permitan acomodarse en las dimensiones del bolsillo superior de la chaqueta, la señal transmitida será detectada por un receptor que estará ubicado a no más de 200 metros del pequeño RADIO MICROFONO.

Para alcanzar este objetivo, el RADIO MICROFONO consta de los siguientes circuitos, (Figura 2.1) a saber :

1. EL TRANSDUCTOR
2. EL AMPLIFICADOR DE AUDIO
3. EL MODULADOR
4. EL OSCILADOR
5. EL AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA. LA RED RESONANTE
6. LA ANTENA

2.1.1 EL TRANSDUCTOR, está constituido por un micrófono y su función es la de transformar las señales acústicas en señales eléctricas.

2.1.2 EL AMPLIFICADOR DE AUDIO, es el circuito sensitivo

a las señales eléctricas generadas en el micrófono y es el encargado de amplificar esta señal hasta un nivel apropiado por el modulador.

2.1.3 EL MODULADOR. A este circuito se aplica la señal de salida del amplificador de audio. Su función es, con esta señal de audio, modular en frecuencia la señal de salida del oscilador.

2.1.4 EL OSCILADOR, genera la señal de radio frecuencia, la misma que está ajustada dentro de los 100 megaciclos.

2.1.5 EL AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA. LA RED RESONANTE. Con el objeto de que la señal transmitida en frecuencia modulada alcance el nivel de potencia requerida, existe un circuito amplificador de radio frecuencia y una red resonante la misma que debe resonar a la frecuencia deseada y debe igualar la impedancia de salida a la carga.

2.1.6 LA ANTENA. Es el elemento que radia la señal de frecuencia modulada.

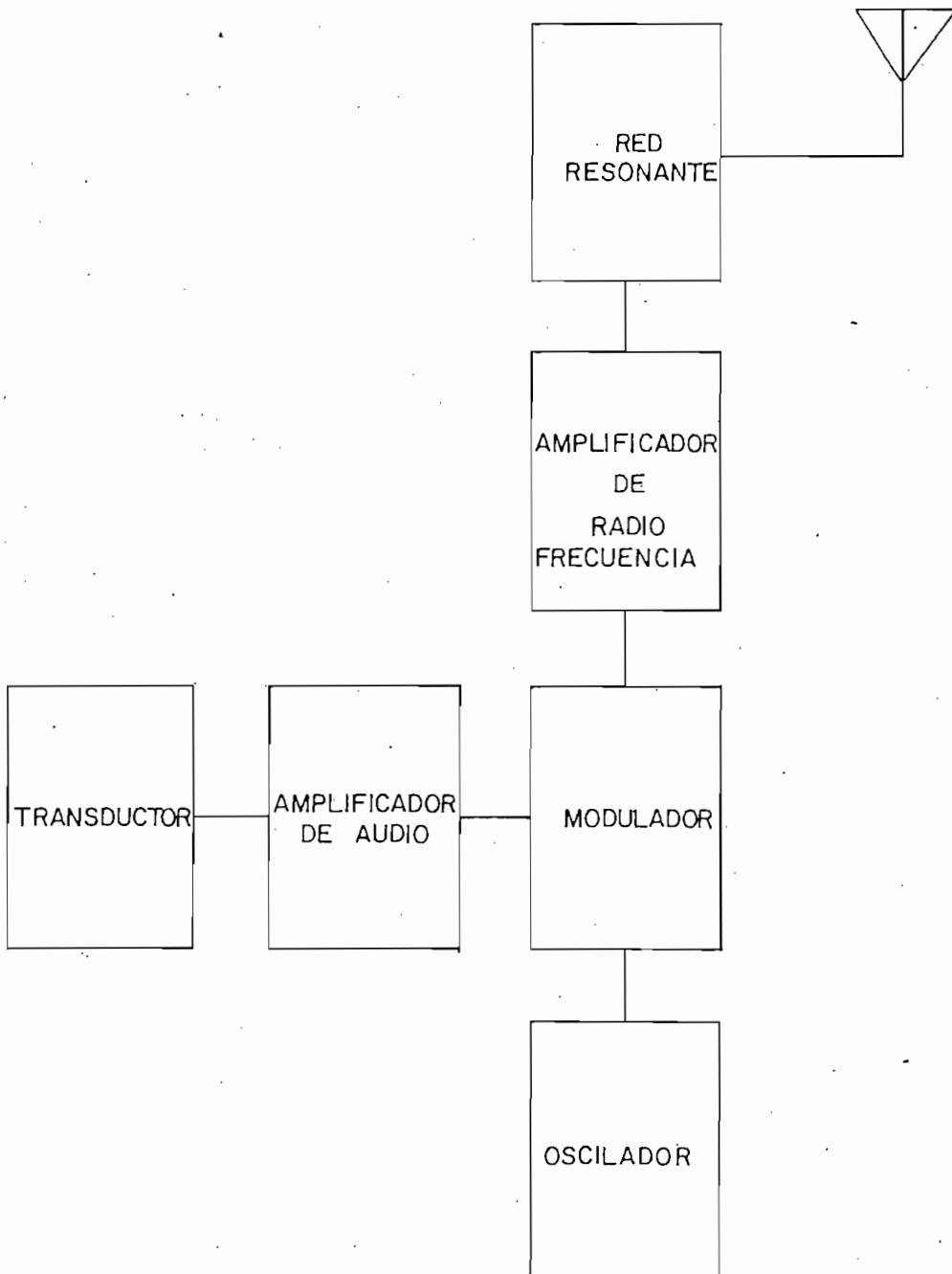


Fig. 2.1

Diagrama de bloques del RADIO MICROFONO

2.2 JUSTIFICACION PARA OPERAR EN EL RANGO DE V.H.F.

Entre los motivos principales por las cuales se ha decidido llevar a efecto la construcción del RADIO MICROFONO, en el rango de V.H.F., y no en otra banda, son las siguientes:

2.2.1 MINIATURIZACION. El escogitamiento de la frecuencia de operación en los 100 megaciclos facilita la construcción de los elementos de sintonía como de la antena a dimensiones relativamente pequeñas, de modo que el RADIO MICROFONO resulta tanto en peso y tamaño capaz de ser localizado en el bolsillo sin mayor dificultad. Al trabajar, en frecuencias más altas, los elementos de sintonía resultan más pequeños, y por ende el equipo; pero su construcción es muy difícil. En cambio, al ir a frecuencias más bajas, el equipo puede resultar de tal tamaño que no se acomode en el bolsillo del orador.

2.2.2 DISTANCIA Y ATENUACION. Las señales radio-eléctricas en el rango de V.H.F., tienen la particularidad de ser atenuadas con mayor facilidad, que las señales de longitud de onda más grande (Referencia 1) Página 143. al incidir sobre obstáculos, y, como el sistema formado por el RADIO MICROFONO (cuya potencia de transmisión es -

del orden de milivatios) y el sintonizador se encuentran dentro de un local; las probabilidades de que otros sintonizadores aledaños al local, capten señales radiadas por el RADIO MICROFONO son mínimas.

2.3 RAZONES POR LAS CUALES LA TRANSMISION SE REALIZA EN F.M. Considerando la eficiencia y la relación señal ruido entre las señales moduladas en frecuencia y en amplitud, la transmisión en frecuencia modulada del RADIO MICROFONO, resulta más conveniente. Según se desprende del análisis de las siguientes consideraciones:

2.3.1 EFICIENCIA. La transmisión de las señales moduladas en amplitud y en frecuencia con sus portadoras están constituidas de dos señales a la vez, éstas son: la portadora, señal que no lleva ninguna información; y, las bandas laterales las cuales llevan la potencia de información.

El porcentaje de potencia, entre la potencia llevada por las bandas laterales a la potencia total transmitida, se denomina EFICIENCIA.

Las señales $e_m(t)$ de amplitud modulada con portadora, están caracterizadas por la ecuación siguiente:

$$em(t) = [1 + E_s \cos \omega_s t] E_c \cos \omega_c t \quad (2.1)$$

Donde $E_c \cos \omega_c t$, es la señal modulante de amplitud E_c y frecuencia ω_c .

$E_s \cos \omega_s t$ es la señal modulada de amplitud E_s y frecuencia ω_s .

La ecuación anterior puede ser considerada como la suma de la señal portadora más las bandas laterales; así :

$$em(t) = \underbrace{E_c \cos \omega_c t}_{\text{Portadora}} + \underbrace{\frac{m E_c}{2} [\cos(\omega_c - \omega_s)t + \cos(\omega_c + \omega_s)t]}_{\text{Bandas laterales}} \quad (2.2)$$

Donde:

m , se denomina índice de modulación y está dado por E_s/E_c que, para casos de detección simple, esto es, mediante un detector simple de envoltura, el valor de m es siempre menor que uno. (Ref.2).

De la última ecuación se puede obtener que la potencia en la portadora (P_c) y la potencia llevada por las bandas laterales (P_s) están dadas por:

$$P_c = \frac{E_c^2}{2R_L}$$

$$P_s = \left(\frac{mEc}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{1}{2R_L} = \frac{(mEc)^2}{2} \frac{1}{2R_L} \quad (2.3).$$

Donde R_L constituye la impedancia de la antena

Luego la eficiencia de transmisión es de:

$$\frac{P_s}{P_c + P_s} = \frac{m^2}{2 + m^2} 100 \quad (2.4)$$

Que para el caso de $m=1$, la eficiencia es del 33%, que es la eficiencia máxima que se puede obtener en sistemas de transmisión de amplitud modulada con portadora. En sistemas de amplitud modulada sin portadora la eficiencia es del 100%, pero el receptor debe ser muy sofisticado y caro y presenta mucha distorsión.

Una señal de frecuencia modulada está caracterizada por la Ecuación (2.5)

$$f_c(t) = E_s \cos \left[\omega_c t + K_f \int_0^t f(t) dt \right] \quad (2.5)$$

Donde:

$E_s \cos \omega_c t$, es la señal modulada, de amplitud E_s .

$f(t)$, es la señal modulante y K_f , es una constante.

Si la señal modulante esta dada por:

$$f(t) = a \cos \omega_s t \quad (2.6)$$

Se llega a:

$$f_c(t) = E_s \cos\left(\omega_c t + \frac{a k_f}{\omega_s} \sin \omega_s t\right) \quad (2.7)$$

La cantidad $a k_f / \omega_s$ se denomina índice de modulación de la señal modulada en frecuencia, su símbolo es el mf.

Desarrollando la ecuación anterior, se llega a - obtener que:

$$f_c(t) = E_s \cos \omega_c t \cos (mf \sin \omega_s t) - E_s \sin \omega_c t \sin (mf \sin \omega_s t) \quad (2.8)$$

Haciendo la sustitución de:

$$\cos (mf \sin \omega_s t) = J_0(mf) + 2 \left[J_2(mf) \cos 2 \omega_s t + J_4(mf) \cos 4 \omega_s t + \dots \right] \quad (2.9)$$

$$\sin (mf \sin \omega_s t) = 2 \left[J_1(mf) \sin \omega_s t + J_3(mf) \sin 3 \omega_s t + \dots \right]$$

(Referencia 9)

Donde $J_0(mf)$, $J_1(mf)$, ..., $J_n(mf)$; son las funciones de Bessel de primera clase y están dadas en el gráfico (2.2)

Luego:

$$f_c(t) = E_s \left\{ J_0(mf) \cos \omega_c t + J_1(mf) \left[\cos(\omega_c + \omega_s) t - \cos(\omega_c - \omega_s) t \right] \right. \\ \left. + J_2(mf) \left[\cos(\omega_c + 2\omega_s) t + \cos(\omega_c - 2\omega_s) t \right] \right. \\ \left. + \dots + \dots \right\} \quad (2.10)$$

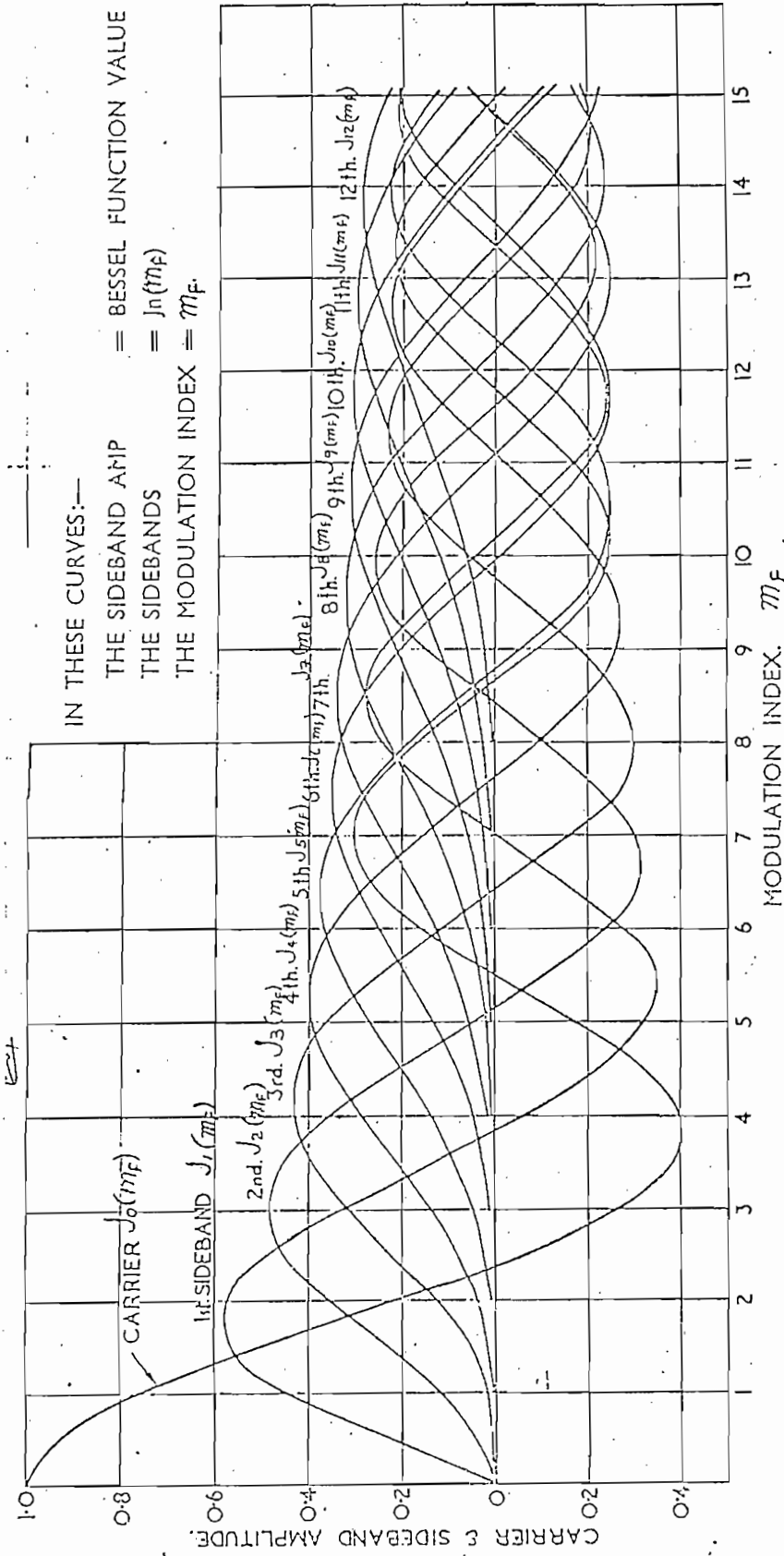


Fig. 2.2 —Curves showing the variation of carrier and side band amplitude with modulation index.

(By courtesy of the British Institute of Radio Engineers.)
 [Facing p. 24

En esta ecuación $E_s J_0(m_f)$ representa la amplitud de la portadora, $E_s J_n(m_f)$ representa la amplitud de la banda lateral de orden n . Es posible hacer $J_0(m_f)$ tan pequeño como sea posible, por un escogitamiento apropiado de m_f . En efecto, $J_0(m_f) = 0$ para $(m_f) = 2.405$ o $5.52\dots$, etc., según se desprende de la figura (2.2). Por lo tanto la potencia llevada por la componente portadora puede hacerse tan pequeña como se desee; y, en tal situación la energía es llevada por las componentes laterales. Por lo tanto, por un escogitamiento apropiado de m_f , la eficiencia de transmisión puede hacerse tan cercano al 100%.

Por todo lo anterior se deduce, que para equipos de transmisión de baja potencia, es conveniente desde el punto de vista de la eficiencia, efectuar la transmisión en frecuencia modulada, para de esta forma disminuir los gastos de energía en la portadora y así alargar la vida de la batería.

2.3.2 RELACION SEÑAL RUIDO. En la recepción de las señales de frecuencia y amplitud modulada; y, sobre la base de: una misma potencia en las portadoras, igual densidad de potencia del ruido en las entradas de los detectores y una modulación total en el sistema de transmisión de

amplitud modulada. Las razones de las relaciones señal-ruido entre las modulaciones de amplitud y frecuencia, en la salida de cada detector a través de su respectivo filtro pasa bajos de iguales frecuencias de corte; es: (Referencia 3).

$$\frac{[S_0/N_0]_{F.M.}}{[S_0/N_0]_{A.M.}} = 3 \frac{\Delta f^2}{B^2} \quad (2.11)$$

Siendo:

Δf = desviación de la frecuencia del sistema
(c.p.s.)

B = ancho de banda de la señal (c.p.s.)

S_0/N_0 = relación señal ruido.

Normalmente una transmisión en frecuencia modulada, posee una desviación de frecuencia mucho mayor que el ancho de banda de la señal; por consiguiente de la Ecuación (2.11) se deduce que la modulación en frecuencia puede proveer mejor transmisión que la modulación en amplitud.

Así por ejemplo, si:

$$\Delta f = 75 \text{ Kcps, y } B = 15 \text{ Kcps}$$

La razón de mejora es:

$$3 \times 75^2 \times \frac{1}{15^2} = 75 \quad (2.12)$$

esto equivale a 18.18 decibelios de mejor comportamiento del sistema de frecuencia modulada al de amplitud modulada.

C A P I T U L O I I I
D I S E Ñ O

3.1 CALCULO DE LA POTENCIA MINIMA NECESARIA DEL RADIO MICROFONO

3.1.1 INTRODUCCION

En esta sección discutiremos la forma de determinar la potencia mínima necesaria, que la antena del RADIO MICROFONO debe radiar para que la reproducción de la señal en el receptor sea óptima.

Aquella se basa en el escogitamiento apropiado de la relación señal-ruido y de las pérdidas de transmisión entre el RADIO MICROFONO y el receptor.

3.1.2: PERDIDAS DE TRANSMISION

Considerando que la propagación de la onda es en línea recta, las pérdidas de transmisión total A_t está -- constituida por tres componentes; las mismas que se encuentran especificadas en la figura (3.1)

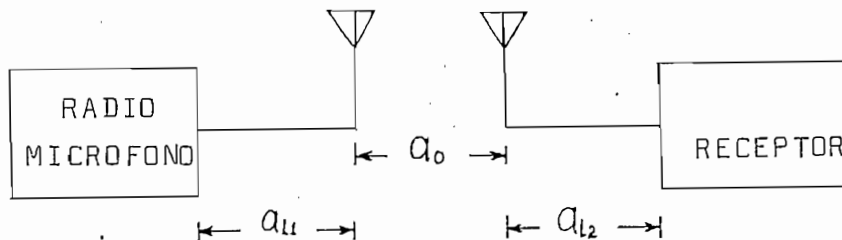


Fig. (3.1) localización de las pérdidas.

Donde:

A_0 = pérdidas de transmisión básica

A_{L1} y A_{L2} = pérdidas en la línea de transmisión y la antena.

Las pérdidas de transmisión total A_t viene dado por la suma de todas ellas; esto es:

$$A_t = A_0 + A_{L1} + A_{L2}$$

Las pérdidas de transmisión básica A_0 , en el espacio libre entre las antenas, viene dado por (Referencia 1).

$$A_0 = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) - (g_1 + g_2) \quad (3.1)$$

Donde:

g_1 y g_2 = constituyen las ganancias de las antenas del RADIO MICROFONO y del receptor

d = distancia entre las antenas

λ = longitud de onda de la señal modulada.

En la sección 2.1 se especificaba que la separación entre el RADIO MICROFONO y el receptor era de 200 metros; además, asumamos que, la antena del RADIO MICROFONO sea de ganancia fija, cuyo lóbulo de radiación se asemeje

al de un dipolo hertziano, en cuyo caso la ganancia es de 1.76 decibelios (Referencia 1); y que la antena del receptor sea un dipolo de media longitud de onda, luego, su ganancia G_2 es de 2.15 decibelios (Referencia 1). La transmisión es en frecuencia modulada en los 100 megaciclos y se considera una desviación de frecuencia de 200 kilociclos.

Mediante el uso de la fórmula (3.1), los datos anteriores llevan a encontrar que las pérdidas de transmisión básica son de:

$$A = 25.5 \text{ decibelios} \quad (3.2)$$

Si se toma en cuenta que, tanto la línea de transmisión de la antena del RADIO MICROFONO, como la del receptor, son de longitud sumamente corta, de tal forma que las pérdidas A_{L1} y A_{L2} pueden ser tomadas en el peor de los casos igual a un decibelio cada una. Esto lleva a encontrar que las pérdidas de transmisión total son de:

$$A_t = 27.5 \text{ decibelios} \quad (3.3)$$

3.1.3 RELACION SEÑAL-RUIDO NECESARIA.

En el punto final de un enlace de radio comunica-

ción, se obtiene tanto el mensaje, como las componentes de ruido. Un parámetro característico, es la relación señal-ruido S_{ϵ} , el mismo que viene dado por (Referencia 1)

$$S_{\epsilon} = 10 \log_{10} \frac{P \left(\frac{\Delta f}{f_{mod}} \right)^2}{F K T \cdot 2B} + 2,5 - \alpha_t \quad (3.4)$$

Donde:

P = potencia en vatios de la salida del transmisor.

Δf = desviación de la frecuencia en c.p.s.

f_{mod} = frecuencia de transmisión en c.p.s.

F = factor de ruido en la entrada del receptor, en vatios por ciclos por segundo

k = constante de Boltzman; $1,38 \times 10^{-23}$ vatios segundo / °Kelvin.

B = ancho de banda de la señal

T_0 = temperatura ambiente en grados Kelvin (aproximadamente 300° Kelvin)

El término de 2,5 decibelios es un coeficiente correspondiente para el caso de transmisión de audio.

Un factor de ruido comunmente usado por fabricantes de equipos de recepción es de 30 decibelios; y, asuma

mos que el ancho de banda de la señal de audio esté limitada a 3,1 kilociclos; y que la relación señal-ruido en el punto de referencia (entrada del receptor) sea de 20 - decibelios. Estos datos llevan a encontrar mediante el uso de la ecuación (3-4) que, el valor de la potencia mínima necesaria es de:

$$P = 200 \text{ microvatíos} \quad (3.5)$$

3.2 DISEÑO DE LA ANTENA

3.2.1 INTRODUCCION

La antena puede ser pensada como un transductor, la cual en transmisión, convierte una señal eléctrica contenida en una línea de transmisión, en una onda de propagación en el espacio libre y, en cambio, en recepción -- convierte una onda de propagación en el espacio libre en una señal eléctrica.

Las características de cualquier tipo de antena, están descritas por los siguientes parámetros:

- a) Ganancia
- b) Lóbulo de Radiación
- c) Impedancia de entrada en el punto de alimentación de la antena

d) Ancho de banda

3.2.2 CALCULO DE LA ANTENA Y DE LA CORRIENTE EFICAZ

Se ha considerado en la sección 3.1 que la antena de transmisión del RADIO MICROFONO viene dada por un dipolo hertziano (dipolo hertziano, es un dipolo cuya longitud es inferior a la longitud de onda), cuya ganancia es de 1.76 decibelios, referido a la de un radiador isotrópico (Referencia 1).

En el dipolo hertziano, el lóbulo de radiación de el campo eléctrico en el plano perpendicular a su eje (Lóbulo horizontal), está distribuido uniformemente, (Figura 3.2) es decir, su lóbulo de radiación es omnidireccional. En el plano que incluye su eje, sin embargo, tiene una directividad (lóbulo vertical); ninguna potencia es radiada a lo largo de la dirección del eje del dipolo. La ganancia de la antena es generalmente referida al lóbulo -- que se obtiene al considerar la intensidad de campo en la dirección de máxima radiación

Los lóbulos de radiación de las figuras (3.2) y (3.3), también se aplican a las correspondientes antenas verticales que se encuentran montadas sobre un plano de -

LOBULOS DE RADIACION DE UN DIPOLO HERTZIANO

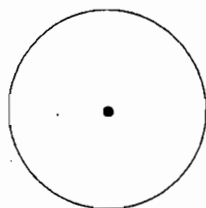


Fig.(3.2)

Lóbulo Horizontal

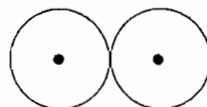


Fig.(3.3)

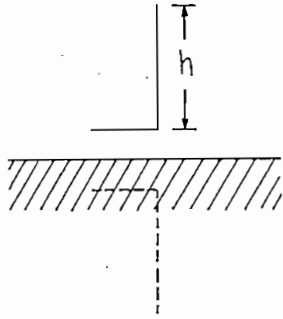
Lóbulo Vertical

tierra perfectamente conductor, (monopolo vertical). La longitud de esta antena vertical es justo la mitad de la longitud del correspondiente dipolo hertziano (la imagen forma la otra mitad) y por supuesto únicamente la mitad superior del lóbulo se aplica (Referencia 1).

El tipo de antena que se usa en el RADIO MICROFONO, está constituido por un monopolo vertical, cuyo lóbulo de radiación está descrito en el párrafo anterior.

Para asegurar que la potencia de radio frecuencia del RADIO MICROFONO sea radiada con la eficiencia máxima, la impedancia de entrada de su antena debe ser acoplada a la impedancia característica de su línea de transmisión.

La fórmula que determina la resistencia de radiación de un monopolo corto, es: (Referencia 1).



$$R_{\text{rad}} = 10\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \quad (3.9)$$

Con la condición de que

$$h \leq \frac{1}{8} \lambda$$

Fig. (3.4)

Monopolo

Dónde:

h = altura del monopolo en metros

λ = longitud de onda de la señal de radio frecuencia.

Como en nuestro caso la señal de radio frecuencia es de 100 megaciclos, la longitud de onda correspondiente es de 3,00 metros. Para cumplir la condición de $h \leq \lambda/8$, muy bien se puede escoger $h = \lambda/8$. Esto lleva a encontrar el valor de:

$$R_{\text{rad}} = 1.56 \text{ ohms} \quad (3.10)$$

La determinación de la parte reactiva de la antena, se obtiene mediante la utilización del gráfico de la figura (3.5) (Referencia 1). En el mismo que al ubicar.

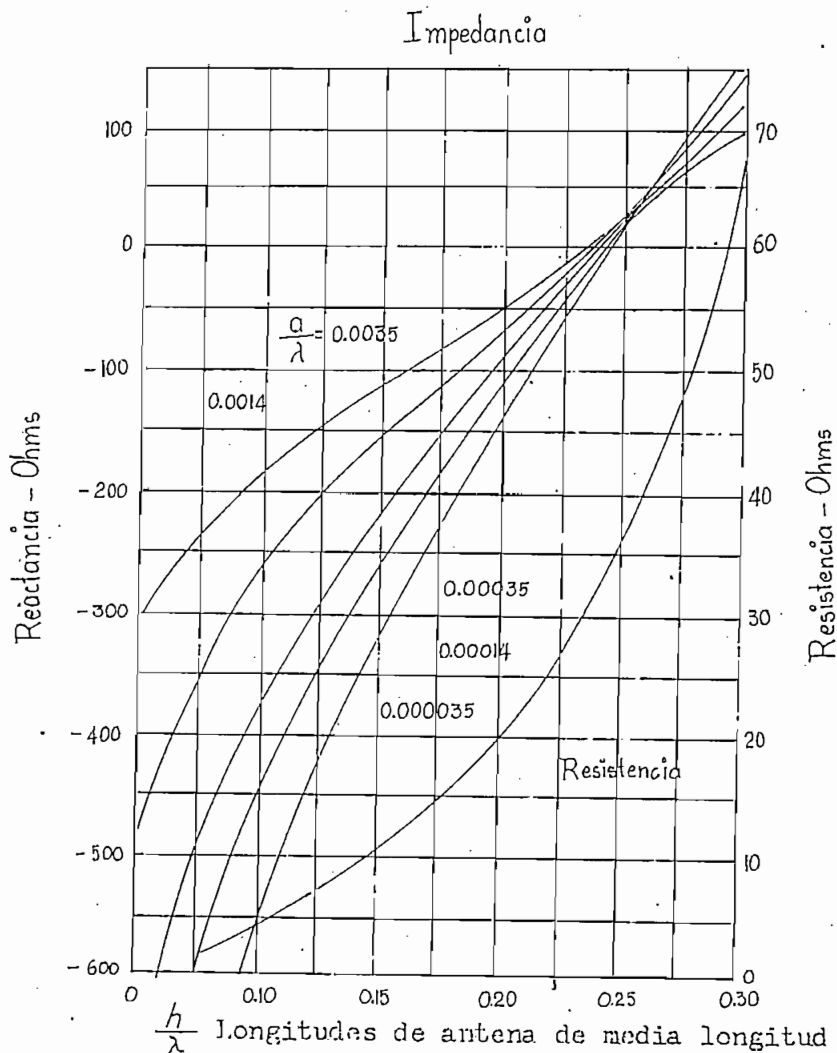


Fig.(3.5) La resistencia y reactancia de antenas manopulos de longitud corta.

$$\frac{h}{\lambda} = 0.041 \text{ y } \frac{a}{\lambda} = 0.00035$$

a = radio de la antena, asume ser de 1.16 milímetros.

Se obtiene la parte reactiva de la antena es:

$$X_{\text{antena}} = -550 \text{ ohms} \quad (3.11)$$

Como la potencia de radiación es de 200 microvatios, entonces la corriente eficaz que debe circular por la antena monopolo de longitud $\lambda/8$, es de:

$$\begin{aligned} I_{\text{eficaz}} &= \sqrt{\frac{200 \times 10^{-6}}{1.56}} \\ &= 11.3 \text{ millamperios} \end{aligned} \quad (3.12)$$

3.3 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA

3.3.1 INTRODUCCION

Con el objeto de poder llegar a la potencia necesaria que la antena debe radiar, un circuito de amplificación de radio frecuencia es requerido. El circuito se construirá en la conexión de base común.

Para maximizar la transferencia de potencia de la señal de radio frecuencia a la antena, un circuito de acoplamiento será utilizado

3.3.2 DISEÑO DEL CIRCUITO

El diseño del amplificador se llevará a cabo, mediante el uso de las cartas, desarrolladas en el Apéndice 1.

Principiaremos determinando las características - del elemento activo; así, este debe tener una frecuencia - de corte mayor de 100 megaciclos; y, una potencia mayor - de 200 microvatios. Entre los transistores que reúnen es - tas condiciones, está el AFY16, cuyas características son las siguientes (Referencia 4).

Voltaje colector emisor, con la base en corto circuito	-2.5 vol.
Voltaje colector emisor, con la base abierta	-30 vol.
Voltaje emisor base, con el colector abierto	-0.5 vol.
Corriente de colector	-10 ma.
Corriente de base	-1.0 ma.
Frecuencia	900 Mhz.
Potencia Total	112 mwts.

Escogemos un punto de operación, que muy bien pue - de ser: Corriente de colector $I_c = -1.5$ miliamperios; vol - taje de colector base -7.5 voltios y una frecuencia de -- 100 megaciclos.

De las características gráficas correspondientes al transistor AFY16, indicados en la figura (3.6), se tiene:

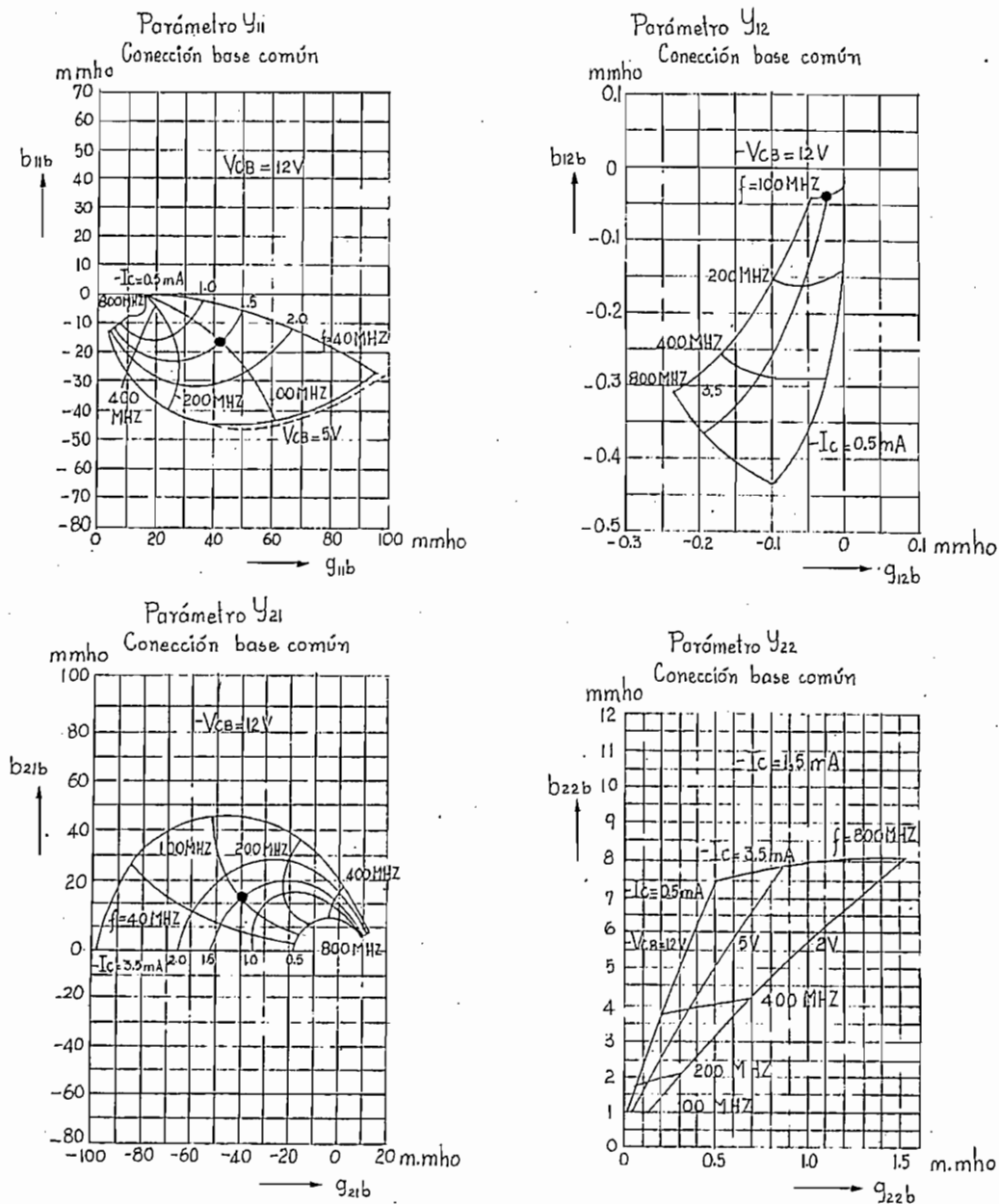


Fig. (3.6)

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= 46.5 \times 10^{-3} \angle -18.8^\circ \text{ mho} & Y_{12} &= 4.62 \times 10^{-5} \angle 60.1^\circ \text{ mho} \\
 Y_{21} &= 46.4 \times 10^{-3} \angle -32.67^\circ \text{ mho} & Y_{22} &= 80 \times 10^{-5} \angle 86.1^\circ \text{ mho}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

Las ecuaciones que relacionan los parámetros h , en función de los parámetros Y son:

$$\begin{aligned}
 h_{11} &= \frac{1}{Y_{11}} & h_{12} &= \frac{-Y_{12}}{Y_{11}} & h_{21} &= \frac{Y_{21}}{Y_{11}} & h_{22} &= \frac{\Delta Y}{Y_{11}} \\
 \Delta Y &= Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

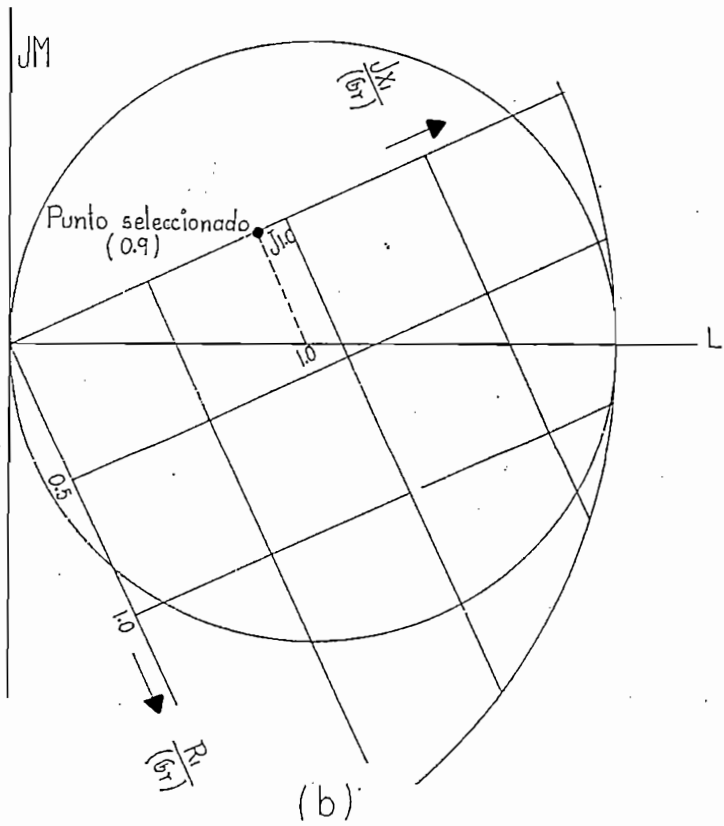
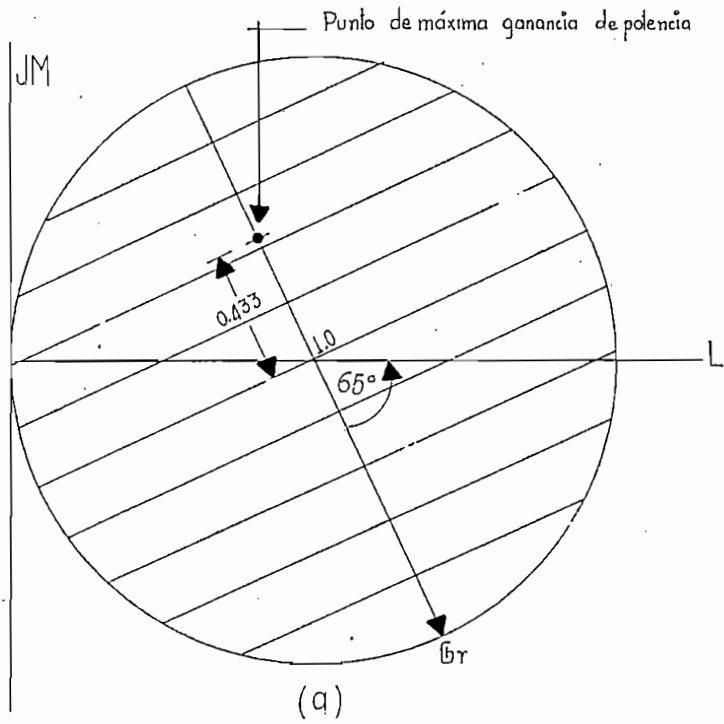
De estas últimas ecuaciones se obtienen:

$$\begin{aligned}
 h_{11} &= 21.50 \angle 18.8^\circ \text{ ohms} & h_{12} &= 99.35 \times 10^{-5} \angle 258.9^\circ \\
 h_{21} &= .99 \angle -13.87^\circ & h_{22} &= 7.74 \times 10^{-4} \angle 88.3^\circ \text{ mho}
 \end{aligned}
 \tag{3.15}$$

De las ecuaciones (1.11); (1.14); (1.13), y (1.9), del Apéndice 1, se obtiene:

$$\begin{aligned}
 c &= 0.734 & K_G &= 1.19 & X &= 0.433 \\
 \theta &= -65^\circ
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

Con los datos obtenidos ultimamente, se pueden determinar las impedancias óptimas de carga y de generador para que exista máxima ganancia de potencia mediante la utilización de las cartas obtenidas en el Apéndice 1 (las mismas que se han dibujado en papel transparente para ser utilizados con facilidad). Así, se coloca la carta de poten --



cia de entrada sobre la carta de ganancia y de impedancia ; con el gradiente orientado a - 65 grados, (ver figura 3.7a) sobre el cual se fija el valor de $X = 0.433$; este valor determina en la carta de ganancia e impedancia, los siguientes valores:

$$P_0 = 0.81 P_{i0} \quad (3.17)$$

$$G_2 = 2h_{22r} \ ; \ B_2 = -0.88h_{22r} \quad (3.18)$$

De la ecuación (1.12) se obtiene:

$$P_2 = 0.68 P_{i0} \quad (3.19)$$

Dividiendo miembro a miembro, la ecuación (3.17) para la ecuación (3.18), se obtiene:

$$\frac{P_{oi}}{P_i} = \frac{P_{o0}}{P_{i0}} \times 1.2 \quad (3.20)$$

Utilizando las ecuaciones (1.5), (1.10) del Apéndice 1 y (3.20) se obtiene:

$$\frac{P_{oi}}{P_i} = 441.83 \quad (3.21)$$

Luego de la ecuación (1.15), se tiene que la carga es de :

$$Z_L = 1257 \sqrt{88.3} = (37.3 + j1256) \text{ ohms} \quad (3.22)$$

Aplicando la carta de impedancia, (ver Figura 3.7h) se determinan los siguientes valores:

$$\frac{R_l}{|G_r|} \approx 0 \qquad \frac{X_l}{|G_r|} = 0.9 \qquad (3.23)$$

Así, la impedancia óptima del manantial, según las ecuaciones (1.2), (1.16), del Apéndice 1 es:

$$Z_s = (h_{11} + R_l + jX_l) = 33.4 \underline{-52.45} \qquad (3.24)$$

Con el objeto de que la impedancia de la antena de $(1.56 - j550)$ ohms, aparezca en el pórtico de salida del amplificador de radio frecuencia con el valor encontrado de carga de $(37.3 + j1256)$ ohms, se conecta una red de acoplamiento; Tal como se muestra en la figura (3.8). Procediendo al cálculo se encuentra que:

$$Z_R = (2.6 + j382.5) \text{ ohms} \qquad (3.25)$$

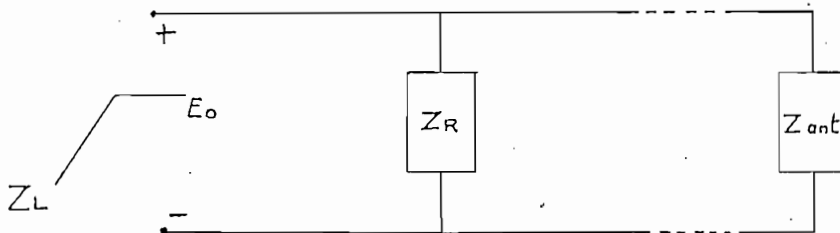


Fig. (3.8)
Red de Acoplamiento

Los valores de los elementos, correspondientes a la impedancia anterior, son de:

$$R_R = 2.6 \text{ ohms} \quad L_R = 60.8 \times 10^{-8} \text{ henrios} \quad (3.26)$$

Luego el circuito de las impedancias de la red de acoplamiento y de la antena, queda constituido de la forma que se muestra en el gráfico siguiente:

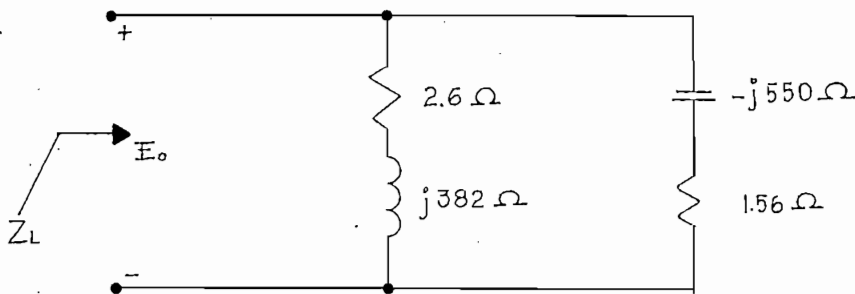


Fig. (3.9)

Impedancias Z_R y Z_{ant} .

3.3.3 CALCULO DE LA SELECTIVIDAD DEL CIRCUITO DE ACOPLAMIENTO CON LA CARGA

En este instante, es oportuno determinar la selectividad del circuito, compuesto por las impedancias; de salida del amplificador de radio frecuencia, de la red de acoplamiento y de la carga. La selectividad, es la relación entre la frecuencia de resonancia y el ancho de ban-

da (intervalo de frecuencias, comprendidas entre los puntos de potencia mitad), y está especificada por la ecuación (3.27) (Referencia 5)

$$Q = \frac{2\omega_0 T_{av}}{P_{av}} = \frac{\omega_0}{B} \quad (3.27)$$

Donde:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (3.28)$$

f_0 = Frecuencia de resonancia (en el presente caso es de 100 megaciclos)

B = Ancho de banda

T_{av} = Promedio de la energía magnética acumulada en la red y viene dada por (Referencia 11)

$$T_{av} = \frac{1}{4} \sum_k L_k |I_k|^2 \quad (3.29)$$

En la ecuación (3.29), $|I_k|$ designa la magnitud de la corriente en una rama inductiva, que tiene la inductancia L_k , y la suma se hace extensiva a todas las ramas de la red.

P_{av} = Potencia media disipada en la red, y viene dada por:

$$P_{av} = \frac{1}{2} \sum_k \frac{1}{C_k} |I_k|^2 \quad (3.30)$$

Donde $|I_k|$ se designa la magnitud de la corriente en una rama resistiva, que tiene una resistencia R_k y la suma se hace extensiva a todas las ramas resistivas de la red.

La ecuación (3.27), es válida siempre y cuando el promedio de energía magnética acumulada sea igual a la energía eléctrica promedio acumulada en la red.

La energía eléctrica promedio V_{av} acumulada en la red, viene dada por la ecuación (3.31), (Referencia 5).

$$V_{av} = \frac{1}{4\omega^2} \sum_K \frac{1}{C_K} |I_k|^2 \quad (3.31)$$

En esta ecuación $|I_k|$, es la magnitud de la corriente en una rama capacitiva cuya capacitancia es C_k , y la suma se hace extensiva a todas las ramas capacitivas de la red.

La red cuya selectividad se desea determinar, es la que se indica en la figura (3.10). Donde el vapor de $(37.3 - j1256)$ ohms es la impedancia de salida del amplificador de radio frecuencia y los $(37.3 + j1256)$ ohms constituye la impedancia equivalente de la suma de Z_R y Z_{ant} , en paralelo.

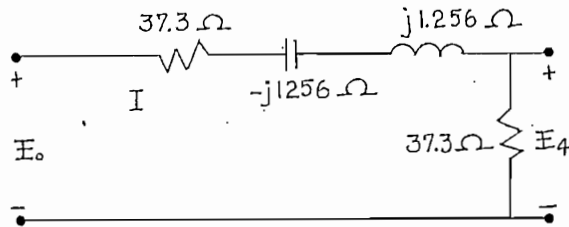


Fig. (3.10)

Las últimas fórmulas se aplican de la siguiente manera: Se designa por E_k la caída de tensión en una rama en la cual la corriente es I_k y suponemos que $E_4 = 1$ voltio, entonces se obtienen los siguientes resultados:

$$I = 2.68 \times 10^{-2} \text{ amperios} \quad (3.32)$$

Luego:

$$T_{av} = 3.6 \times 10^{-6} \text{ joules} \quad V_{av} = 3.6 \times 10^{-6} \text{ joules} \quad (3.33)$$

Es decir $T_{av} = V_{av}$, y la condición para la utilización de la ecuación (3.27), es satisfecha.

Según la ecuación (3.30), el valor de P_{av} es:

$$P_{av} = 6.114 \text{ milivoltios} \quad (3.34)$$

Usando la ecuación (3.27), se tiene:

$$Q = 18.5 \quad (3.35)$$

Y, el ancho de banda correspondiente es:

$$B = 5.4 \text{ megahertz} \quad (3.36)$$

3.3.4 CALCULO DEL VOLTAJE NECESARIO DE SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA.

El voltaje de salida E_o que debe existir, en el circuito de radio frecuencia, para producir una corriente eficaz de 1.13 miliamperios en la antena, se calcula mediante la aplicación de las ecuaciones de malla en el circuito de la figura (3.9), su valor es:

$$|E_o| = 6 \text{ voltios} \quad (3.37)$$

3.3.5 CALCULO DEL VOLTAJE NECESARIO DE ENTRADA AL AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA.

El valor del voltaje E_i , se encuentra a partir de la función de transferencia, dada por la ecuación (3.38), (Referencia 6).

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{-h_{21}}{(h_{11} + Z_s)(h_{12} + Y_L) - h_{12} h_{21}} \quad (3.38)$$

$$= -498.9 \underline{9.13} \quad (3.39)$$

Luego:

$$E_i = 1.2 \text{ milivoltios} \quad (3.40)$$

Por consiguiente el pórtico de entrada del amplificador de radio frecuencia y el voltaje de entrada puede ser considerado como el circuito de la figura (3.11)

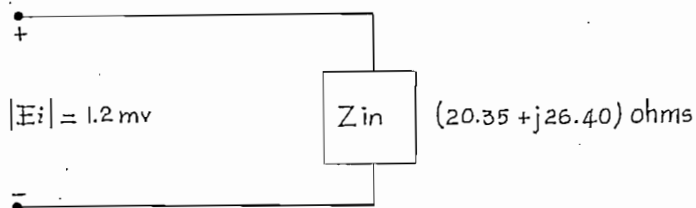


Fig. (3.11)

Manantial e impedancia de entrada
del amplificador de radio frecuencia

Los 1.2 milivoltios provienen de un manantial; el mismo que debe reunir como valor de impedancia interna de $(20.35 - j26.40) \text{ ohms}$; para obtener máxima ganancia de potencia. El circuito que se debe considerar, para hallar el valor del manantial, que de los 1.2 milivoltios en la entrada del amplificador de radio frecuencia se indica en la figura (3.12).

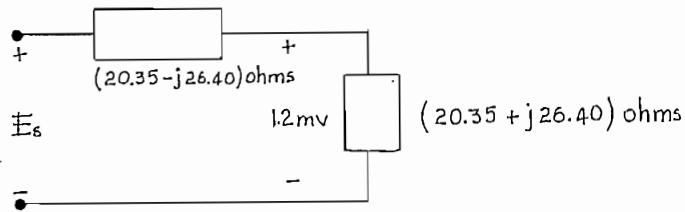


Fig. (3.12)

Analizando este circuito, se obtiene:

$$|E_s| = 1.47 \text{ milivoltios} \quad (3.41)$$

A su vez estos 1.47 milivoltios, provienen desde la salida del modulador oscilador.

En su forma más elemental el circuito oscilador - modulador puede ser considerado como un circuito $L_o - C$ en paralelo, como se indica en la figura (3.13). El valor de los 1.47 milivoltios se obtendrá mediante un tap conectado en la inductancia de valor L_o .

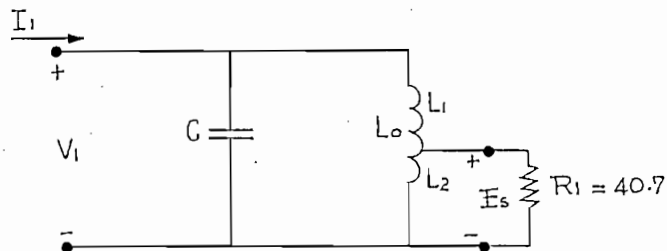


Fig. (3.13)

El voltaje que es conveniente tener en los extremos de la inductancia, debe ser mayor de los 1.47 milivoltios y en forma arbitraria asumo un valor de 147 milivoltios. Si asumo que $R_i \gg j\omega L_o$ y que la inductancia mutua $M \ll L_2$ se obtiene que $Z_i \approx j\omega L_o$, se deduce por consiguiente, que:

$$E_s = \frac{L_2}{L_o} \times 147 \text{ milivoltios} = 147 \text{ milivoltios} \quad (3.42)$$

La determinación de L_2 y L_o se ejecutará al considerar el diseño del circuito oscilador.

3.3.6 POLARIZACION Y CIRCUITO FINAL.

Finalmente el circuito que abarca las redes de acoplamiento de carga y el amplificador de radio frecuencia, con las respectivas resistencias de polarización, está especificado en el gráfico de la figura (3.14).

Los valores de las resistencias de polarización se encuentran de la siguiente forma:

R_E , se obtiene de la siguiente ecuación:

$$(V_o - V_{bc}) - V_{bc} - I_E R_E = 0 \quad (3.43)$$

$$R_E = 800 \text{ ohms} \quad (3.44)$$

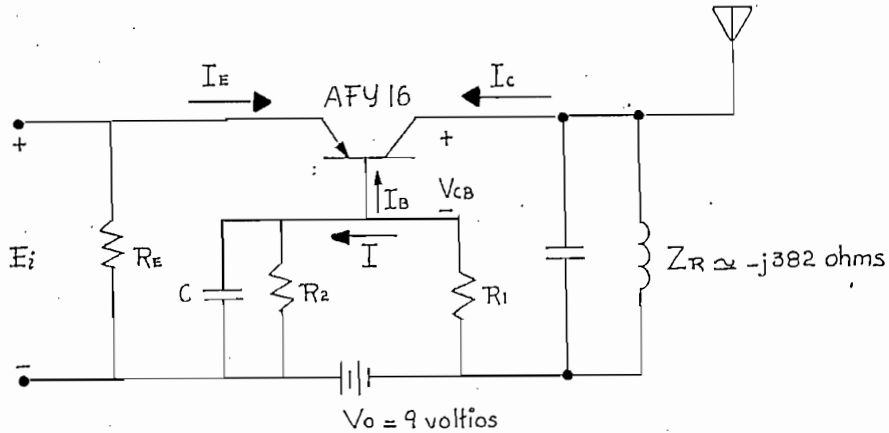


Fig. (3.14)

Amplificador de radio frecuencia
acoplado a la antena

La polarización de la juntura colector base es obtenida - desde la batería a través del divisor de voltaje, formado por las resistencias R_1 y R_2 , la corriente I que debe circular por estas resistencias debe ser mucho mayor que la corriente de base del transistor; esto es:

$$I \gg I_B \quad (3.45)$$

De los datos del transistor se tiene que $\beta = 70$, por consiguiente:

$$I_B = 21.5 \text{ microamperios} \quad (3.46)$$

Luego asumo:

$$I = 1 \text{ miliamperio} \quad (3.47)$$

Esto lleva a encontrar:

$$R_1 = 7.5 \text{ Kiloohms} \quad \text{y} \quad R_2 = 1.5 \text{ Kiloohms} \quad (3.48)$$

El condensador C actúa de bay-pass, con el objeto de que la base esté efectivamente a tierra a señales a-c de operación. Esto lleva a que:

$$|Z_c| = \frac{1}{j\omega C} \ll 1.5 \text{ Kiloohms} \quad (3.49)$$

Por consiguiente puedo asumir $|Z_c| = 1.5 \text{ ohms}$, de donde:

$$C = 1 \text{ nanofaradio} \quad (3.50)$$

3.4 EL OSCILADOR

3.4.1 INTRODUCCION

Los osciladores a transistores son similares en muchos aspectos a los amplificadores, excepto que una porción de potencia de salida es retornada a la red de entrada en magnitud y fase apropiadas para mantener la oscilación. El oscilador no es sino un amplificador con una adecuada realimentación.

3.4.2 CALCULO DEL CIRCUITO.

Para visualizar los requisitos del oscilador con-

sideramos el circuito en bloques de realimentación típico, mostrado en la figura (3.15).

El bloque con la función de transferencia $G(s)$ - representa la transmitancia del camino positivo, mientras el bloque con la función de transferencia $H(s)$ representa el camino de realimentación.

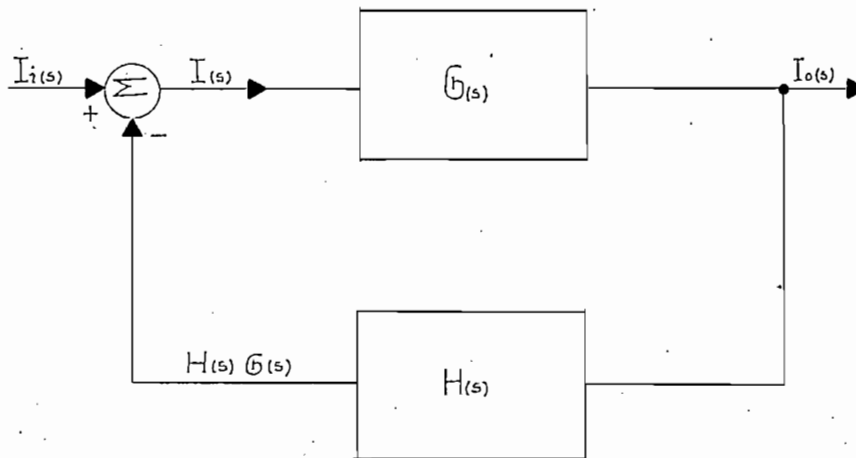


Fig. (3.15)

Diagrama en bloques de un circuito con realimentación

Se sigue que:

$$I(s) = I_i(s) - I_o(s) H(s) \quad (3.51)$$

Pero:

$$I_o(s) = I(s) G(s) \quad (3.52)$$

Eliminando $I_o(s)$ de las ecuaciones (3.51) y (3.52), se consigue la ecuación (3.53).

$$\frac{I_o(s)}{I_i(s)} = T(s) \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} \quad (3.53)$$

En esta ecuación la realimentación es tomada como negativa. Si la realimentación es positiva, la ecuación (3.53) llega a ser:

$$\frac{I_o(s)}{I_i(s)} = T(s) \frac{G(s)}{1-G(s)H(s)} \quad (3.54)$$

Si el circuito es un oscilador, la señal $I_i(s)$ debe ser cero y la señal $I_o(s)$ debe ser finita. De acuerdo a esto, la ecuación (3.54), llega a ser:

$$\infty = \frac{G(s)}{1-G(s)H(s)} \quad (3.55)$$

ó

$$0 = 1-G(s)H(s) \quad (3.56)$$

Por lo tanto:

$$1 = G(s)H(s) \quad (3.57)$$

constituye la condición de oscilación.

Para ir encontrando los diferentes valores de --

los elementos será necesario considerar el circuito de la figura (3.16).

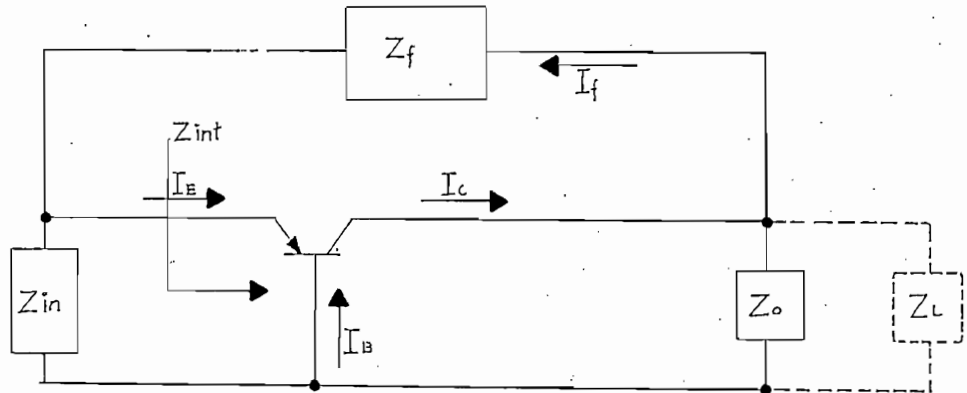


Fig. (3.16)

Circuito oscilador.

Asumiendo que la impedancia Z_{in} es mucho mayor que la impedancia de entrada Z_{int} del paso de amplificación de base común, esto es:

$$Z_{in} \gg Z_{int} \quad (3.58)$$

y también si establecemos que:

$$Z_L \gg Z_o \quad (3.59)$$

y al considerar el modelo del transistor, como el indicado en la figura (3.17).

los elementos será necesario considerar el circuito de la figura (3.16).

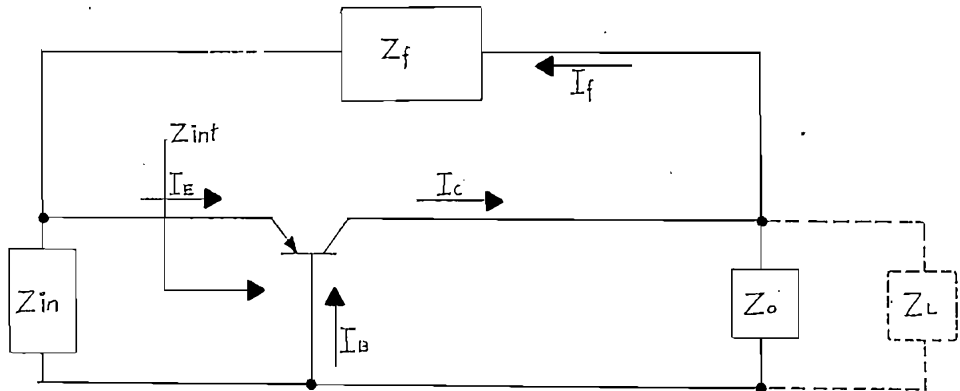


Fig. (3.16)

Circuito oscilador.

Asumiendo que la impedancia Z_{in} es mucho mayor que la impedancia de entrada Z_{int} del paso de amplificación de base común, esto es:

$$Z_{in} \gg Z_{int} \quad (3.58)$$

y también si establecemos que:

$$Z_L \gg Z_o \quad (3.59)$$

y al considerar el modelo del transistor, como el indicado en la figura (3.17).

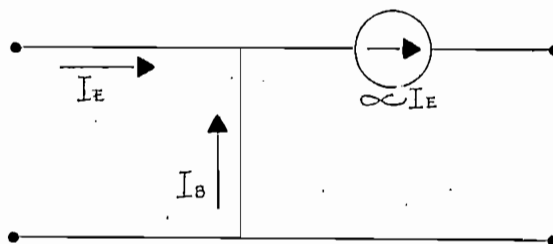


Fig. (3.17)
Modelo simplificado del transistor

El circuito de la figura (3.16) se simplifica al indicado en la figura (3.18).

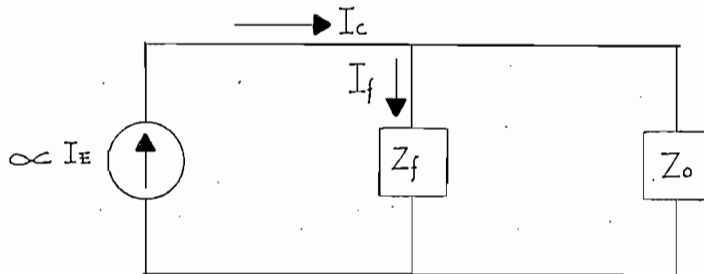


Fig. (3.18)
Modelo del circuito oscilador

El cual a su vez, puede ser considerado como el de la figura (3.19).

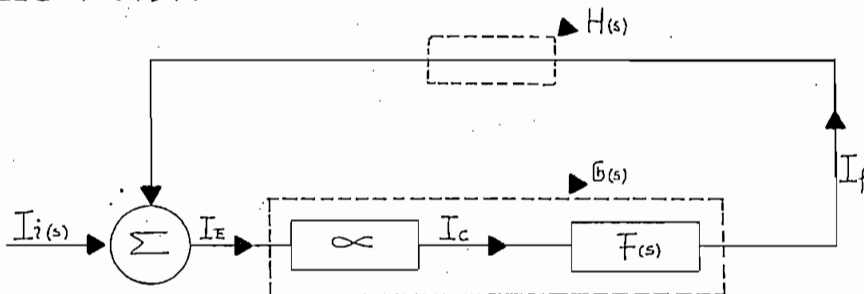


Fig. (3.19)

Donde:

$$\frac{I_f}{I_c} = \frac{Y_f}{Y_f + Y_o} = F(s) ; H(s) = 1 \quad y \quad G(s) = \infty F(s) \quad (3.60)$$

La condición de oscilación $G(s)H(s) = 1$. Para los valores de $H(s) = 1$ y $G(s) = \infty F(s)$, se transforma en:

$$G(s)H(s) = \infty \frac{Y_f}{Y_f + Y_o} = 1 \quad (3.61)$$

si $\infty = 0.9$ se llega a obtener el valor de:

$$Y_o = -0.1 Y_f \quad (3.62)$$

si considero que Y_f es la admitancia de un condensador, esto es $Y_f = j\omega C_f$, por lo tanto:

$$Y_o = 0.1 j\omega C_f \quad (3.63)$$

Como Y_o debe constituir un circuito tanque L-C, se desprende entonces que:

$$Y_o = j\omega C_o - \frac{j}{\omega L_o} \quad (3.64)$$

sustituyendo la ecuación (3.64) en (3.63), se logra obte

ner:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{(0.1C_f + C_o)L_o}} \quad (3.65)$$

Como el oscilador debe tener una frecuencia de trabajo de 100 megaciclos, $\omega = 6.28 \times 10^8 \frac{1}{\text{seg}}$, entonces:

$$(0.1C_f + C_o)L_o = 2.58 \times 10^{-18} \frac{1}{\text{seg}} \quad (3.66)$$

Podemos asumir un valor de $0.1C_f + C_o = 50 \text{ pf}$, entonces el correspondiente valor de $L_o = 0.052$ microhenrios.

El valor $0.1C_f$ se puede asumir mucho menor que C_o , con el objeto de que I_f sea mucho menor que I de carga, entonces muy bien se puede tomar como valores de $C_f = 2 \text{ pf}$, esto lleva a obtener el valor de $C_o \approx 50 \text{ pf}$, luego, ya se puede considerar el circuito oscilador como:

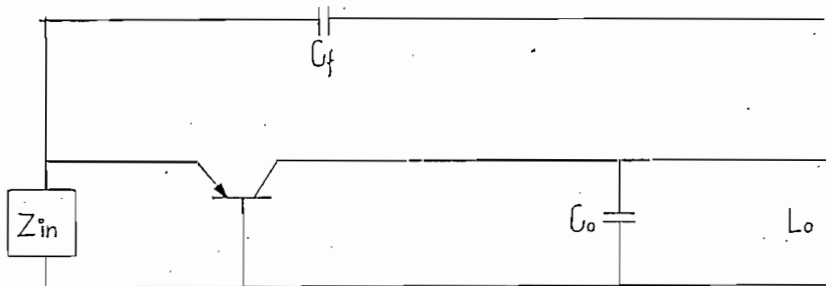


Fig. (3.20)
Circuito oscilador

La determinación final de los parámetros de polarización se llevará a efecto al tratar el circuito modulador.

Reemplazando el valor de L en la ecuación (3.42), se obtiene:

$$L_2 = 0.520 \times 10^{-3} \text{ uh} \quad (3.67)$$

3.5 EL MODULADOR

3.5.1 INTRODUCCION

La modulación de la señal en la frecuencia portadora, se llevará a efecto directamente, variando el elemento

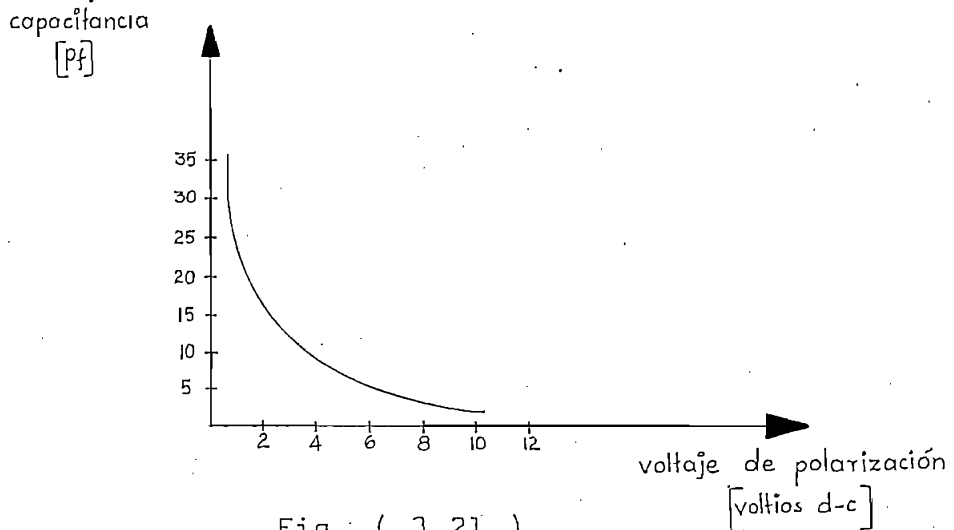


Fig. (3.21)

Característica de un diodo varactor comercial.

capacitivo del circuito sintonizado del oscilador, mediante el uso de un diodo varactor, aprovechando la característica que tiene este tipo de diodo, de variar su capacitancia al variar el voltaje inverso aplicado a sus terminales según se puede ver en el gráfico (3.21). Además, el diodo varactor por sus dimensiones resulta ideal para llevar a efecto la miniaturización del RADIO MICROFONO.

3.5.2 CALCULO DEL CIRCUITO

Primeramente, consideremos el circuito del gráfico (3.22) donde C_v es el valor de la capacidad que presenta el diodo cuando está polarizado con una tensión negativa y C_1 , es el valor de capacidad de un condensador de --

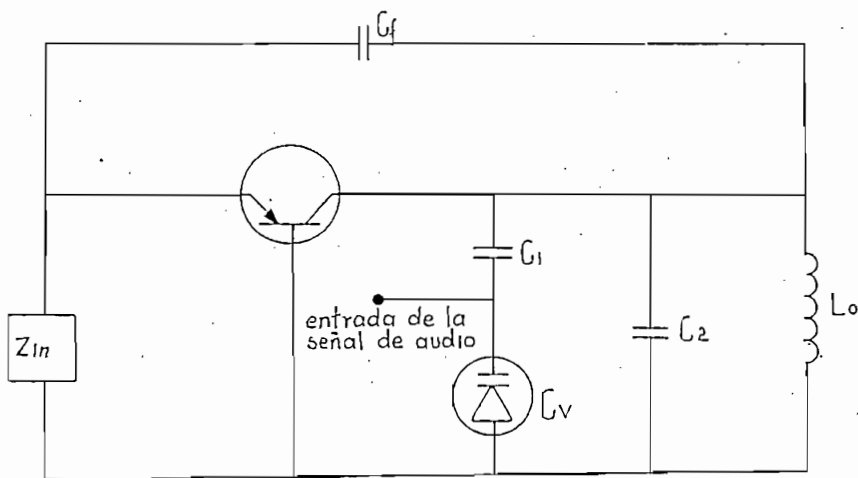


Fig. (3.22)

Oscilador incluido el diodo varactor.

bloque d-c. La suma en paralelo; entre la resultante en serie de los condensadores C_v y C_1 , con C_0 debe ser:

$$\left(\frac{1}{C_v} + \frac{1}{C_1}\right)^{-1} + C_2 = C_0 = 50 \text{ pf} \quad (3.68)$$

que constituye el valor de capacidad del circuito oscilador de 100 megaciclos. Con el fin de que la frecuencia de este oscilador sintonizado, esté basicamente dada por el valor de C_2 , se puede asumir que:

$$\left(\frac{1}{C_v} + \frac{1}{C_1}\right)^{-1} \ll C_2 \quad (3.69)$$

Es decir puedo asumir un valor de:

$$C_2 = 45 \text{ pf} \quad (3.70)$$

Luego:

$$\frac{1}{C_v} + \frac{1}{C_1} = 5 \text{ picrofaradios} \quad (3.71)$$

El diodo varactor que se usará es el BA138, cuya característica está indicada en el gráfico (3.23).

Los valores de este diodo especial para trabajos de VHF, son los siguientes:

Voltaje inverso de polarización	30 voltios
Corriente inversa	100 nanoamperios

Temperatura ambiente

60 °C

Resistencia serie (f = 300 megaciclos;

$V_r = 3$ voltios; $C = 12$ pf.)

0.8 (1.2) ohms

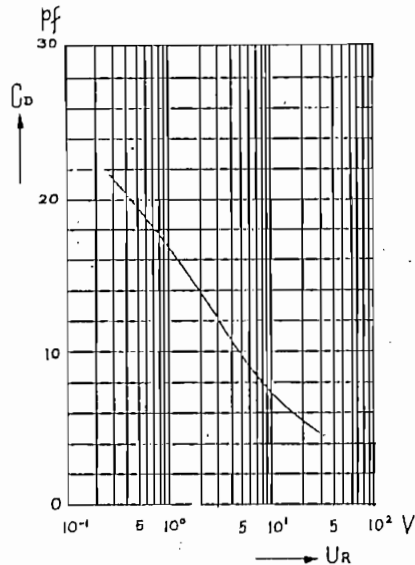


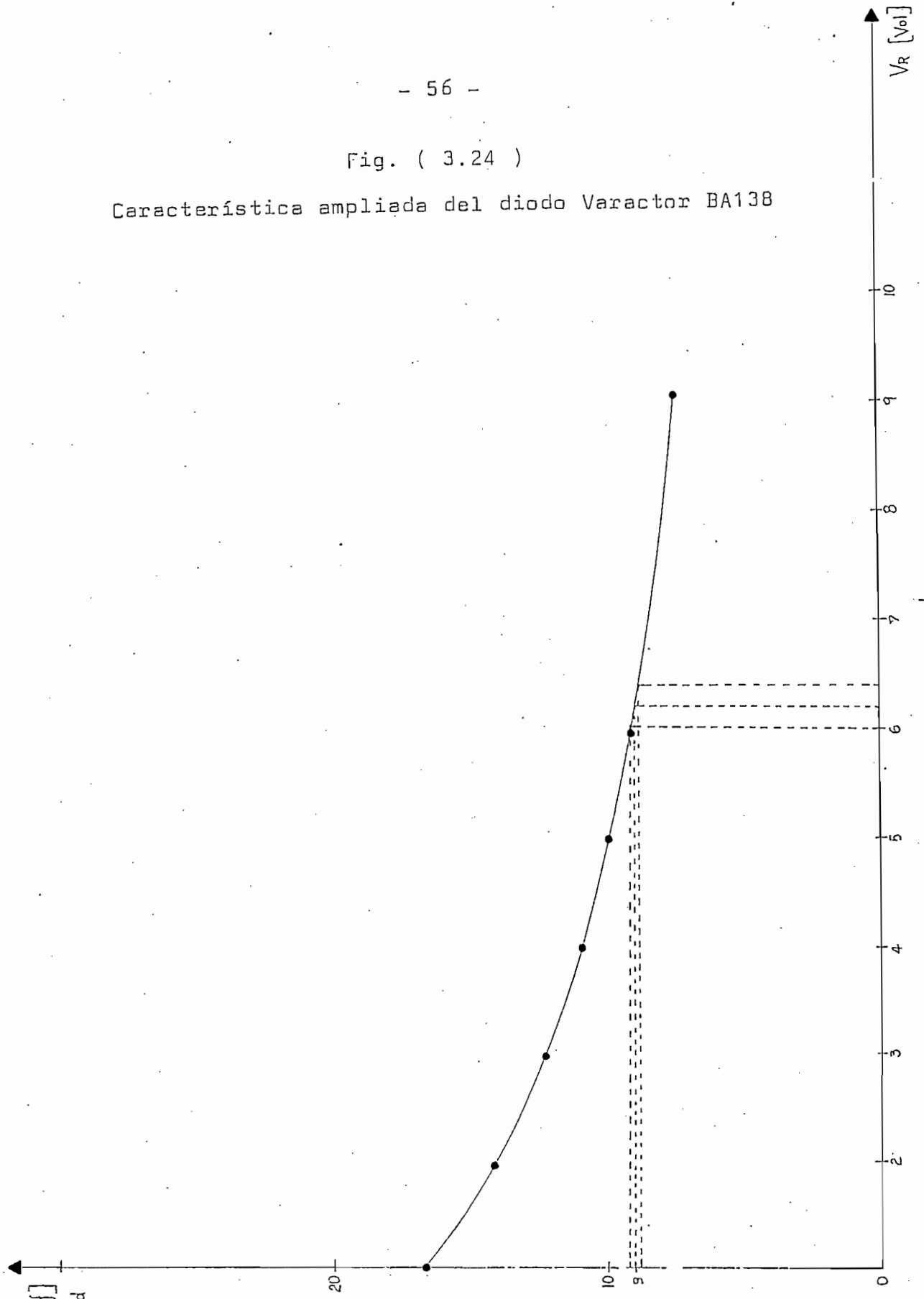
Fig. (3.23)

Característica del diodo varactor BA138.

El valor más apropiado de C_v , es aquél que está ubicado en la zona más lineal de la característica del diodo. - De acuerdo a esto, el voltaje de polarización que asumiremos es de 6.2 voltios, que dá un correspondiente valor de C_v de 9.0 picofaradios según el gráfico (3.24); el mismo que constituye la característica ampliada del varactor BA138. Esto lleva a asumir que:

Fig. (3.24)

Característica ampliada del diodo Varactor BA138



$$C_1 \approx 10 \text{ pF} \quad (3.72)$$

Cuando se introduce señales pequeñas de voltaje al varactor, provenientes de la salida del amplificador de audio, la capacidad resultante C_D del diodo se verá afectada a variaciones lineales, éstas variaciones pueden ser tomadas en cuenta como:

$$C_D = C_V + K_1 f(t) \quad (3.73)$$

Donde:

$f(t)$, es la señal en voltios, proveniente de la salida del amplificador de audio

K_1 , es una constante en picofaradios/vatio.

Con el objeto de mantener la linealidad, las variaciones de voltaje $f(t)$ máximas en la salida de audio, se considerará ser de $\pm 0,24$ voltios (0,48 voltios pico a pico) y el valor correspondiente de capacidad es de $\Delta C = 0.2$ picofaradios. Luego, la frecuencia de oscilación se verá afectada de la manera que a continuación se indica.

3.5.3 ANALISIS DE LA VARIACION LINEAL DE LA FRECUENCIA INSTANTANEA DEBIDO A LA SEÑAL.

Partamos de que la frecuencia de oscilación es:

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_o C_{eqi}}} \quad (3.74)$$

C_{eqi} será igual a:

$$C_{eqi} = C_o + K_2 F(t) \quad (3.75)$$

Esto lleva a que:

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_o (C_o + K_2 F(t))}} \quad (3.76)$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o \left(1 + \frac{K_2 F(t)}{C_o}\right)}}$$

$$\omega_i = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 + \frac{K_2 F(t)}{C_o}}} \quad (3.77)$$

Como $C_o \gg K F(t)$, al desarrollar el denominador de la ecuación anterior, usando el teorema del binomio se llega a:

$$\left(1 + \frac{K_2 F(t)}{C_o}\right)^{-1/2} \approx 1 - \frac{K_2 F(t)}{2 C_o} \quad (3.78)$$

Luego:

$$\omega_i \approx \omega_o \left(1 - \frac{K_2 f(t)}{2C_o} \right) = \omega_o - \frac{K_2 \omega_o}{2C_o} f(t) \quad (3.79)$$

La última ecuación nos indica que la frecuencia instantánea varía linealmente con la señal modulante, condición necesaria para la modulación en frecuencia.

3.5.4 CALCULO DE LA DESVIACION MAXIMA DE LA FRECUENCIA PORTADORA.

La señal $f(t)$ puede ser considerada como:

$$f(t) = \alpha \text{ Sen } \omega_s t \quad (3.80)$$

Tomando en cuenta que las variaciones de voltaje pico a pico alrededor del voltaje de polarización del diodo es de 0,4 voltios, se llega a:

$$f(t) = 0.2 \text{ Sen } \omega_s t \Rightarrow \alpha = |f(t)| = 0.2 \text{ voltios} \quad (3.81)$$

Y, como el correspondiente ΔC del gráfico (3.24) es de 0,2 pico faradios alrededor de 9 picofaradios; esto lleva a que:

$$C_{eqi} = (C_o + 0.1 \text{ Sen } \omega_s t) \text{ pf} \quad (3.82)$$

Usando las ecuaciones (3.75) y (3.82) se deduce que K_2 es igual a 0,5 picofaradios por voltio. Luego, de la ecuación (3.79) se tiene que la desviación máxima de la fre-

cuencia portada es:

$$\Delta f = \frac{K_2 f_o}{2C_o} |f(t)| = \frac{0.5 \times 10^6}{2 \times 50} \times 0.2 = 100 \text{ Kcps} \quad (3.83)$$

3.5.5 CALCULO DEL INDICE DE MODULACION Y DEL ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL PORTADORA.

Se define como índice de modulación m_f , a la relación entre la desviación máxima de frecuencia de la onda portadora a la frecuencia de la señal modulante f_s

De acuerdo a esto se tiene que:

$$m_f = \frac{\frac{K_2 f_o}{C_o} |f(t)|}{f_s} \quad (3.84)$$

Si asumimos una señal modulante de 5.0 k,c,p,s; se tiene:

$$m_f = 20 \quad (3.85)$$

Con este valor de índice de modulación y usando el gráfico de la figura (3.25), se obtiene:

$$\frac{B}{\Delta \omega} \approx 2 \quad (3.86)$$

Luego el ancho de banda B de la señal portadora modulada en frecuencia es:

$$B \simeq 2 \times \Delta f = 2 \times 100 = 200 \text{ Kcps} \quad (3.87)$$

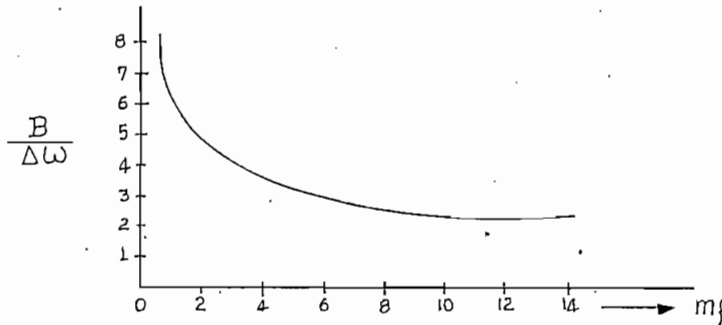


Fig. (3.25)

Ancho de banda de la señal de frecuencia modulada como una función del índice de modulación (Referencia 2).

3.5.6 POLARIZACION Y CIRCUITO FINAL

Finalmente el circuito oscilador modulador, con los respectivos elementos de polarización, está especificado en el gráfico de la figura (3.26).

El transistor utilizado es el AFY12, el mismo que tiene las siguientes características (Referencia 4).

Ancho de banda	260 megaciclos
Voltaje máximo colector emisor	18 voltios
Corriente máxima de colector	10 miliamperios
Potencia máxima de disipación	112 milivatios

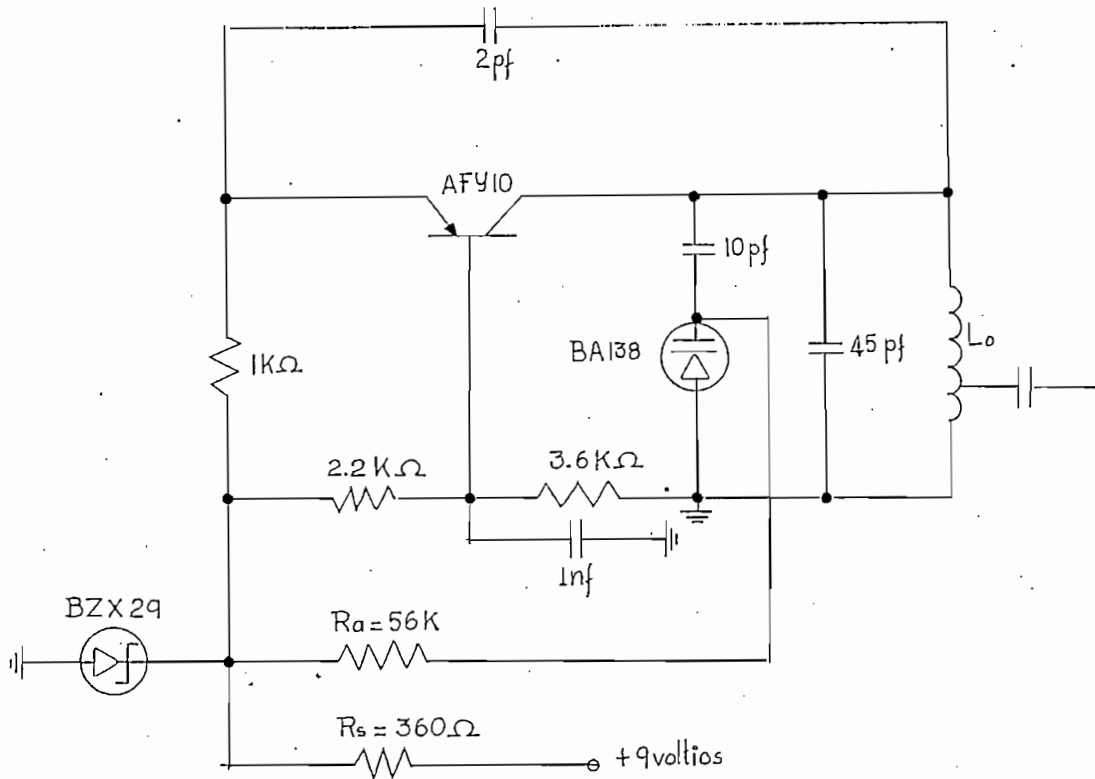


Fig. (3.264)

Circuito oscilador de 100 megaciclos y circuito modulador.

Los valores de las resistencias de polarización - se encuentran de la misma manera como cuando se determinó las resistencias de polarización del amplificador de radio frecuencia. Se asume una corriente de polarización - en el colector de - 2.0 miliamperios, un voltaje colector emisor de - 4.0 voltios y un voltaje de juntura base emisor de \approx 0.3 voltios.

Usando los valores de párrafo anterior y el méto-

do sugerido, se determinan los siguientes valores:

$$R_E = 1.0 \text{ kilohms.}$$

$$R_1 = 3.9 \text{ kilohms.}$$

$$R_2 = 2.2 \text{ kilohms.}$$

$$C = 1.0 \text{ nanofaradios.}$$

Con el objeto de lograr valores exactos en las polarizaciones del transistor y del diodo varactor, un diodo zener se ha utilizado. Este diodo debe ser capaz de proveer una corriente de carga I_L de:

$$I_L = I_L + \frac{6.2}{3.6 \times 2.2} = 3.05 \text{ miliamperios} \quad (3.88)$$

Y, un voltaje de 6.2 voltios, pues, este valor es el usado para polarizar el diodo varactor.

El diodo zener que cumple las anteriores especificaciones es el BZX29 que tiene una $I_z = 5$ miliamperios, $I_{L \text{ max.}} = 50$ miliamperios, $V_z = 6.2$ voltios y $r_{zL} = 2$ ohms.

La determinación de R_s necesaria para poder asegurar al diodo zener dentro de los 5 miliamperios, se lleva a efecto partiendo del circuito del gráfico (3.40). De donde se obtiene:

$$R_s = \frac{9 - 6.2 - 2 \times 0.005}{10^{-3} (3.05) + 5 \times 10^{-3}} = 360 \text{ ohms} \quad (3.89)$$

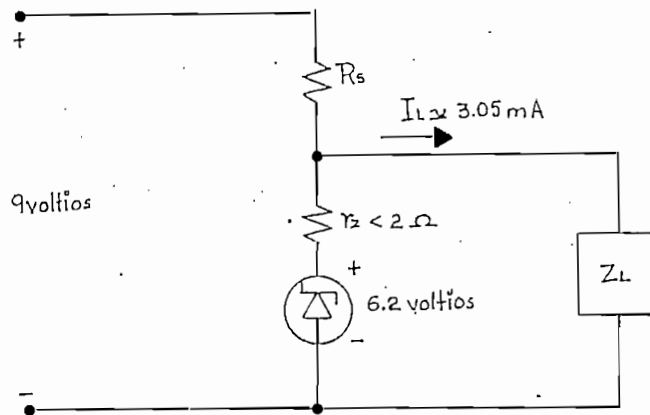


Fig. (3.27)

Manantial de potencia regulada de 6.2 voltios.

En cambio la resistencia R_a debe tener un valor suficientemente grande para evitar una realimentación, asumiré un valor de 56 kilohms.

3.6 DISEÑO DEL CIRCUITO DE AMPLIFICACION

3.6.1. INTRODUCCION

De acuerdo a la ganancia requerida, un circuito amplificador puede tener, uno o varios pasos de amplificación; si el caso es el último, los pasos de amplificación se agrupan así: un paso de entrada, un paso de salida y una cascada de pasos intermedios que se denomina amplificador principal.

El paso de entrada es diseñado con el fin de que

exista un acoplamiento (de corriente, voltaje o potencia) entre el generador de señales (transductor, como por ejemplo un micrófono) y el amplificador principal. El paso de salida tiene la finalidad de acoplar el amplificador principal a la carga, para poder obtener características deseables en ésta. El amplificador principal determina la ganancia y el ancho de banda requerida en el amplificador total; y, el paso o pasos necesarios ordinariamente son conectados en la configuración de emisor común.

3.6.2 REQUISITOS GENERALES DEL CIRCUITO.

Como la variación de la señal de voltaje requerida en los terminales del diodo varactor, es de 0.4 voltios pico a pico; el voltaje colector emisor de la señal en el paso de salida debe ser mayor de 0.4 voltios; y, por este motivo asumiremos en forma arbitraria que este valor es de 4.0 voltios.

Las señales generadas en el micrófono son del orden de 1.0 milivoltio. Por consiguiente la ganancia de voltaje en el rango medio $|A_{vo}|$ del amplificador total, es de:

$$|A_{vo}| = \frac{\text{Voltaje de salida}}{\text{Voltaje de entrada}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 4.000 \quad (3.90)$$

Las magnitudes de voltaje relativamente pequeñas - de las señales de entrada y salida permiten fácilmente la operación de amplificación en clase A:

El ancho de banda que debe tener el amplificador - total, está determinado por el rango de frecuencia de las señales de voz, las mismas que se pueden establecer desde los 200 ciclos por segundo hasta los 5 kilociclos por segundo.

Con el objeto de disminuir los elementos del circuito, un acoplamiento directo entre los pasos llevaremos a efecto.

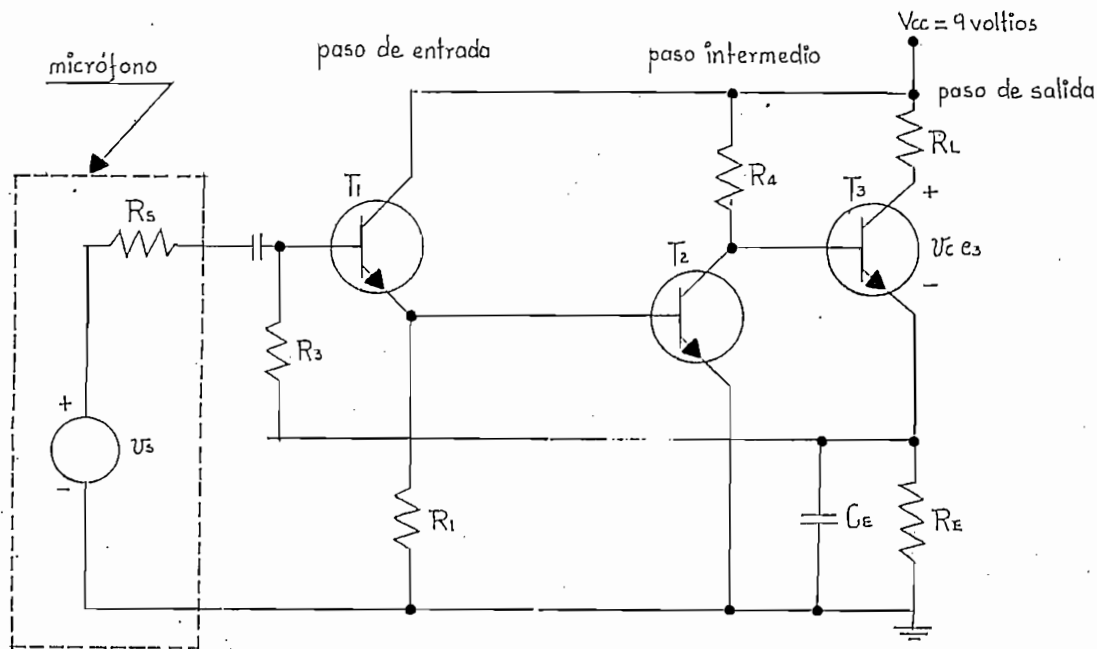


Fig. (3.28)

Circuito amplificador de señales de voz.

Tomando en cuenta las consideraciones antes indicadas, el circuito lo estudiamos en la figura (3.28).

3.6.3 DESCRIPCION DEL CIRCUITO.

El amplificador total posee tres pasos de amplificación acoplados directamente; y, debe dar una ganancia - de:

$$\frac{V_{ce3}}{V_s} = 4.000 \quad (3.91)$$

Y su ancho de banda debe ser de:

$$B = 5 \text{ Kilociclos por segundo} \quad (3.92)$$

El paso de entrada trabaja en la conexión de colector común y tiene el objeto de maximizar la transferencia de potencia desde el micrófono al amplificador.

El paso intermedio y de salida están conectados - en emisor común y condicionan al amplificador total a poseer la ganancia de voltaje y el ancho de banda necesitado en la salida.

El elemento resistivo R_4 sirve tanto de resistencia de carga en el colector del paso intermedio, como de resistencia de polarización para el paso de salida. La -

resistencia R_3 , de la corriente de polarización a la base del paso de entrada, desde el voltaje colector emisor del paso intermedio (debido a que el voltaje del emisor de T_3 y el voltaje de colector de T_2 se diferencian por unas cuantas décimas de voltio). La conexión de R_3 asegura una polarización constante en T_1 y T_2 ; y se conecta en el emisor de T_3 y no en el colector de T_2 , debido al interés nuestro de disminuir el número de elementos; pues, si la conexión fuera en el colector de T_2 habría necesidad de conectar un condensador entre este punto y tierra, para evitar realimentación de señales ac a la base de T_1 , en cambio como está conectado en el emisor de T_3 ya no es necesario por cuanto existe el condensador C_e ; que actúa de bay pass, colocando el emisor de T_3 a tierra para señales ac.

La resistencia R_4 actúa de elemento de polarización y de carga del transistor T_3 ; R_1 y R_2 son elementos de polarización de T_1 y T_2 respectivamente.

El circuito opera directamente desde una fuente de voltaje de 9 voltios dc.

3.6.4. CALCULO DE LOS ELEMENTOS DEL CIRCUITO DE AMPLIFICACION.

La determinación de los transistores del circuito de amplificación se derivan del valor de la impedancia de carga y de la potencia eficaz requerida en ella.

La potencia eficaz $P_o(\text{r.m.s.})$ de la carga en función de los parámetros pico a pico del colector del transistor T_3 , viene dado por:

$$P_o(\text{r.m.s.}) = \frac{V_{cep3} \times I_{cp3}}{2} \quad (3.93)$$

Donde:

V_{cep3} = voltaje pico de la señal en voltios, de colector a emisor del transistor.

I_{cp3} = corriente pico de la señal de colector del transistor.

Si se hace la consideración de que:

$$V_{cep3} = \frac{1}{K_1} V_{ceQ3} \quad (3.94)$$

$$I_{cp3} = \frac{1}{K_2} I_{cQ3} \quad (3.95)$$

Donde:

V_{ceQ3} = voltaje de polarización colector emisor del transistor T_3 .

I_{CQ3} = corriente de polarización del colector del transistor T_3 .

K_1 y K_2 = constantes que permiten polarizar al transistor para que funcione en clase A de amplificación.

Y, a su vez permiten obtener un β apropiado, ordinariamente los valores de estas constantes oscilan entre 1.25 y 2.5 (Referencia 7 capítulo 6).

Luego:

$$P_{o(r.m.s)} = \frac{V_{CEQ3} \times I_{CQ3}}{2K_1 K_2} \quad (3.96)$$

El valor de V_{CEQ3} por I_{CQ3} constituye el valor de potencia de disipación $P_{(disp)}$, esto es:

$$P_{(disp)} = V_{CEQ3} \times I_{CQ3} = 2K_1 K_2 P_{o(r.m.s)} \quad (3.97)$$

Como estamos interesados en obtener una variación voltaje pico a pico de la señal en la carga de no más de 4.0 voltios; y, si asumo una impedancia de carga R_L de 2.2 kilohms. Los valores de las potencias eficaz y de disipación, de acuerdo a las fórmulas (3.96) y (3.97), son:

$$P_{o(r.m.s)} = 0.9 \text{ milivatios}$$

$$P_{(disp)} = 6.0 \text{ milivatios} \quad (3.98)$$

$$V_{CEQ3} = 4.6 \text{ voltios}$$

(3.98)

$$I_{CEQ3} = 1.27 \text{ miliamperios}$$

Los valores de K_1 y K_2 se han tomado ser igual a 2.3 y 1.4 respectivamente.

El transistor seleccionado debe ser capaz de disipar 6.0 milivatios a la temperatura máxima de la juntura - base colector T_{jmax} . En el diseño escogeremos el transistor BCY58, cuyos datos son los siguientes: (Referencia 4).

Tipo:	NPN de silicio
Voltaje C-E con la base en corto circuito al emisor	$V_{CES} = 32 \text{ vol.}$
Voltaje C - E con la base abierta	$V_{CEO} = 32 \text{ vol.}$
Voltaje E - B con el colector abierto	$V_{EB} = 7 \text{ vol.}$
Corriente del colector	$I_C = 200 \text{ ma.}$
Corriente de base	$I_B = 50 \text{ ma.}$
Corriente de corte de colector, emisor común	$0.2 \times 10^{-4} \text{ am.}$
Temperatura de la juntura	$T_j = 200^\circ\text{C}$
Potencia total	$P_{TOT} = 1 \text{ watio}$
Resistencia de la juntura-cubierta	$\theta \leq 150^\circ\text{C/watio.}$
Voltaje colector emisor de saturación	$V_{CE(sat)} = 0.12 \text{ vol.}$
Voltaje de ruptura C - E con la base abierta	$V_{(BR)CEO} > 32 \text{ vol.}$

β

80 - 1000

f_T

250 (> 125) Mcps

Aplicación: Para pasos de amplificación de audio frecuencia de entrada e intermedios.

La capacidad máxima de disipación de potencia del transistor T_3 , debe satisfacer las condiciones de temperatura a plena carga. La temperatura máxima permisible del transistor que pueda tolerarse sin exceder las especificaciones del mismo, está dada por la siguiente ecuación (Referencia 8).

$$\Delta T = \theta (P_{(nominal)}) - (P_{(disp)}) \quad [^{\circ}C]$$

(3.98)

$$\Delta T = T_{j\max} - T_{a\max} \quad [^{\circ}C]$$

Donde:

ΔT = Variación de la temperatura en $^{\circ}C$

θ = Resistencia térmica del transistor con $^{\circ}C$ vatio

$T_{j\max}$ = Temperatura máxima de la juntura colector base en $^{\circ}C$

$P_{(nominal)}$ = Potencia máxima nominal del transistor en vatios

$T_{a \max}$ = Temperatura máxima del ambiente en °C

Reemplazando los valores se obtiene:

$$T_{j \max} = 174^{\circ}\text{C} \quad (3.99)$$

Luego el transistor BCY58 está dentro de su especificación de potencia a temperaturas ambientales hasta - de 174 °C, según lo indicado por $T_{j \max}$ cuando se opera a una potencia de disipación de 6.0 milivatios.

La corriente máxima del colector en una etapa directamente acoplada, debe ser menor que la corriente máxima especificada del colector utilizado y dentro de la escala de corriente que tenga un valor β , utilizable. La corriente máxima del colector del transistor T_3 , I_{cm3} , figura (3.29), es igual a la suma de corriente pico más la corriente polarización del dispositivo. Esto es:

$$I_{cm3} = I_{cp3} + I_{cQ3} = 2.2 \text{ miliamperios} \quad (3.100)$$

El BCY58, está especificado para poder trabajar, - hasta los 200 miliamperios; y, por lo tanto está dentro - de la especificación para poder trabajar a los 2.2. miliamperios.

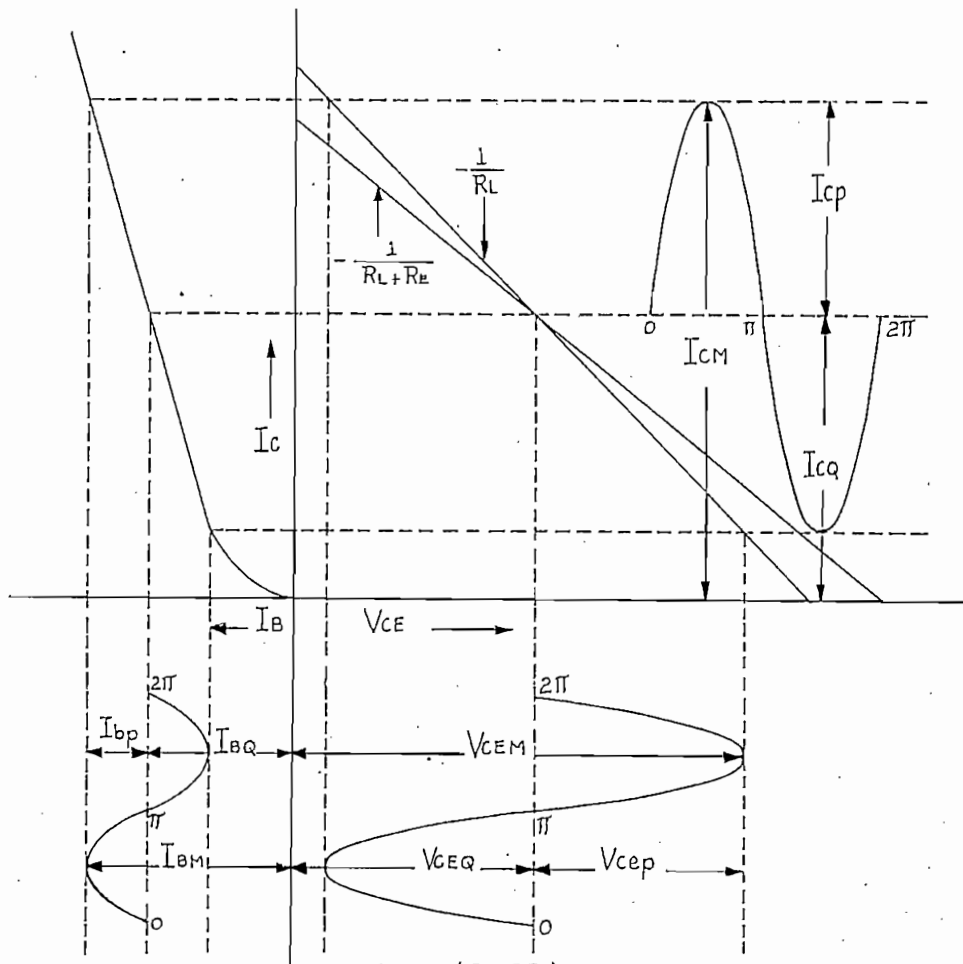
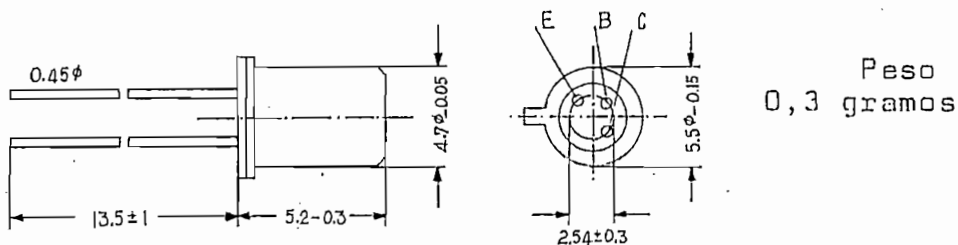


Fig. (3.29)
Características del amplificador clase A.

Como los requerimientos de la corriente, voltaje y la potencia nominales de los transistores del paso de entrada e intermedio son inferiores a los del paso de salida y, por cuanto las dimensiones del transistor BCY58 indicadas en el gráfico de la figura (3.30) constituyen magnitudes relativamente pequeñas y apropiadas para la miniaturización.

zación del RADIO MICROFONO; y, por cuanto el β oscila entre 80 a 1.000 dependiendo de las polarizaciones, resulta muy práctico utilizar para los pasos de entrada a intermedio, el mismo transistor BCY58.



Peso
0,3 gramos

Fig. (3.30)

Dimensiones en milímetros del transistor BCY58.

De la característica de salida del BCY58, indicada en la figura (3.31) para un valor de voltaje de polarización

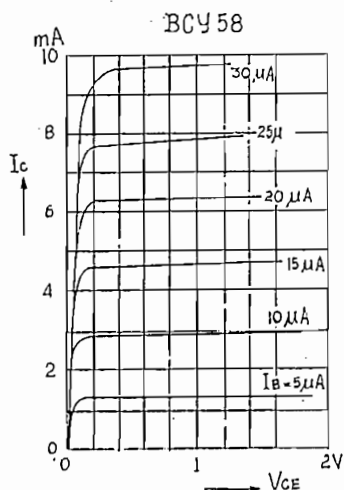


Fig. (3.31)

Característica de salida en la conexión de emisor común.

zación colector emisor V_{CEQ3} de 4.6 voltios y una corriente de polarización de colector de 1.27 miliamperios, se -

tiene un β_3 de 320. Luego, la corriente de polarización en la base del transistor T_3 , es:

$$I_{BQ3} = \frac{I_{CQ3}}{\beta_3} = 4 \text{ microamperios} \quad (3.101)$$

La determinación de la corriente de polarización en el colector de T_2 , depende tanto del β necesario para obtener la ganancia de voltaje requerido en la carga, y de la corriente de la base del transistor T_3 . Para poder determinar el β , consideraremos el gráfico de la figura (3.32), que constituye el circuito amplificador en diagrama de bloques. La respectiva ganancia de voltaje

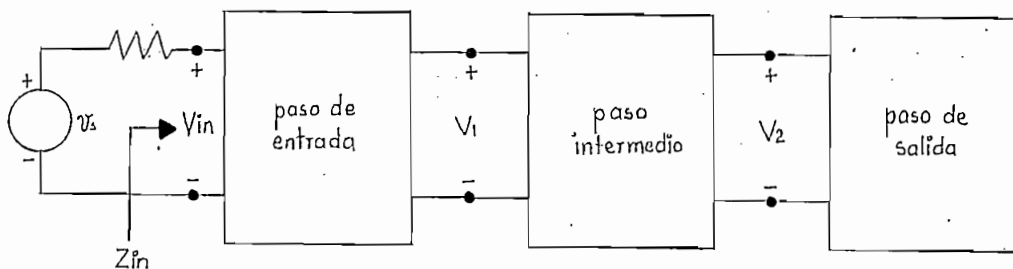


Fig. (3.32)
Amplificador en diagrama de bloques.

V_{out}/V_s debe ser de 4.000. Para que esto suceda, V_{out}/V_{in} debe ser mayor de 4.000; y, si hacemos que Z_{in} sea igual a R_s con el objeto de que exista máxima transferencia de potencia desde V_s al amplificador, la ganancia V_{out}/V_{in}

es igual a 8.000. Esto es:

$$\frac{V_1}{V_{in}} \times \frac{V_2}{V_1} \times \frac{V_{out}}{V_2} = 8000 \quad (3.102)$$

Como el paso de entrada está en la conexión de colector común, la ganancia de voltaje correspondiente a este paso es:

$$\frac{V_1}{V_{in}} \approx 1 \quad (3.103)$$

Luego el valor de la ganancia de 8.000 está dado exclusivamente por el paso intermedio y el paso de salida los mismos que al estar funcionando en la conexión de emisor común, la ganancia en cada paso es aproximadamente igual al valor del β de cada transistor. Esto lleva a que:

$$\frac{V_2}{V_1} \times \frac{V_{out}}{V_2} \approx \beta_2 \times \beta_3 = 8000 \quad (3.104)$$

Como el valor de β_3 se estableció ser de 320, el valor de β_2 es de 250.

Habíamos indicado que el valor de la corriente de polarización del colector del transistor T_2 , también depende de la corriente de la base del transistor T_3 . Pues, la corriente de polarización y de señal de la base de T_3

es suministrada por el circuito del colector del paso intermedio. Esto lleva a que la corriente de polarización del colector I_{CQ3} de T_2 sea mayor al doble de la corriente de polarización de la base del transistor T_3 , esto es:

$$I_{CQ2} > 2I_{BQ2} \quad (3.105)$$

El voltaje de polarización colector emisor de T_2 , V_{CEQ2} viene dado por la siguiente ecuación:

$$V_{CEQ2} = V_{BEQ3} - (V_{CC} - I_{CQ3} R_L - V_{CEQ3}) \quad (3.106a)$$

Donde el valor de V_{BEQ3} , es obtenido del gráfico de la figura (3.33), al localizar I_{CQ3} de 1.27 miliamperios, que da un valor de 0.63 voltios a 25 °C. Luego el voltaje V_{CEQ2} es:

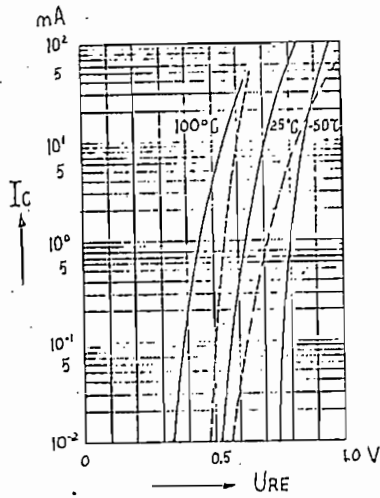
$$V_{CEQ2} = 2.3 \text{ voltios} \quad (3.106b)$$

Al ubicar este valor de V_{CEQ2} en el gráfico de la figura (3.32 a) y considerando la desigualdad $I_{CQ2} > 2I_{BQ2}$, se obtiene que el punto más apropiado es aquel que da los siguientes valores:

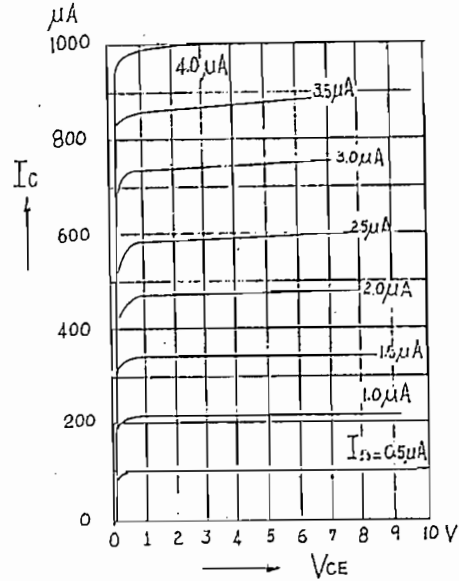
$$I_{CQ2} = \text{microamperios } 360$$

$$I_{BQ2} = 1.6 \text{ microamperios}$$

$$(3.107)$$



(a)



(b)

Fig. (3.33)
Característica de salida conexión de emisor común

El voltaje del emisor de T_1 , es igual a V_{BEQ2} que del gráfico de la figura (3.33 a) se obtiene ser de 0.6 voltios para una corriente de colector de 360 microamperios. Luego el voltaje de polarización colector emisor del transistor T_1 , es:

$$V_{CEQ1} = 8.4 \text{ voltios}$$

(3.108)

Si asumimos que la resistencia interna R_s del micrófono es de 1.2 megaohmios. La impedancia de entrada -

R_{in} del paso de amplificación conectado en colector común está dado por:

$$R_{in} \approx \beta_1 R_i, \text{ cuando } R_i \gg r_e \text{ (referencia 4)} \quad (3.109)$$

$$r_e = \frac{25.9 \times 10^{-3}}{I_{EQ_1}} \text{ ohms} \quad (3.110)$$

Donde:

r_e , es la resistencia a 25 °C del diodo base emisor -- del transistor T_1 .

Como deseo obtener máxima transferencia de potencia desde V_s , R_{in} debe ser igual a 1.2 megaohmios, y si asumo un β_1 , igual a 215, el valor de R_i , es:

$$R_i = 5.6 \text{ Kiloohms} \quad (3.111)$$

Luego:

$$I_{EQ_1} = \frac{V_{EQ_1}}{R_i} = 107 \text{ microamperios} \quad (3.112)$$

a esta corriente de emisor, r_e es igual a 243 ohms, que constituye ser mucho menor a 5.6 kilohms; y, por consiguiente se cumple la condición de la ecuación (3.109). La corriente de polarización de la base de T_1 es:

$$I_{BQ1} = 0.5 \text{ microamperios} \quad (3.113)$$

Y, el valor correspondiente de V_{BEQ1} es de 0.57 voltios a 25 °C.

El valor de R_3 , R_E y R_4 se determinan de las siguientes ecuaciones:

$$R_3 = \frac{-V_{EBQ1} + V_{BEQ2} - V_{BEQ3}}{I_{BQ1}} = 1.1 \text{ m}\Omega \quad (3.114)$$

Asumo un valor comercial de 1.0 megohms a 1/4 de watio.

$$R_E = \frac{V_{CC} - I_{CQ3} R_C - V_{CEQ3}}{I_{EQ3}} = 1.32 \text{ K}\Omega \quad (3.115)$$

Asumo un valor comercial de 1.5 kilohms a 1/4 de watio.

$$R_4 = \frac{V_{CC} - V_{CEQ2}}{I_{CQ2}} = 18.6 \text{ K}\Omega \quad (3.116)$$

Asumo un valor comercial de 18.0 kilohms a 1/4 de watio.

En este instante unicamente nos falta determinar el valor del condensador C_E , el mismo que especifica la frecuencia inferior de corte; y, está determinada por la siguiente ecuación (Referencia 6).

$$C_E \approx \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R_E} \quad , \text{ si } R_E \gg r_e \quad (3.117)$$

Donde:

f = frecuencia de corte inferior, que asumimos para el presente caso ser de 200 ciclos por segundo.

r_e = resistencia a 25 °C del diodo base emisor de y está dada por:

$$r_e = \frac{25.9 \times 10^{-3}}{I_{EQ_3}} \quad (3.118)$$

El valor de R_E es de 1.5 kilohms que es mucho mayor a 30 ohms.

Reemplazando los valores respectivos en la ecuación (3.117) se obtiene:

$$C_E = 33 \text{ microfaradios} \quad (3.119)$$

3.6.5 DETERMINACION MAS EXACTA DE LA GANANCIA DE VOLTAJE.

En la figura (3.34), se indica el amplificador - sin las impedancias y batería de polarización, por cuanto estos elementos no afectan la propiedad de transmisión de señales en el rango medio de frecuencias.

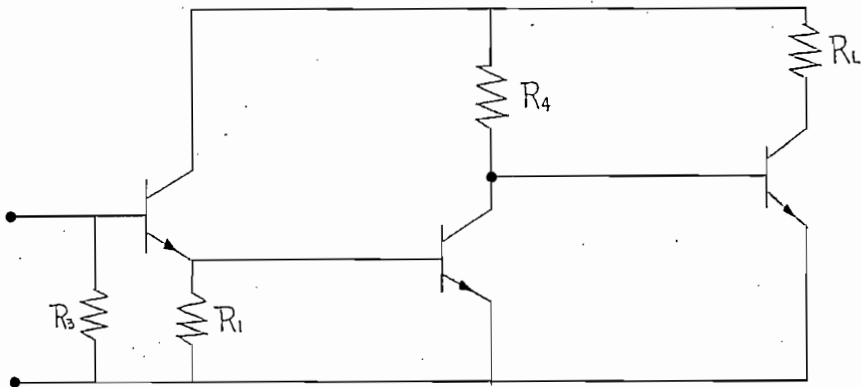


Fig. (3.34)
Circuito amplificador con los componentes que afectan en el rango medio.

Para calcular las propiedades del amplificador a señales pequeñas, usaremos el método de sustituir el transistor por su modelo π . Al efectuar esta sustitución - la red que se obtiene, es la que indica en la figura (3.35) Donde los valores de:

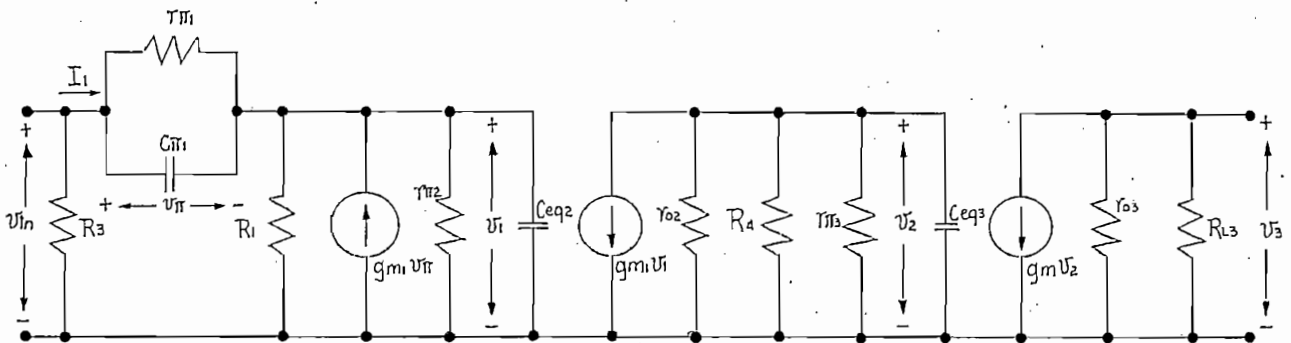


Fig. (3.35)
Circuito amplificador, cuyos transistores estan representados por el modelo híbrido π .

π_n, R_T, g_{m_n} y γ_{en} ; están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$R_T = R_1 \parallel \pi_2 \quad ; \quad \gamma_{\pi n} = \beta_n \gamma_{en}$$

$$g_{m_n} = \frac{\alpha_n}{\gamma_{en}} \quad ; \quad \gamma_{en} = \frac{KT}{qI_{EQn}} \quad (3.120)$$

cuyos valores para cada transistor son los siguientes:

Tabla 1

Transistor (n)	β	π_n [Ω]	γ_e [Ω]	g_m [ν]
1	215	52×10^3	242	4.15×10^{-3}
2	250	10×10^3	72	1.39×10^{-2}
3	320	9.6×10^3	30	3.33×10^{-2}

Al proceder al cálculo de la red; y considerando que las resistencias de las bases de cada transistor son despreciables, se encuentra que la ganancia de voltaje en el rango medio es de:

$$\frac{U_3}{U_2} = \frac{\beta_1 R_T}{\pi_1 + \beta_1 R_T} (-g_{m2}) \frac{R_4 \times \pi_3}{R_4 \times \pi_3} (-g_{m3} R_L) \quad (3.121)$$

Al reemplazar los resultados de la Tabla 1, en la ecuación anterior, se obtiene:

$$\frac{U_3}{U_2} = 6.200 \quad (3.122)$$

Luego la ganancia de voltaje de salida V_{ce3} al voltaje V_s es de:

$$\frac{V_{ce3}}{V_s} = \frac{V_3}{V_3} = 3.100 \quad (3.123)$$

Si bien este último valor no es la ganancia de 4.000 que habíamos establecido, da un valor muy apropiado para nuestro objetivo; esto es, de proveer 0.4 voltios pico a pico en los terminales del diodo varactor.

C A P I T U L O I V
C O N S T R U C C I O N

4.1 DETALLES DE CONSTRUCCION

4.1.1 INTRODUCCION

En este capítulo trataremos sobre los materiales, elementos, peso, tamaño y forma, necesarios para que el - RADIO MICROFONO pueda caber en el bolsillo de la chaqueta, con seguridad y comodidad.

4.1.2 CONSTRUCCION

Del circuito obtenido por el análisis, se procede a la adquisición de los materiales, elementos activos y pasivos, muchos de los cuales no se pueden adquirir en el - mercado interno, motivo por el cual hay que construirlos -

Es necesario, chequear los valores resistivos, capacitivos, inductivos y elementos activos para no desperdiciar tiempo, si es que uno o varios de ellos se encontraría alterado en su valor o está totalmente inutilizado; y, ya estuviera localizado en circuito final. Resulta también util comprobar los equipos de laboratorio y disponer de las herramientas apropiadas.

Luego se procede a la elaboración del circuito - impreso sobre una hoja de papel calco, tomando en cuenta

las dimensiones naturales de todos los elementos y de una localización apropiada de todos los circuitos, para cumplir con las dimensiones exigidas.

Posteriormente el reverso del impreso efectuado en el papel calco, al lado cobreado de una tarjeta de bakelita eliminando todo el cobre no deseado.

Para evitar los elementos parásitos que alterarían los valores de los elementos pasivos del circuito, en especial del circuito oscilador; y, del amplificador de radio frecuencia, es necesario que los terminales de los elementos no sean demasiado grandes; y, en el caso del oscilador, es conveniente aún blindar metálicamente el mismo.

Las soldaduras deben proveer excelente continuidad eléctrica, evitando daños al impreso y a los componentes.

Al finalizar la construcción de los circuitos de cada bloque, se debe proceder a efectuar las mediciones de los voltajes de polarización, de las ganancias, etc., para comprobar en forma inmediata los resultados obtenidos a través del cálculo.

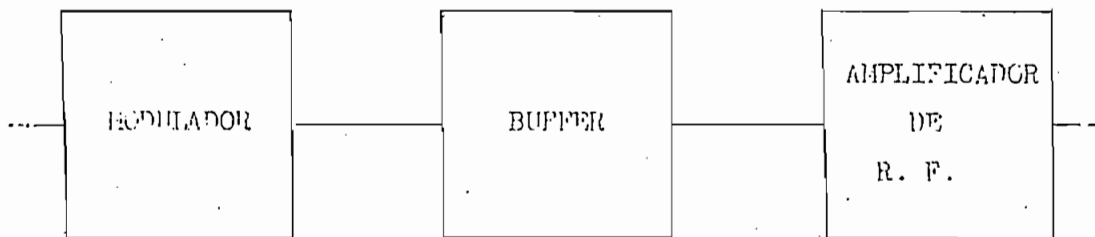
Es necesario colocar en paralelo condensadores variables adicionales del orden de uno cuantos picofaradios

tanto en el circuito resonante L - C del oscilador, como en la salida del amplificador de radio frecuencia, para de esta forma ajustar el radio micrófono a la frecuencia y potencia deseada.

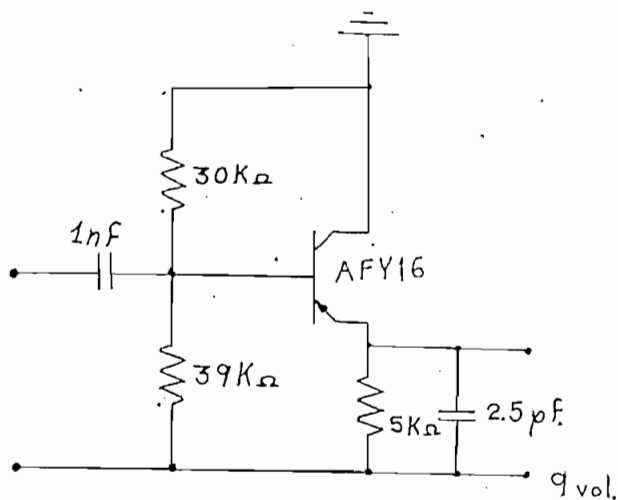
Como la frecuencia de 100 megaciclos el efecto -- Skin es pronunciado, es conveniente que las bobinas de sintonía sean de plata, pues así se obtienen mejores resultados de sintonía y se evitan pérdidas.

Con el objeto de que el radio micrófono resulte -- muy liviano y compacto, el chasis donde va ha estar fijado el circuito y la batería, se ha construido de aluminio, el mismo que su vez sirve de blindaje de protección contra señales expureas del medio que pueden perturbar los circuitos de radio frecuencia.

Al efectuar las pruebas de transmisión del radio -- micrófono, se detectó la presencia de un ruido molesto en el sintonizador, debido a una falta de estabilidad de la -- frecuencia, por este motivo se agregó un circuito Buffer, -- como el que se indica en la figura (4.1b), el mismo que -- tiene la finalidad de aislar el circuito oscilador modulador del amplificador de radio frecuencia. De esta forma -- se obtiene una mejor estabilidad y se evitan los ruidos mo



(a)



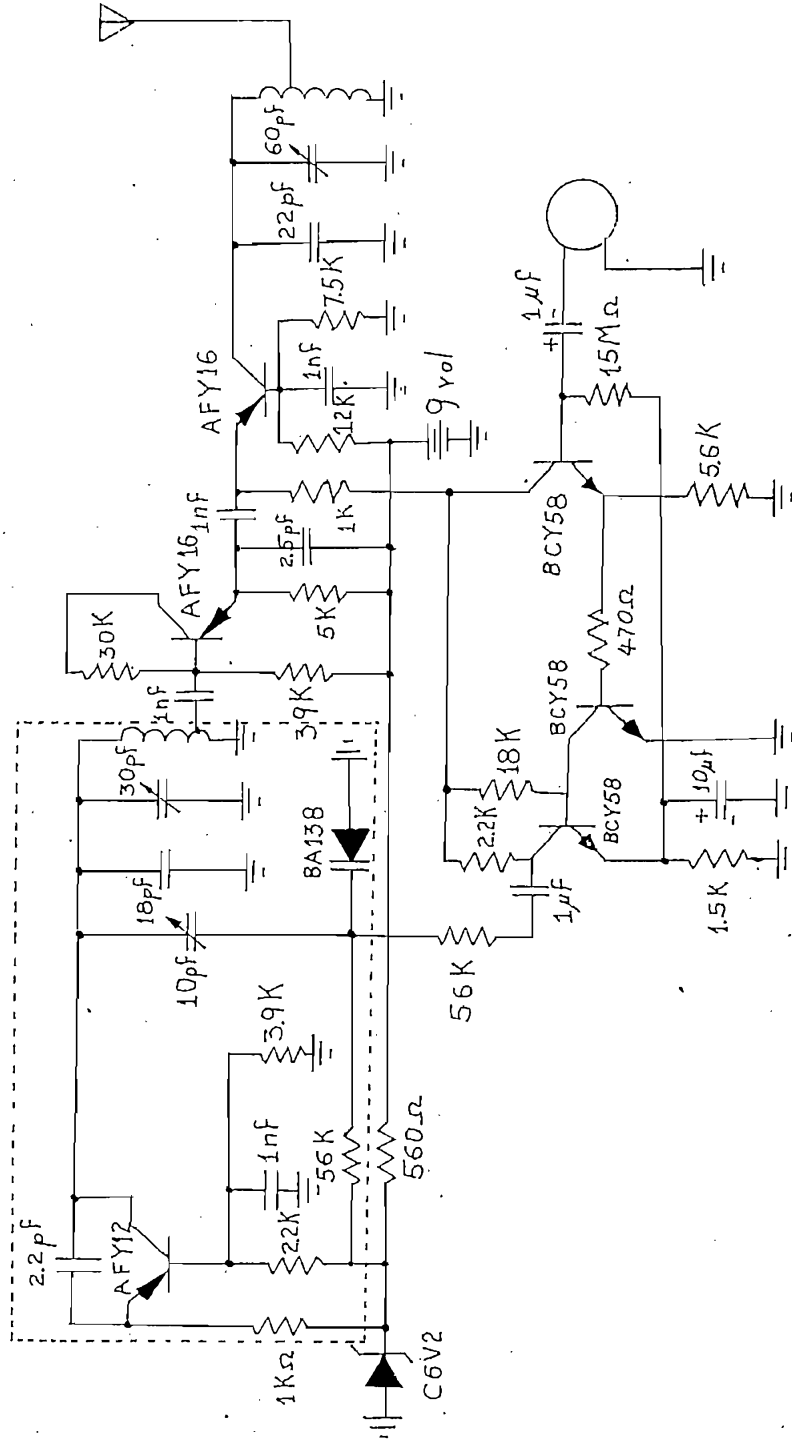
(b)

Fig. (4.1)
a) Localización del Buffer. b) Circuito del Buffer.

lestos en el sintonizador.

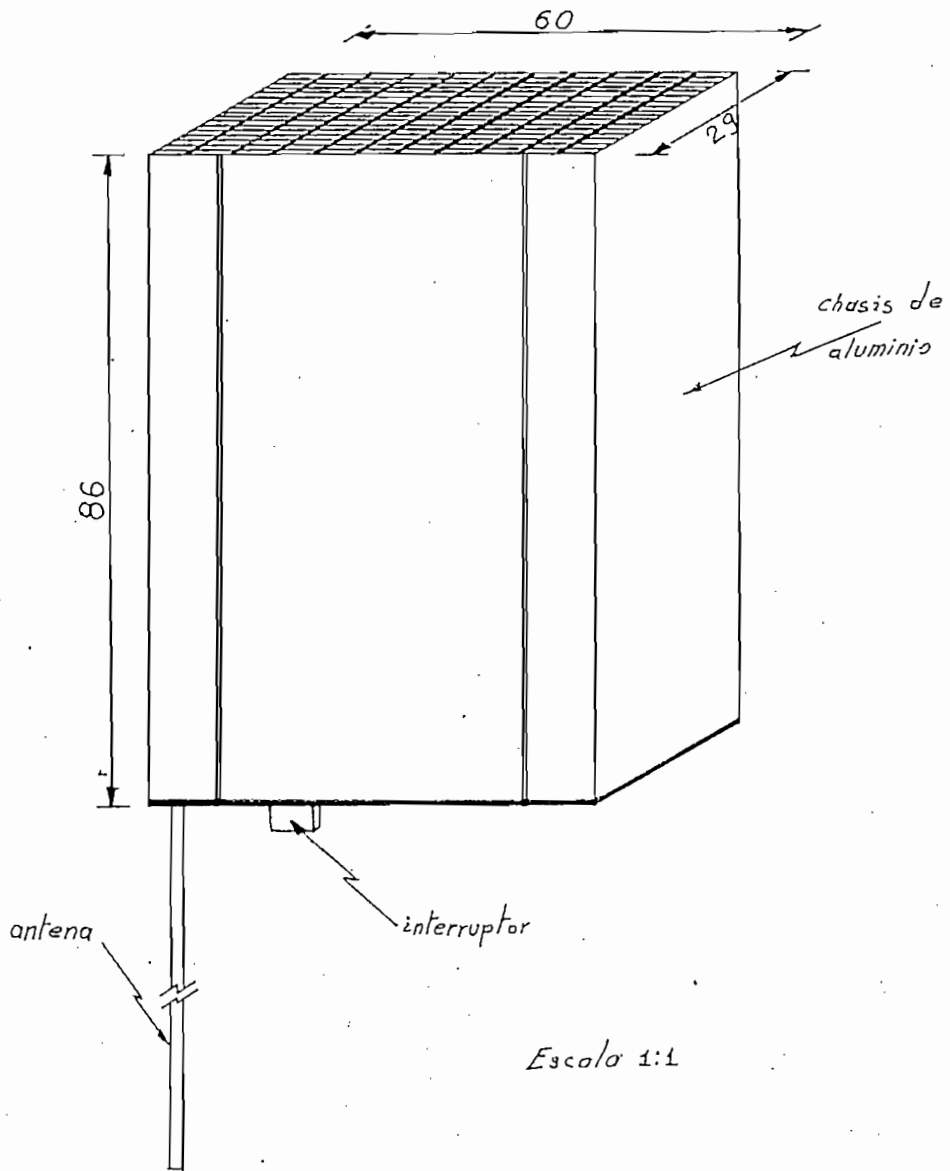
La batería usada en el radio micrófono es la Ray-
O Vac comercial o equivalente de 9 voltios, la misma que -
satisface una duración de funcionamiento de 5 horas.

Fig. (4.2)
Circuito final del RADIOMICROFONO.



Los valores de las resistencias son los indicados y de un cuarto de vatio.
Los valores de los condensadores son los indicados y de 6 voltios.

Fig. (4.2)
RADIO MICROFONO terminado.



C A P Í T U L O V

RESULTADOS

5.1 RESULTADOS DE MEDICIONES

5.1.1 INTRODUCCION

Habiendo realizado el estudio teórico del diseño y el ensamblaje del RADIO MICROFONO, es conveniente efectuar la verificación experimental de cada uno de los bloques y del sistema en general.

5.1.2 METODO DE MEDICION

Para efectuar las mediciones en el RADIO MICROFONO, utilicé los siguientes equipos:

1. Osciloscopio Tektronix 485
2. Oscilador Hewlett Packard 204C
3. Fuentes de Poder Hewlett Packard 6217A
4. Puente Universal Hewlett Packard 4260A
5. Voltímetro de válvula Hewlett Packard 410BR

Las características principales de cada uno de estos equipos son:

5.1.3 CARACTERISTICAS DEL EQUIPO DE LABORATORIO USADO

1. Osciloscopio Tektronix 485.

Es de dos canales con impedancia de entrada selec-

cionable de 50 ohms y 1 megohm, el ancho de banda va desde D.C., hasta los 350 megaciclos, con un factor de deflexión vertical de 5 milivoltios por división hasta 5 voltios de división. El rango del barrido va desde 1 nanosegundo por división, hasta 0.5 segundos por división.

Con este instrumento medimos en cada uno de los bloques de amplificación, oscilación, modulación, etc., las diferentes formas de onda, ganancias, distorsiones, polarizaciones que se producen. En sí, constituye el equipo básico de medición para el presente trabajo.

2. Oscilador Hewlett Packard 204C

Genera ondas sinusoides en el rango de 5 ciclos por segundo a 1,2 megaciclos por segundo. La impedancia de salida es de 600 ohms, el voltaje máximo de salida es 5 voltios r.m.s., y un ruido menor de 0.01% de la salida.

El uso del oscilador es proveer señales patrones de audio en la entrada del amplificador para poder determinar el ancho de banda de ganancia y distorsión en la salida del mismo.

3. Fuente de Poder Hewlett Packard 6217A

Provee una salida de voltaje que va desde 0-50vol

tios y una corriente de 0-200 miliamperios, la regulación con carga total o sin carga, es menor de 4 milivoltios.

Su utilización fue para proveer los voltajes de polarización de los circuitos.

4. Puente Universal Hewlett Packard 4260A.

El rango de Medición de capacitancia es desde 1-picofaradio hasta 1.000 uf; el de inductancia es desde 1-uh, hasta 1.000 henrios, el de resistencia desde 10 mili-ohms, hasta 10 megaohms.

Su uso principalmente fue para medir el valor de los condensadores y resistores usados en el circuito.

5. Voltímetro de válvula Hewlett Packard 410 BR.

La especificación fundamental es de poseer un rango de 1 a 300 voltios AC ó DC, y su uso fundamental fue para medir polarizaciones.

5.1.4 MEDICIONES.

Las mediciones en los diferentes bloques fueron llevadas a cabo cuando todo el circuito del RADIO MICROFO

NO, se encontraba instalado en el chasis de aluminio.

Los resultados obtenidos y comparados con los calculados del bloque de amplificación, son los que se indican en la tabla (5.1)

TABLA 5-1

- a) Voltajes de polarización de los transistores
Voltaje de la batería 9 vol.

TRANSISTOR	1	2	3	4	5
VB (vol)	1.2	0.62	2.4	3.8	7.5
VE (vol)	0.62	0	1.8	4.0	7.8
VC (vol)	9.0	2.4	5.1	0	0

- b) Voltajes de polarización de los diodos
Del diodo varactor BA138, 5,64 vol.
Del diodo estabilizador es 6,0 vol.

- c) Resultados del amplificador de audio, a una entrada sinusoidal de amplitud constante de un milivoltio y de frecuencia variable.

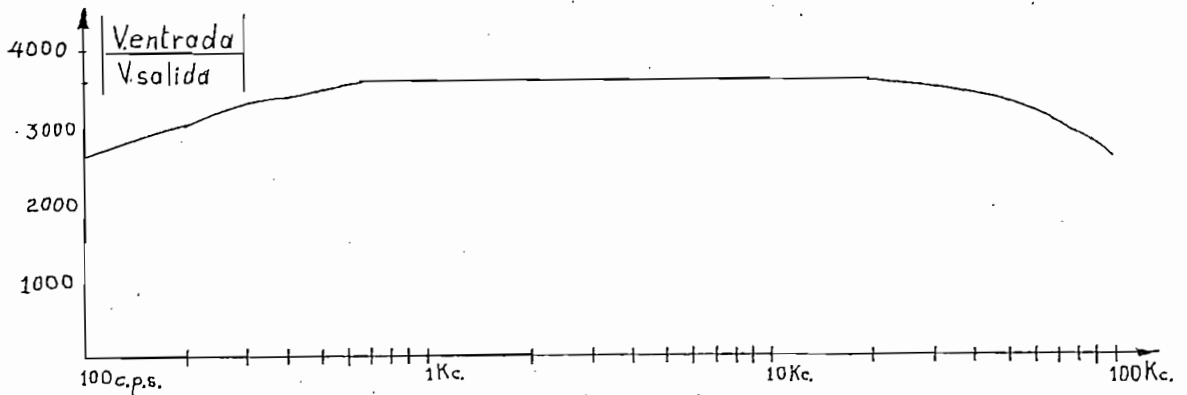


Fig (5.1)
Características de los resultados de
ganancia del amplificador de audio.

- d) La frecuencia de oscilación medida en la bobina del -
bloque oscilador es:

F. oscilación = 100 megaciclos .

- e) La prueba para determinar el alcance del RADIO MICRO-
FONO, se llevó a cabo en la calle Portoviejo del Hos-
pital Carlos Andrade Marín; una persona hablaba en el
equipo y otra recibía la señal en un receptor portá -
til comercial de F.M., la recepción era inteligible -
hasta unos 200 metros..

5.2 COMENTARIOS

Luego de haber llevado a cabo el estudio teórico -
y la experimentación correspondiente del trabajo, convie-
ne establecer una comparación entre los resultados de me

dición y los teóricos.

Así, los valores de polarización calculados y los obtenidos concuerdan perfectamente, según se desprende de la comparación entre los resultados indicados en la Tabla (5-1) y figura (5.1)

La frecuencia de oscilación se puede ajustar perfectamente a los 100 megaciclos, mediante la colocación de un condensador variable en el circuito L-C del oscilador, cuyo rango de variación sea alrededor del calculado. Además, para mantener el equipo libre de efectos capacitivos externos, éste se encuentra blindado por un chasis metálico que en el diseño teórico no estaba previsto.

Diferencias en los resultados, éstos son; frecuencia de transmisión, calidad de recepción y alcance no existe entre el calculado y el experimentado; pero, diferencias en los valores de los elementos condensadores y bobinas si existen, para compensar, fundamentalmente lo siguiente:

1. Efectos capacitivos e inductivos de las soldaduras e instalaciones de los elementos.
2. El efecto pelicular esto es que, para frecuencia

cias altas, las corrientes tienden a fluir en la parte exterior de un conductor disminuyendo por consiguiente el área de conducción y aumentando la impedancia.

Pero en general, todos los valores obtenidos en la experimentación, se verán afectados en mayor o menor proporción por muchos factores como son: los errores de medición, los errores de lectura, los errores de apreciación en los gráficos y la exactitud con que trabajen los equipos.

Sin embargo de las diferencias anotadas, se puede observar que existe una buena concordancia entre la teoría y la práctica, rectificado así el hecho de que toda investigación científica debe considerar por igual ambos factores. El modelo matemático que es una abstracción de cualquier fenómeno físico, esto es, involucra idealizaciones y simplificaciones. Los resultados obtenidos deben ser corregidos por medio de los que se obtienen con la experiencia.

A P E N D I C E 1

APENDICE 1

1.1 SELECCION DE LAS IMPEDANCIAS TERMINALES PARA OPTIMIZAR LA GANANCIA DE POTENCIA EN UNA RED DE DOS PORTICOS.

Consideremos el bloque del amplificador de radio frecuencia, como una red de dos pÓrticos tal como se indica en la figura (1.1), cuyos pÁrmetros asumimos estar determinados; de esta forma, el problema radica en seleccionar el manantial y las terminaciones las cuales den un funcionamiento de mÁxima ganancia de potencia G , esto es:

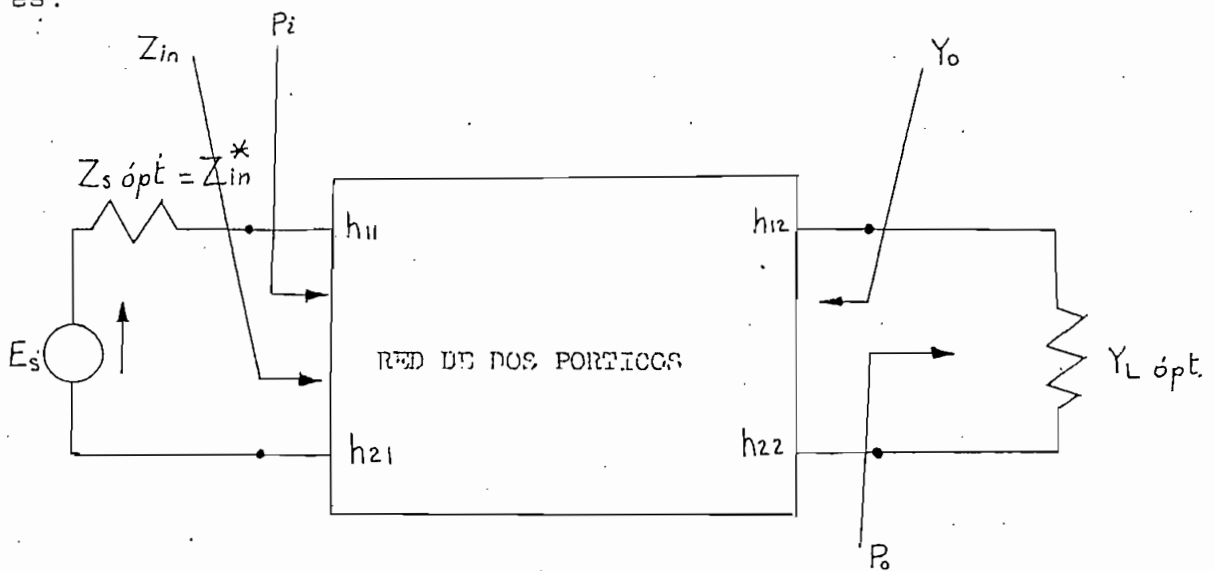


Fig. (1.1)
Red de dos pÓrticos con carga y exitación.

$$G = \frac{P_o}{P_i} \text{ debe ser máxima.} \quad (1.1)$$

donde

P_o = Potencia de salida a la carga Y_L ópt.

P_i = Potencia de entrada a la red de dos pórticos.

Para que la relación P_o/P_i sea máxima, deben cumplirse las siguientes relaciones:

$$Y_o^* = Y_L \text{ ópt.} \quad Z_{in}^* = Z_s \text{ ópt.} \quad (1.2)$$

donde

Y_o^* = Conjugado de la admitancia de salida.

Z_{in}^* = Conjugado de la impedancia de entrada.

$Y_L \text{ ópt}$ = Admitancia óptima de carga.

$Z_s \text{ ópt}$ = Impedancia óptima del manantial.

La red de dos pórticos y las terminaciones, pueden ser consideradas, como el circuito del gráfico (1.2) donde un manantial de corriente es conectado en el pórtico de entrada y un manantial de voltaje en el pórtico de salida, los mismos que son adaptados a los parámetros h . Este par de manantiales pueden simular, cualquier conjunto de terminaciones del amplificador. Esto se puede observar mediante el siguiente razonamiento; si a la entrada

del amplificador se conecta un manantial con impedancia interna Z_s y una carga con una admitancia Y_L , cierta corriente de entrada y cierto voltage de salida ocurrirá.

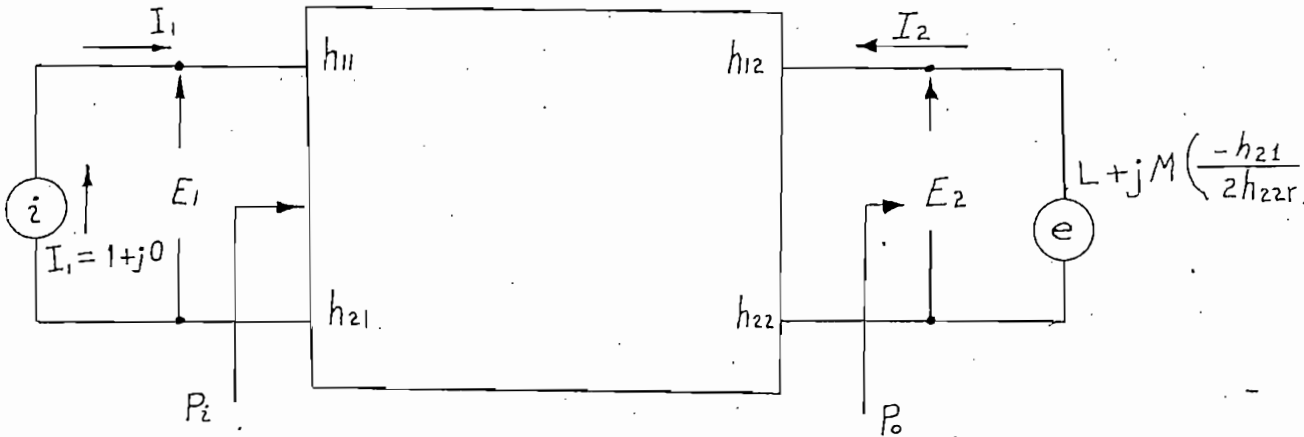


Fig. (4.2)

Red de dos pórticos y los manantiales usados como terminaciones, en el estudio del flujo de potencia.

Dado que el sistema es lineal, se puede considerar que, el manantial de corriente sea demagnitud igual a un amperio y de fase igual acero radianes; esto no cambiará la ganancia de potencia o las impedancias de entrada y de salida. Por lo tanto el funcionamiento del amplificador es exactamente el mismo, si el manantial de excitación es reemplazado por un manantial de corriente y la carga por un manantial de voltaje.

Luego, el problema radica en determinar los

valores de las constantes L y M , las cuales den la mayor ganancia de potencia a la frecuencia de 100 megaciclos.

1.2 DETERMINACION DE LA GANANCIA DE POTENCIA Y DE LAS IMPEDANCIAS TERMINALES MEDIANTE EL USO DE CARTAS.

Con el propósito de obtener, un medio de evaluar rápidamente, la ganancia de potencia y las impedancias terminales óptimas de la red de dos pórticos, mostrada en la figura anterior, se desarrollará un conjunto de cartas.

Procediendo al análisis, se tiene que la potencia de salida P_o ; esta dada por:

$$P_o = \operatorname{Re}(-E_2^* I_2) \quad (1.3)$$

Haciendo las sustituciones correctas se llega a

$$P_o = L \frac{|h_{21}|^2}{2h_{22r}} - \frac{(L^2 + M^2)|h_{21}|^2}{4h_{22r}} \quad (1.4)$$

Se puede demostrar fácilmente que el valor máximo de la ecuación (1.4), valor que denominaremos potencia de salida óptima P_{o0} , sucede en $L = 1$ y $M = 0$, y su valor es de:

$$P_{o0} = \frac{|h_{21}|^2}{4h_{22r}} \quad (1.5)$$

Normalizando la ecuación (1.3), mediante el uso de la ecuación (1.5); se tiene:

$$\frac{P_o}{P_{o0}} = 1 - (L - 1)^2 - M^2 \quad (1.6)$$

La cual al ser grafizada en el plano L - M, corresponde a

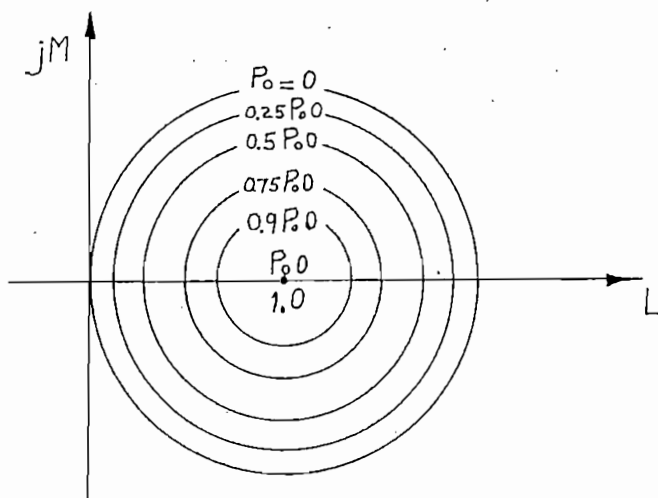


Fig. (1.3)

Lugar geométrico de la potencia de salida constante en el plano L - M.

una familia de círculos concéntricos, centrados en $L = 1$ y $M = 0$. Cada círculo corresponde a una potencia de salida constante. Estas relaciones están ilustradas en la figura (1.3):

En una forma similar, se puede determinar la potencia de entrada a la red de dos pórticos como una

función de L y M; así:

$$P_i = h_{11r} - L \operatorname{Re} \frac{h_{12} h_{21}}{2h_{22r}} + M \operatorname{Im} \frac{h_{12} h_{21}}{2h_{22r}} \quad (1.7)$$

Cuya representación gráfica en el plano L y M corresponde a un plano inclinado, cuya gradiente es:

$$\text{Gradiente} = \left| \frac{h_{12} h_{21}}{2h_{22r}} \right| e^{j\theta} \quad (1.8)$$

con

$$\theta = \arg(-h_{12} h_{21})^* \quad (1.9)$$

El valor de P_i en el punto $L = 1$ y $M = 1$, denominaremos P_{i0} y, su valor es de

$$P_{i0} = \frac{2h_{11r}h_{22r} - \operatorname{Re}(h_{12}h_{21})}{2h_{22r}} \quad (1.10)$$

La fracción entre la diferencia del valor de P_i en el punto $(1,0)$, y el valor mas bajo de P_i localizado en la proyección del círculo unitario centrado en $(1,0)$ sobre el plano inclinado, al valor de P_i en el punto $(1,0)$, es definido por C, cuyo valor es : (Referencia 9)

$$C = \frac{|h_{12} h_{21}|}{2h_{11r}h_{22r} - \text{Re}(h_{12} h_{21})} \quad (1.11)$$
$$= \frac{2P_{o0}}{P_{i0}} \left| \frac{h_{12}}{h_{21}} \right|$$

La ecuación (1.7), mediante las ecuaciones (1.8) y (1.10), pueden ser escritas como:

$$P_i = P_{i0} (1 - CX) \quad (1.12)$$

Donde X , es la componente de $L - 1 + jM$ a lo largo del - gradiente de la potencia de entrada. El valor de X en el punto de máxima ganancia de potencia tiene un valor de: (Referencia 9)

$$X = \frac{CK_G}{2} \quad (1.13)$$

Donde.

$$K_G = \frac{2(1 - \sqrt{1 - C^2})}{C^2} \quad (1.14)$$

Para un gradiente particular, con una fase de 30° , el contorno de la potencia de entrada constante, está indicada en la figura (1.4)

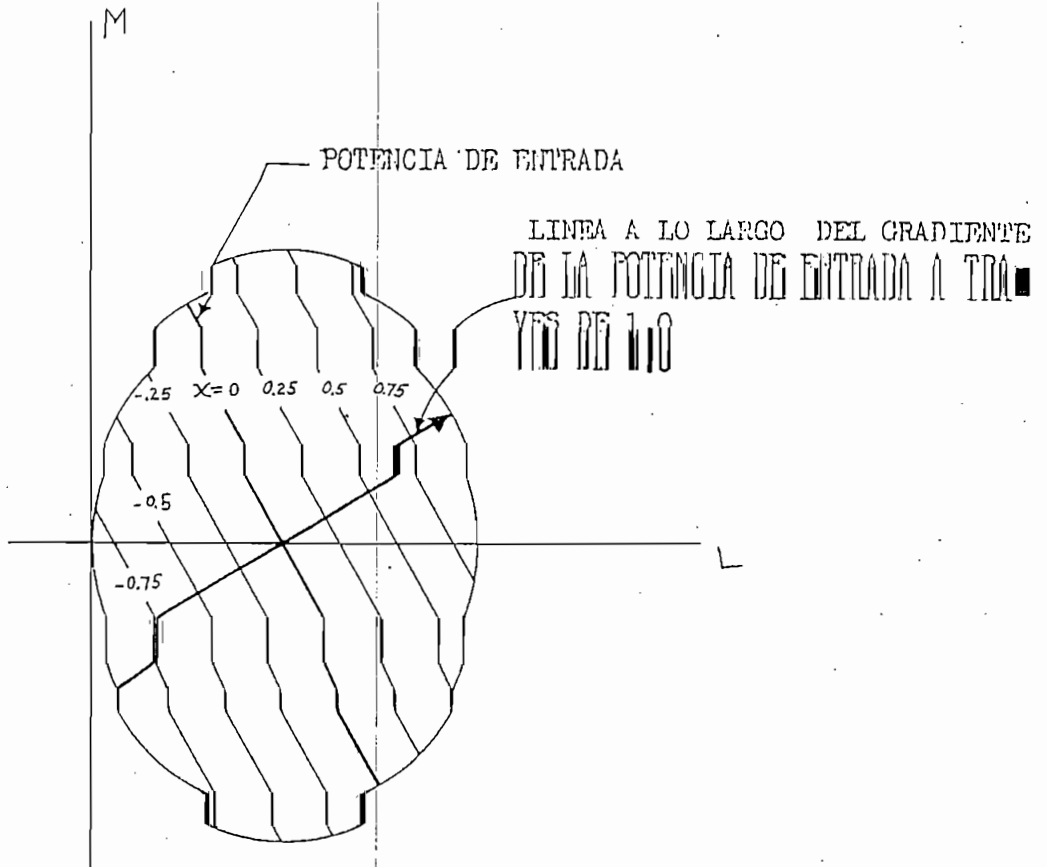


Fig. (1.4)

Contorno de potencia de entrada constante para $\theta = 30^\circ$

Con respecto a la admitancia de carga, esta se relaciona en el plano L - M, de la siguiente manera: (Referencia 9)

$$Y_L + h_{22} = \frac{2h_{22r}}{1 + jM} = G_2 + jB_2 \quad (1.15)$$

En el plano L - M, se puede dibujar el lugar geométrico de las partes real e imaginaria de $G_2 + jB_2$. Las cuales son círculos mutuamente ortogonales; estos círculos están mostrados en la figura (1.5)

La relación entre la impedancia de entrada

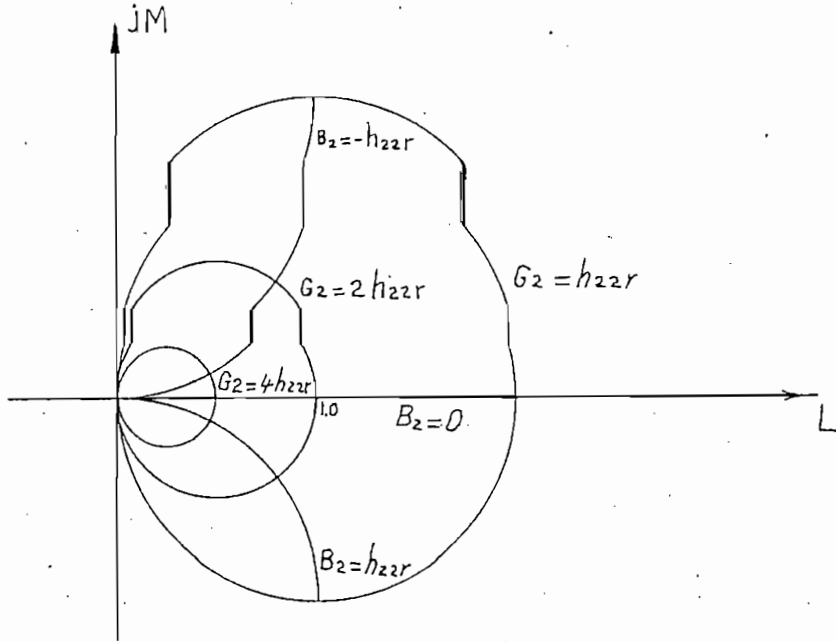


Fig. (1.5)

Lugar geométrico de G_2 y B_2 constantes en el plano

$L - jM$

de la red de dos pórticos y el plano $L - M$ viene dada por la siguiente ecuación:

$$Z_{in} - h_{11} = R_1 + j X_1 = (L + j M) \frac{-h_{12} h_{21}}{2h_{22r}} \quad (1.16)$$

la misma que al ser normalizada por la magnitud de $\frac{h_{12} h_{21}}{2h_{22r}}$, se obtiene:

$$\frac{R_1}{|G_r|} = L e^{-j\theta} \quad ; \quad \text{y} \quad \frac{X_1}{|G_r|} = M e^{j\theta} \quad (1.17)$$

Los gráficos correspondientes están ilustrados en la figura (1.6), para el caso particular de $\theta = 30^\circ$; caso en -

el cual el ángulo del eje L está ubicado 30° menos con respecto al eje $R_1/|G_r|$

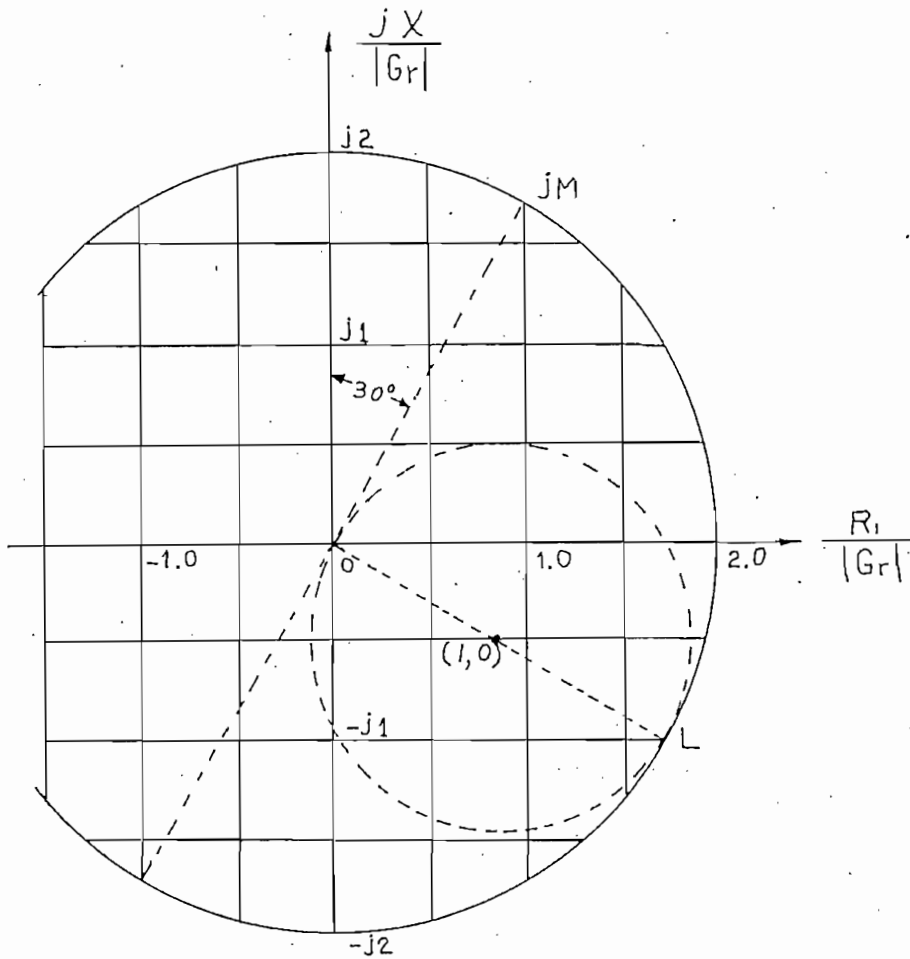


Fig. (1.6)
Ejes R , jX, en el plano L - M, para $\theta = 30^\circ$

En la figura (1.7), constan los ejes del plano L - M, los círculos concéntricos de potencia de salida constante y el lugar geométrico de G_2 y B_2 . Este gráfico constituye la carta básica y se le conoce con el

nombre de CARTA DE GANANCIA Y DE IMPEDANCIA.

La carta básica de potencia de entrada y de la impedancia de entrada; son convenientes trazarlas en papel transparente, para poder ser usadas con facilidad -

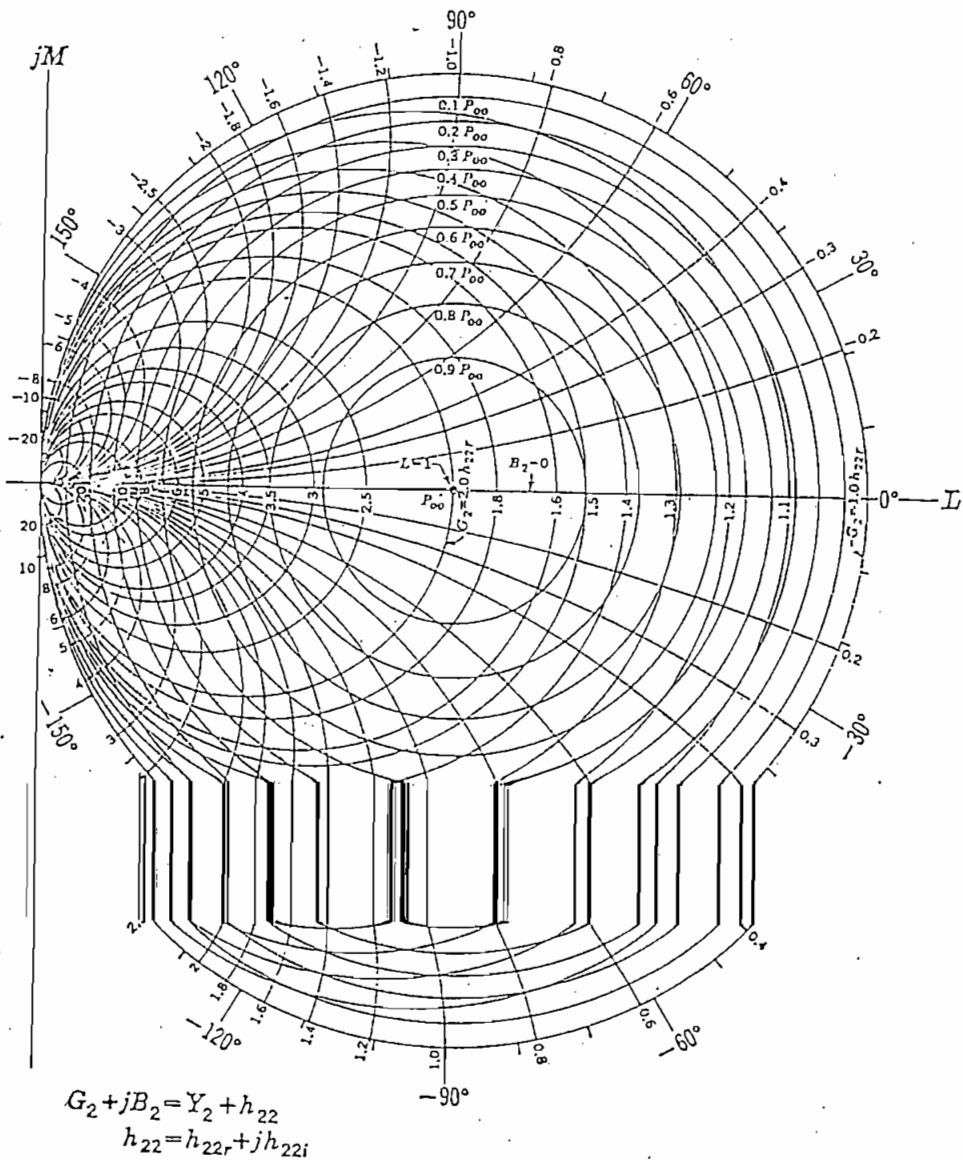


Fig. (1.7)
Carta de ganancia y de impedancia .

en la determinación de las terminaciones óptimas del amplificador.

1.3 EJEMPLO ILUSTRATIVO DE LA UTILIZACIÓN DE LAS CARTAS.

Las mediciones en un amplificador dan los siguientes valores:

$$h_{11} = 49 + j10 \text{ ohms.}$$

$$h_{12} = (1.2 + j13) 10^{-3}. \quad (1.18)$$

$$h_{21} = -0.92 + j0.055.$$

$$h_{22} = (6.8 + j25) 10^{-6} \text{ mhos.}$$

De las fórmulas encontradas anteriormente se encuentran los valores de:

$$\frac{P_{o0}}{R_o} = 231$$

$$C = 0.894$$

$$\theta = -44.8$$

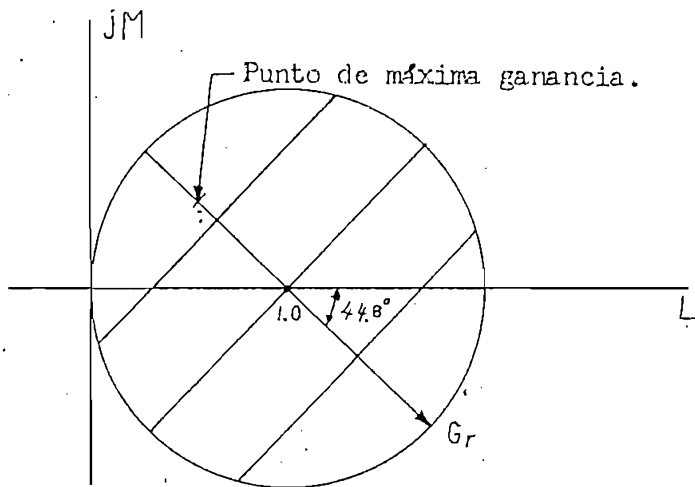
(1.19)

$$\frac{|h_{12} h_{21}|}{2h_{22r}} = 120 \text{ ohms}$$

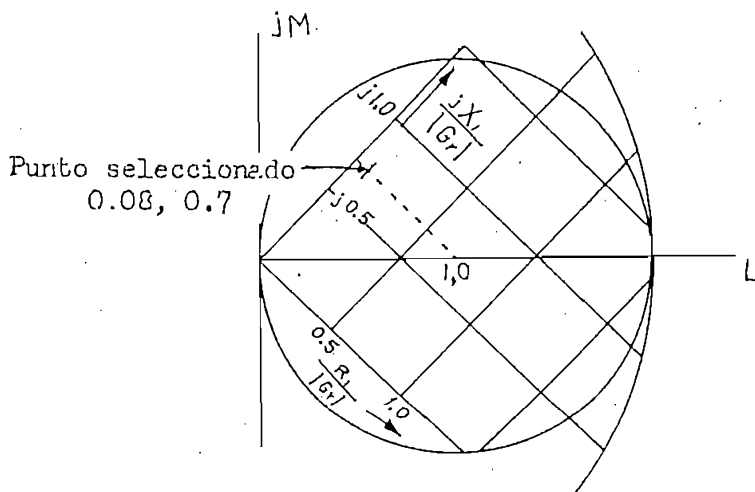
$$K_G = 1.38$$

$$X = 0.62$$

Colocando la carta de potencia de entrada en el plano L - M con la línea Gr orientada a -44.8° , ver figura (1.8a)



(a)



(b)

Fig (1.8)

Uso de las cartas en un ejemplo
 a) Del plano L-M y de la carta de potencia de entrada en el caso del ejemplo. b) Evaluación de la impedancia de entrada.

El punto de máxima potencia esta en:

$$P_o = 0.63 P_{o0} \quad (1.20)$$

De la ecuación (1.12) se obtiene:

$$P_i = 0.447 P_{i0} \quad (1.21)$$

Luego

$$\frac{P_o}{P_i} = 1.4 \frac{P_{o0}}{P_{i0}} = 320 \quad (1.22)$$

Al efectuar la lectura de las coordenadas G_2 y B_2 se obtiene

$$G_2 = 2.25 h_{22r} \quad B_2 = -1.6 h_{22r} \quad (1.23)$$

De esta forma la admitancia de carga es

$$Y_L = (8.5 - j 35.8) 10^{-6} \text{ mho} \quad (1.24)$$

Aplicando la carta de la impedancia de entrada (figura 1.8b) las lecturas en la indicada carta dan:

$$\frac{R_1}{|G_r|} = 0.08 \quad \frac{X_1}{|G_r|} = 0.7 \quad (1.25)$$

Así la impedancia de entrada y del manantial óptimo son:

$$Z_{in} = (58.6 + j 85) \text{ ohms} \quad (1.26)$$

$$Z_s = Z_{in}^* = (58.6 - j85) \text{ ohms.}$$

(1.27)

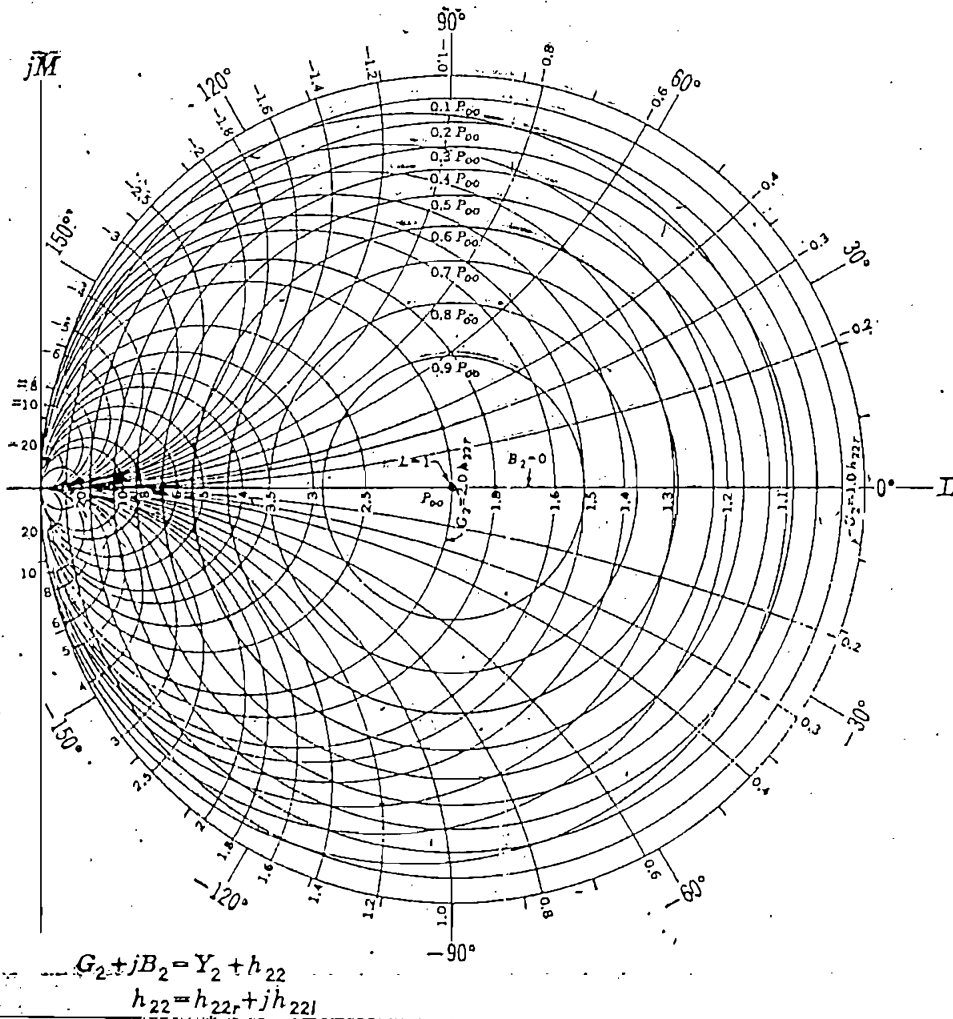
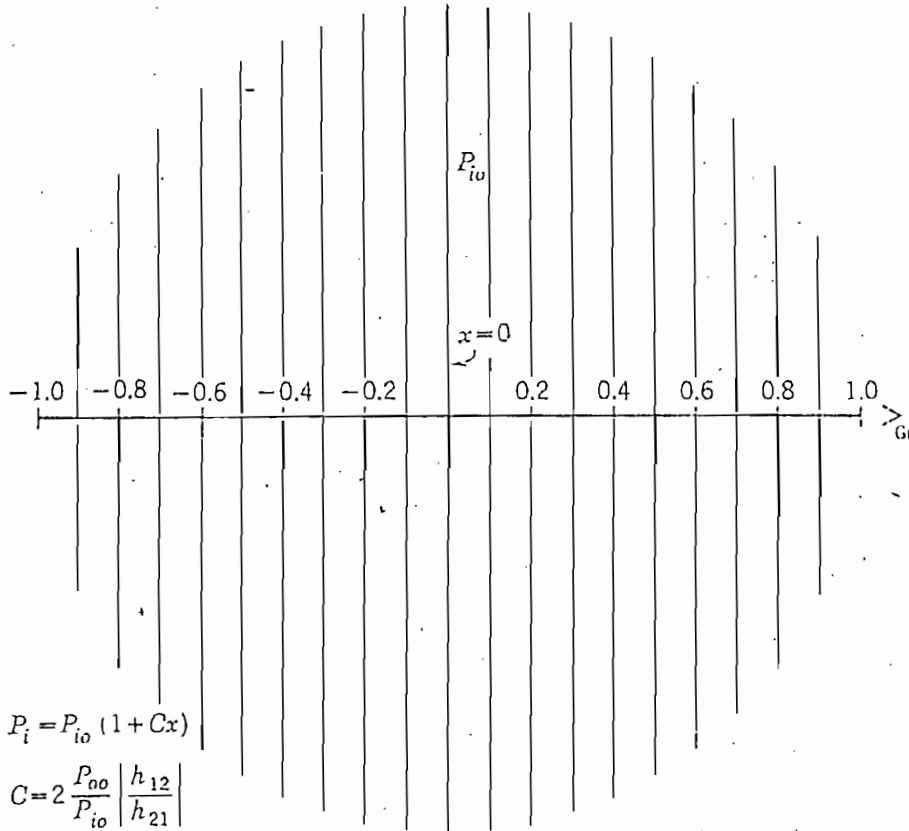


Fig.(1.9)
 Carta de ganancia y de impedancia.



$$P_i = P_{io} (1 + Cx)$$

$$C = 2 \frac{P_{oo}}{P_{io}} \left| \frac{h_{12}}{h_{21}} \right|$$

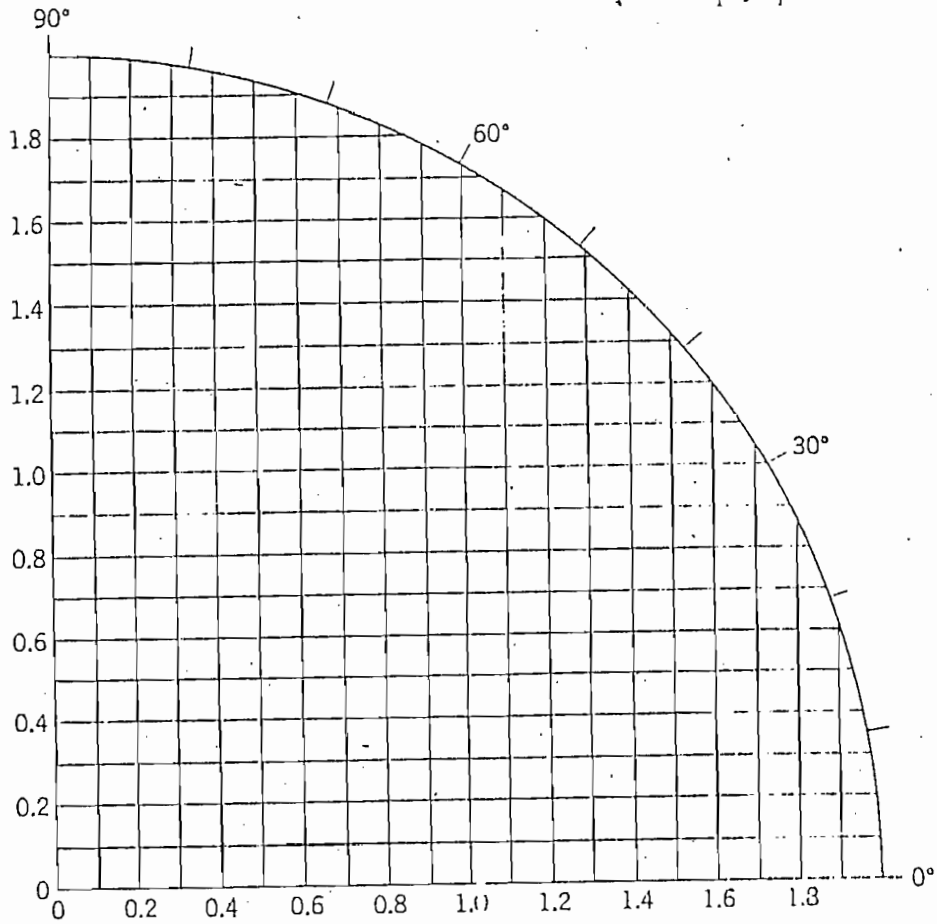
$$\frac{P_{oo}}{P_{io}} = \frac{|h_{21}|^2}{4h_{11r}h_{22r} - 2 \operatorname{Re} h_{12}h_{21}}$$

Angle of Gr in $L-M$ plane
is $\operatorname{Arg} (-h_{12}h_{21})^*$

Fig. (1.10)
Carta de Potencia de entrada.

$$\frac{X_1}{\left| \frac{h_{12}h_{21}}{2h_{22r}} \right|}$$

$$Z_{in} - h_{11} = -\frac{h_{12}h_{21}}{2h_{22r}} (L + jM)$$
$$= R_1 + jX_1$$



$$\frac{R_1}{\left| \frac{h_{12}h_{21}}{2h_{22r}} \right|}$$

Fig.(1.11)
Carta de impedancia de entrada.

BIBLIOGRAFIA.

- 1) Edward C. Jordan/Keith G. Balmain, ELECTROMAGNETIC WAVES AND RADIATING SYSTEMS. Printice Hall, Inc. Englwood -- Cliffs, N.J. 1.968.
- 2) B.P.Lathi, SIGNALS, SYSTEMS AND COMUNICATION John Wiley & Sons, Inc. New York. 1.967.
- 3) Harold S. Blak, MODULATION THEORY Vand Nostrand Reinhol, New York. 1.953.
- 4) Datenbuch 1.971/1.972, EINZELHALBLEITER INDUSTRIE-TIPEN, Siemens Bestell-Nr B11/1049, West Germany.
- 5) Ernest A. Guillemin, INTRODUCCION A LA TEORIA DE LOS CIRCUITOS Editorial Reverté S.A. Barcelona MCMLIX.
- 6) James F. Gibbons, SEMICONDUCTOR ELECTRONICS Mcgraw-Hill, Kogakusha 1.966.
- 7) The Engineering Staff of Texas Instruments Incorporated DISEÑOS DE CIRCUITOS PARA AUDIO AM/FM y TV. C.E.C.S.A. México 1.969.
- 8) C.L. Alley and K.W. Atwood ELECTRONICS ENGINEERING, second Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1.966.

9) James F. Gibbons, SEMICONDUCTOR ELECTRONICS, Macgraw
Hill Book Company, New Ydrk, 1966.