



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN

AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO PARA EL
RECEPTOR GPS (GLOBAL POSITION SYSTEM)

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A :
ANGEL HILARIO GARCIA BACHO

ASESOR: DR. OLEKSANDR MARTYNYUK.

CUAUTITLAN IZCALLI, EDO. DE MEXICO

1996

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

U. N. A. M.
FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JAIME KELLER TORRES
DIRECTOR DE LA FEB-CUAUTITLAN
P R E S E N T E .

AT'N: Ing. Rafael Rodriguez Ceballos
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la F.E.B. - C.

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS TITULADA:
"Amplificador de Bajo Ruido para el Receptor GRS(Global Position System)".

que presenta al pasante: Angel Hilario Garcia Bacho
con número de cuenta: 8813177-3 para obtener el TITULO de:
Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicha tesis reúne los requisitos necesarios para ser discutida en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E .
"POR MI RAZA HABLARA EL EBPIRITU"
Cuautitlán Izcalli, Edo. de Méx., a 2 de Mayo de 1996

PRESIDENTE	<u>Ing. Antonio Herrera Mejía</u>	
VOCAL	<u>Ing. J. Ubaldo Ramírez Urizar</u>	
SECRETARIO	<u>Dr. Oleksandr Martynyuk</u>	
PRIMER SUPLENTE	<u>Ing. Margarita López López</u>	
SEGUNDO SUPLENTE	<u>Ing. Juan González Vega</u>	

Agradesco al creador

Por haberme dado a unos padres tan buenos, Angel (\$) y María, sin los cuales no sería lo que soy y lo que llegaré a ser. Sus sabias enseñanzas lograron guiarme por el camino correcto; lo único que lamento es de no disfrutar de la presencia de mi padre, que desgraciadamente falleció, pero a cambio de ello, Dios me dio una excelente madre, que gracias a su carácter, supo también ser padre cuando las circunstancias lo requerían, además de mantener a nuestra familia unida y poder impulsarnos a seguir superándonos.

Gracias a mis hermanos : Ma. Elba, Moisés y Gustavo, a mi cuñado, a mis sobrinos : Cristian y Angelito y a mis abuelos, por haberme dado su apoyo, para seguir con mi preparación profesional.

Gracias a mi novia Antonia, por darme tanto amor, cariño y comprensión, quien ha llegado a ser parte importante en mi vida.

Gracias a todos mis familiares que de una manera u otra, me motivaron y apoyaron, en los objetivos que me había planteado en el inicio de esta meta anhelada, que gracias a Dios se ha cumplido.

Por todos mis amigos, que soportaron en un principio mi manera de ser y que coadyuvaron a cambiar mi forma de comportarme en ciertos aspectos, y además me dieron su apoyo en todos los sentidos, cuando yo los requería. No quisiera decir a que amigos me refiero, ya que tal vez se escapen algunos de mi memoria, y esto sería desagradable para ellos; además sería una lista muy grande, que ocuparía otro trabajo como el aquí presente.

Por todos los profesores de la Facultad de Estudios Superiores cuautitlán de la U.N.A.M., de la carrera de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, por haberme dado las bases para llegar a formar en mí, un buen Ingeniero.

Por haber conocido al Dr. Oleksandr Glidushevski Martynyuk, que me tubo mucha paciencia, y que me dio la oportunidad de compartir sus conocimientos, ya que sin estos no hubiese sido posible la realización de este trabajo de tesis. Así mismo, agradezco a los miembros del Laboratorio de Microondas del Centro de Instrumentos de la U.N.A.M.

GRACIAS SEÑOR.

DEDICADA...

A la memoria de mi señor padre.

A mi señora madre, a mis hermanos, cuñado, sobrinos y abuelos.

A mis familiares, por su apoyo tanto moral como económico

A mis amigos, que me dieron su amistad sincera y desinteresada.

A las personas mayores, por sus buenos consejos.

I N D I C E

	<i>Pág.</i>
I.- INTRODUCCION.....	1
II.- TEORIA DE RECEPTORES PARA SEÑALES A BAJA POTENCIA.....	5
II.1.- <i>Calculación de la Relación Señal a Ruido en la Entrada del Receptor.....</i>	<i>5</i>
II.2.- <i>Tipos de Amplificadores.....</i>	<i>17</i>
II.3.- <i>Operación del Equipo Utilizado para la Medición de los Parámetros "S".....</i>	<i>21</i>
III.- DISEÑO DEL AMPLIFICADOR.....	30
III.1.- <i>Líneas de Transmisión.....</i>	<i>30</i>
III.2.- <i>Software Utilizado para la Simulación del Amplificador.....</i>	<i>44</i>
III.3.- <i>Redes de Acoplamiento.....</i>	<i>47</i>
IV.- RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	91
V.- CONCLUSIONES.....	101
BIBLIOGRAFIA.....	103

El Departamento de defensa de los Estados Unidos, implementó la construcción de un sofisticado sistema de localización vía satélite, a mediados de los 70's, el cual permite a bases navales, aeronaves y vehículos terrestres militares, la localización de algún sitio u objeto móvil en el mundo, colocando un receptor GPS (Global Position System) a los mismos. El sistema de localización global, es exclusivamente para uso militar. Sin embargo, tiene un canal de libre acceso (C/A), disponible para el uso civil general.

Para determinar la posición de un receptor GPS, se requieren medidas simultáneas de la distancia por cuatro satélites en órbita. La medida de la distancia bruta de un satélite simple, da el lugar del receptor, que está sobre la superficie de una esfera centrada en el satélite, con un radio igual a la distancia medida. Una medida simultánea de la distancia a un segundo satélite crea una segunda esfera, esta interseca la primera y crea un sector sobre el cual el receptor puede ser encontrado. Una tercera medida produce la intersección de tres esferas con solamente dos puntos en común para las tres. Uno de esos puntos puede ser en el espacio y el otro, la posición terrestre del receptor.

En teoría, estas tres medidas pueden ser suficientes para producir una inconfusa posición fija. En la práctica, sin embargo, la inexactitud de el reloj barato del usuario, tiene que ser corregido por una medida de la distancia a un cuarto satélite. Por tanto, tenemos cuatro variables, la longitud, latitud y altitud del usuario, medidas de el centro de la tierra, así como la variable requerida

para sincronizar el error del reloj del usuario. Resolviendo este sistema de ecuaciones, nos da el dato posicional del usuario con una exactitud cercana de los 15 m. y un tiempo dentro de los 15 ns.

La constelación de los satélites, consta de 21 y tres en órbitas sobrantes (repuestos). Los satélites son alineados en órbitas circulares de 10,900 nmi, con un periodo de 12 hr. Cuatro satélites son localizados en cada uno de los seis planos, inclinados 55° a el plano del ecuador de la tierra. Cada satélite continuamente transmite códigos en dos frecuencias, L1 a 1575.42 MHz y L2 a 1227.6 MHz. L1 es modulada con dos tipos de códigos, el ordinario/adquisición (C/A) y el código de precisión. L2 transmite solamente el código P.

La frecuencia de la señal que va a llegar a nuestro receptor es la L1 (1575.42 MHz), y con esta es con la que debemos de diseñar nuestro amplificador. La amplificación es uno de los más básicos y predominantes conceptos para el funcionamiento de los circuitos para microondas. En el pasado, los amplificadores de microondas generalmente usaban tubos o diodos, pero en la actualidad los amplificadores usan transistores de efecto de campo (FETs). Los transistores bipolares son limitados por la baja amplificación en frecuencias de microondas, pero el funcionamiento de los dispositivos bipolares son rápidamente mejorados.

Los amplificadores para microondas constituyen una parte importante de los sistemas de comunicación vía satélite y terrestre, sistemas de radar, receptores para radioastronomía, así como también de los equipos de laboratorios.

Básicamente, un amplificador de microondas esta compuesto por :

- Dispositivos activos (Transistores GaAsFET, HEMT, PHEMT o BJT).
- Redes de acoplamiento a la entrada y a la salida.
- Circuitos de Alimentación y regulación en DC.
- Circuitos antiparasiticos (Bloqueadores de DC y RF).

Las redes de acoplamiento, se utilizan para acoplar las impedancias de entrada y salida del dispositivo, con las impedancias apropiadas de la fuente y de carga, para la aplicación particular del amplificador. El circuito de alimentación proporciona los voltajes y corrientes requeridos para operar el transistor. Los circuitos antiparasiticos, funcionan como bloqueadores de DC y RF. El comportamiento del amplificador depende tanto de los transistores, como de sus redes de acoplamiento asociadas.

En el trabajo de tesis que se presenta, se plantea el problema que se tiene con la baja potencia de la señal, en la entrada del receptor y los ruidos generados; de aquí la necesidad de utilizar un amplificador que sea de bajo ruido y ganancia media, tanto para que el receptor pueda procesar la señal, y además que este no genere muchos ruidos, lo cual es deseable para los sistemas de comunicación.

La metodologia utilizada para llevar a cabo el diseño del amplificador, es por acoplamiento de impedancias de entrada y de salida que deben de tener las etapas del amplificador, utilizando

teoría de líneas de transmisión. Los cálculos realizados se simulan por computadora, para poder darnos una idea de lo que experimentalmente pueda suceder, tanto en ganancia como en coeficiente de reflexión, que son los parámetros de mayor importancia para la aceptación de nuestro diseño, y así poder pasar a la siguiente etapa.

Finalmente, en la última etapa en el desarrollo del trabajo, se realiza la construcción del amplificador, así como la parte experimental por medio del **WILTRON MODEL 360B NETWORK ANALISER** (Analizador Vectorial de Circuitos), que es el equipo con el que se cuenta en los Laboratorios de Microondas, del Centro de Instrumentos de la U.N.A.M., para poder hacer las mediciones de los parámetros "S".

II.1 Cálculación de la Relación Señal a Ruido en la Entrada del Receptor.

Antenas. La facultad de una antena, es concentrar la potencia radiada hacia una dirección dada, o inversamente absorber efectivamente la potencia incidente en ella desde tal dirección, lo cual suele especificarse en función de su ganancia. El significado preciso de esta expresión, es más fácil de entender definiendo primeramente, una cantidad conocida como intensidad de radiación. La potencia radiada por unidad de área en cualquier dirección viene dada por el vector de Poyting η .

Para una antena isotrópica, el vector de Poyting en cualquier dirección y a la misma distancia, tiene la misma magnitud (fig.2.1a); en cambio para una antena no isotrópica, este es máximo sólo en una dirección (fig.2.1b), a la misma distancia que el tipo de antena anterior, y con la misma potencia de entrada, esto es

$$\eta_1 < \eta_2.$$



(a) Antena Isotrópica

η_1



(b) Antena no Isotrópica

FIGURA 2.1

La relación de η_2 a η_1 nos da la ganancia de la antena isotrópica, esto es

$$G = \left| \frac{\eta_2}{\eta_1} \right| \tag{2.1}$$

Una expresión que tiene un significado especial en las antenas receptoras es el área efectiva (llamada a veces apertura efectiva). El área o apertura efectiva de una antena se define en función de la ganancia de la antena, por la relación

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (2.2)$$

Potencia Receptora. Dada una transmisión en el espacio libre de obstáculos conductores, la potencia de transmisión se determina fácilmente. Para una potencia P_T radiada por una antena isotrópica, la densidad de potencia a una distancia R , es

$$W = \frac{P_T}{4\pi R^2} \quad (2.3)$$

Si la antena transmisora tiene una ganancia g_T , la densidad de potencia aumenta a

$$W = \frac{P_T g_T}{4\pi R^2} \quad (2.4)$$

Puesto que el área efectiva de la antena receptora está dada por la ecuación (2.2), la potencia recibida por esta será

$$P_r = \frac{P_T g_T \lambda^2 g_R}{4\pi R^2 4\pi} = \frac{\lambda^2 g_R g_T}{(4\pi R)^2} P_T \quad (2.5)$$

donde :

P_r = Potencia receptora

P_T = Potencia transmitida

g_T = Ganancia de la antena transmisora

g_R = Ganancia de la antena receptora

λ = Longitud de onda

R = Distancia entre el satélite y el punto de la antena receptora sobre la superficie de la tierra.

Debido a las condiciones ambientales que se presentan durante todo el año, es necesario introducir un coeficiente de atenuación (α), esto debido a la atenuación que existe en la señal transmitida, por la radiación del sol, la lluvia, granizadas, nevadas, etc., las cuales provocan distintos efectos en la ionosfera. Este factor varia entre 0.5-0.7; el primero se presenta cuando el día se torna con precipitaciones ambientales muy severas, y el segundo cuando es de noche y está despejado. Por lo tanto la ecuación (2.5) nos da

$$P_r = \frac{\lambda^2 g_r g_t}{(4\pi R)^2} P_t \alpha \quad (2.6)$$

Para nuestro caso tenemos lo siguiente ¹:

$$P_t = 10.72 \text{ dBW}$$

$$g_t = 13.7 \text{ dB}$$

$$g_r = 3 \text{ dB}$$

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{1.57 \text{ GHz}} \text{ metros}$$

$$R = 19652 \text{ Km.}$$

$$\alpha = 0.5$$

Por lo tanto

$$P_r = -157.8182 \text{ dBW} (1.6526 \times 10^{-16} \text{ W}).$$

Potencia de Ruido. Considere un resistor a una temperatura de T grados Kelvin (K). Los electrones en el resistor tienen movimientos arbitrarios, con una energía cinética que es proporcional a la temperatura T. Este movimiento arbitrario, produce pequeñas fluctuaciones de voltajes arbitrarios en las terminales del resistor,

¹ Todos los datos fueron sacados de la referencia bibliográfica (16).

² Esta es la potencia de recepción, considerando las pérdidas en la transmisión.

³ Se toma este valor, para basar los cálculos en las condiciones más críticas.

(fig.2.2). Este voltaje tiene un valor promedio cero, pero un valor rms diferente de cero, dada por la ley de radiación de Planck,

$$I_n = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{hf/kT} - 1}} \quad (2.7)$$

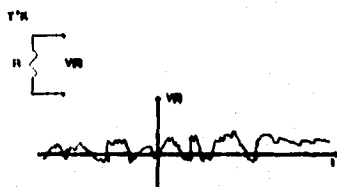


Figura 2.2 Un voltaje ruidoso generado por un resistor con ruido.

Donde :

$h = 6.546 \times 10^{-34}$ J-seg, constante de Planck.

$K = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K, constante de Boltzmann.

T = Temperatura en grados Kelvin (K).

B = ancho de banda de el sistema en Hz.

f = frecuencia central del ancho de banda en Hz.

R = resistencia en Ω .

Este resultado viene de la cuantización de consideraciones mecánicas, y es válido para algunas frecuencias f . Para frecuencias en microondas, el resultado puede ser simplificado haciendo uso de que $hf \ll kT$. Usando este resultado en el cociente de la ecuación (2.7), en expansión de series de Taylor para el exponencial, nos da

$$e^{hf/kT} - 1 \approx \frac{hf}{kT} \quad (2.8)$$

así la ecuación (2.7) se reduce a

$$I_n = \sqrt{4kTBR} \quad (2.9)$$

este es la aproximación de Rayleigh-Jeans, y es la forma más cómoda utilizada en trabajos en microondas. Para frecuencias muy altas o muy bajas temperaturas, sin embargo, esta aproximación es inválida; en tales casos la ecuación (2.7) debe ser usada.

El resistor con ruido de la figura 2.2, puede ser reemplazado con un circuito equivalente Thévenin (fig.2.3), considerando un resistor ideal (sin ruido) y un generador con un voltaje dado por la ecuación (2.9). Considerando una resistencia de carga R , la potencia transferida máxima es

$$P_s = \left(\frac{V_s}{2R}\right)^2 = \frac{V_s^2}{4R} = kTB \quad (2.10)$$



Figura 2.3 Circuito equivalente de un resistor con ruido debilitado, potencia máxima a la resistencia de carga o banda de un filtro pasabanda.

Por ejemplo, considere un amplificador con ruido, con un ancho de banda B y ganancia G . El amplificador es acoplado a una fuente ideal (sin ruido) y a una resistencia de carga (fig.2.4). Si el resistor de la fuente es (hipotéticamente) de una temperatura de $T_s = 0$ K, entonces la potencia de ruido de entrada del amplificador puede ser $P_i=0$, y la potencia de ruido a la salida P_o , puede ser solamente debido a el ruido generado por el mismo amplificador.

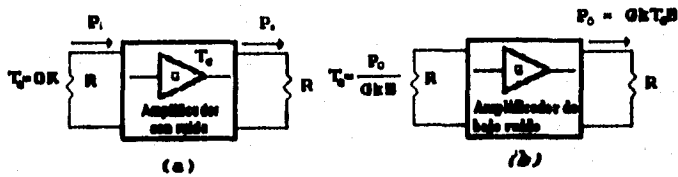


Figura 2.4 Definición de la temperatura de ruido equivalente de un amplificador con ruido. (a) Amplificador con ruido. (b) Amplificador de bajo ruido.

Podemos obtener la misma potencia de ruido en la carga, si usáramos un amplificador ideal (sin ruido), con un resistor en la entrada a una temperatura, $T_e = P_o / GkB$. Con esto la potencia de ruido de salida en ambos casos es, $P_o = GkT_e B$. Entonces, podemos presentar los ruidos del amplificador, por medio de T_e .

Medida de la Temperatura de Ruido por el Método del Factor Y. En principio, la temperatura de ruido equivalente de un componente, puede ser determinada por medición de la potencia de salida, cuando es acoplada una carga en la entrada del dispositivo con $0K$. En la práctica, la temperatura de la fuente de $0K$, no puede ser alcanzada, con lo cual un método diferente tiene que ser usado. Si dos cargas con temperaturas extremadamente diferentes son disponibles, entonces el método del factor Y puede ser aplicado.

Esta técnica es ilustrada en la figura 2.5, donde el amplificador (u otro componente) sometido a prueba, es conectado a una de las dos cargas a diferente temperatura, y la potencia de salida es medida para cada caso. Asignando T_1 , la temperatura de la carga caliente y T_2 la temperatura de la carga fría ($T_1 > T_2$), y P_1 , P_2 la potencia medida a la salida del amplificador respectivamente. La

potencia de salida consiste, tanto de la potencia de ruido generada por el amplificador, como por la potencia de ruido de la resistencia de la fuente. Por tanto tenemos

$$P_1 = GKT_1B + GKT_2B \quad (2.11a)$$

$$P_2 = GKT_3B + GKT_2B \quad (2.11b)$$

las cuales son dos ecuaciones con dos incógnitas, T_1 y GB (el producto de la ganancia y ancho de banda del amplificador).

Definiendo el factor Y como

$$Y = \frac{P_1}{P_2} = \frac{T_1 - T_2}{T_3 + T_2} > 1 \quad (2.12)$$

el cual esta determinado por las potencias medidas. Entonces, despejando la temperatura de ruido equivalente de la ecuación (2.12), nos da

$$T_2 = \frac{T_1 - YT_3}{Y - 1} \quad (2.13)$$

en términos de la temperatura de carga y el factor Y .

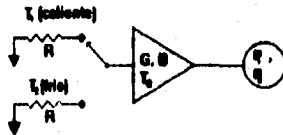


Figura 2.6 El método del factor Y para medir la temperatura de ruido equivalente de un amplificador.

Figura de Ruido. La figura de ruido F , es una medida de la reducción de la razón señal a ruido de la entrada entre la salida, y es definida como

$$F = \frac{S_1/N_1}{S_0/N_0} \geq 1 \quad (2.14)$$

donde S_1 , N_1 son la potencia de la señal y de ruido de la entrada, y S_0 , N_0 son la potencia de la señal y ruido a la salida. Por

definición la potencia de ruido de entrada es asignada para ser el resultado de un resistor acoplado de $T_0=290$ K, esto es, $N_i=KT_0B$.

Considere la figura 2.6, la cual muestra una red caracterizada por una ganancia G , un ancho de banda B y una temperatura equivalente T_e . La potencia de ruido de salida es la suma de el ruido de entrada amplificado y el ruido generado internamente : $N_o = KGB(T_0 + T_e)$. La potencia de la señal de salida es $S_o = GS_i$. Usando este resultado en la ecuación (2.14) nos da la figura de ruido de

$$F = \frac{SKGB(T_0 + T_e)}{KT_0BGS_i} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \geq 1 \quad (2.15)$$

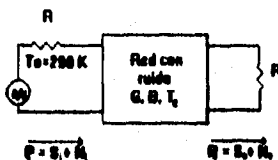


Figura 2.6 Determinación de la figura de ruido de una red con ruido.

Despejando T_e de la ecuación (2.15) da

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad (2.16)$$

Considere una red con una resistencia equivalente de la fuente, la cual tiene una temperatura T (fig.2.7). La ganancia G , de una red con pérdidas, es menor que la unidad; el factor de pérdida L , puede ser definida como $L = 1/G > 1$. Puesto que el sistema tiene un equilibrio térmico a la temperatura T y tiene una impedancia R , la potencia de ruido a la salida es $P_o = kTB$. Pero podemos también pensar, que esta potencia como viene de la resistencia de la fuente (a través de la línea de pérdida), también es afectada por el ruido generado por la línea misma, entonces tenemos que

$$P_o = kTB = GkTB + GN_{\text{line}} \quad (2.17)$$

donde N_{line} es el ruido generado por la línea misma. Despejando de la ecuación (2.17), esta potencia da

$$N_{\text{line}} = \frac{1-G}{G} kTB = (L-1)kTB \quad (2.18)$$

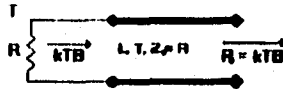


Figura 2.7 Determinación de la figura de ruido de una línea con pérdidas o atenuador con pérdidas L y temperatura T .

esta muestra que la línea con pérdidas, tiene una temperatura de ruido equivalente (referida a la entrada) dada por

$$T_e = \frac{1-G}{G} T = (L-1)T \quad (2.19)$$

entonces de la ecuación (2.15), la figura de ruido es

$$F = 1 + (L-1) \frac{T}{T_0} \quad (2.20)$$

Sistema en Cascada. En un sistema de microondas típico, la señal de entrada viaja a través de una cascada de muchos componentes diferentes, de los cuales cada uno puede degradar la razón señal a ruido. Si conocemos la figura de ruido (o temperatura de ruido) de las etapas individuales, podemos determinar la figura de ruido de la conexión de las etapas en cascada. Considere la cascada de dos componentes, teniendo ganancia G_1 , G_2 , figuras de ruido F_1 , F_2 y temperaturas de ruido T_1 , T_2 , como se muestra en la figura 2.8.

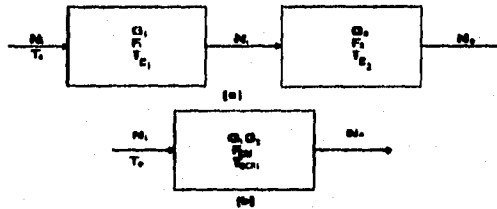


Figura 2.8 Figura de ruido y temperatura de ruido equivalente de un sistema en cascada. (a) dos red en cascada. (b) Red equivalente

Usando las temperaturas de ruido y la potencia de ruido en la salida de la primera etapa, tenemos

$$N_1 = G_1 k T_0 B + G_1 k T_1 B \quad (2.21)$$

La potencia de ruido en la salida de la segunda etapa es

$$\begin{aligned} N_2 &= G_2 N_1 + G_2 k T_2 B \\ &= G_2 G_1 k B \left(T_0 + T_1 + \frac{1}{G_1} T_1 \right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Para el sistema equivalente obtenemos

$$N_2 = G_2 G_1 k B (T_{eq} + T_0) \quad (2.23)$$

de donde T_{eq} es la temperatura de ruido en el sistema de cascada como

$$T_{eq} = T_0 + \frac{1}{G_1} T_1 \quad (2.24)$$

Usando la ecuación (2.16), para convertir las temperaturas de la ecuación (2.24), a figuras de ruido, la figura de ruido del sistema en cascada es

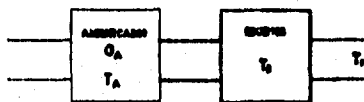
$$F_{1,2} = F_1 + \frac{1}{G_1} (F_1 - 1) \quad (2.25)$$

Las ecuaciones (2.24) y (2.25), pueden ser generalizadas para un número arbitrario de etapas, como sigue :

$$T_{eq} = T_0 + \frac{T_1}{G_1} + \frac{T_2}{G_1 G_2} + \dots \quad (2.26)$$

$$F_{1,2} = F_1 + \frac{F_1 - 1}{G_1} + \frac{F_2 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (2.27)$$

Para nuestro problema en cuestión, debemos de calcular la temperatura de ruido de el sistema del amplificador y el receptor, esto es



$$T_s = T_A + \frac{T_R}{G_A} \quad (2.28)$$

El amplificador consta de dos etapas de amplificación (un FET y un TBS), por lo tanto

$$T_A = T_f + \frac{T_{TBS}}{G_f} \quad (2.29a)$$

$$T_f = (F_f - 1)T_0 \quad (2.29b)$$

$$T_{TBS} = (F_{TBS} - 1)T_0 \quad (2.29c)$$

$$G_A = G_f G_{TBS} \quad (2.29d)$$

Sustituyendo la ecuación (2.29) en la (2.28) obtenemos la temperatura de ruido de todo el sistema, como

$$T_s = (F_f - 1)T_0 + \frac{(F_{TBS} - 1)}{G_f} T_0 + \frac{(F_A - 1)}{G_f G_{TBS}} T_0 \quad (2.30)$$

Donde :

T_s = Temperatura equivalente de ruido del sistema.

T_A = Temperatura de ruido del amplificador.

T_R = Temperatura de ruido del receptor.

G_A = Ganancia del amplificador.

$(G, F, T)_f$ = Ganancia, Figura y Temperatura de ruido del FET.

$(G, F, T)_{TBS}$ = Ganancia, Figura y Temperatura de ruido del TBS.

T_0 = Temperatura ambiente (20°C o 293 K).

Los parámetros reales son los siguientes¹:

$$F_f = 0.4\text{dB}$$

$$G_{TBS} = 16\text{dB}$$

¹ Estos parámetros son tomados de los catálogos de la literatura [4] y [5].

$$F_{TBS}=1.45dB$$

$$F_R=9.54dB$$

$$G_r=16dB$$

con estos datos, obtenemos una temperatura equivalente de ruido, de nuestro sistema de

$$T_s = 32.66 \text{ K}$$

Note que esta temperatura es menor que el que el que genera el propio receptor (2343 K), esto debido a la ganancia del amplificador, que hace que esta disminuya. Por lo tanto, la potencia de ruido generada por el sistema Amplificador-receptor es

$$N_{s_r} = kT_s B^1 = 1.38 \times 10^{-23} \times 44.3 \times 2 \times 10^4 = -150.4482 \text{ dBW}$$

Con lo anterior, podemos obtener la razón señal a ruido, a la entrada del receptor, esto es

$$FSR = P_s / N_{s_r} = 1.05$$

¹ Se toma el ancho de banda, el cual queda el ancho de banda que pasa el amplificador

I.2 Tipos de Amplificadores.

Amplificadores de Bajo Ruido. Los amplificadores de bajo ruido tienen aplicación en los sistemas receptores, donde el nivel de la señal de entrada es muy pequeño (Sistemas de recepción por satélite, Detectores de radio astronomía, equipos de medición). Se diseñan siguiendo los criterios de Mínimo ruido.

Un amplificador de bajo ruido y con ganancia elevada, puede estar formado por dos o más etapas, donde las primeras etapas son las que constituyen un ruido menor, al ruido total del amplificador, el cual se obtiene de la fórmula de Friis :

$$FR_1 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n} \quad (2.31)$$

Amplificadores de Ganancia Elevada. Los amplificadores de alta ganancia, se pueden obtener por medio de dos o más etapas de amplificación en cascada. Cada una de las etapas puede ser obtenida siguiendo los criterios de diseño para ganancia deseada, con el fin de obtener los coeficientes de reflexión óptimos, que se deben presentar en cada transistor, y así obtener las redes de acoplamiento que permitan satisfacer las especificaciones (fig.2.9). La ganancia total se obtiene sumando las ganancias individuales en dB.

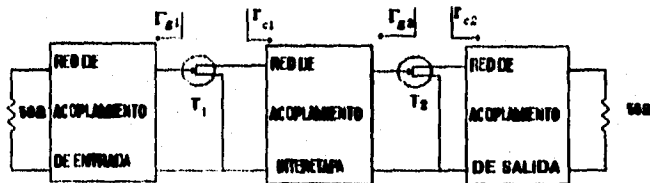


Figura 2.9 Amplificador de dos etapas y sus coeficientes óptimos.

Amplificadores de Potencia. Los amplificadores de potencia tienen aplicación en los sistemas donde se requiere manejar señales grandes (decenas de watts), como son los sistemas de transmisión para comunicaciones terrestres, vía satélite, radares, etc.

Al introducir señales cuyo nivel es pequeño en un transistor, se tiene un comportamiento LINEAL O CASI-LINEAL. Sin embargo, cuando el nivel se eleva más allá del punto de compresión (P_{1dB}), su comportamiento será NO-LINEAL.

Técnicas de diseño de amplificadores de potencia :

- Lineales (operación en la región lineal).
- No-Lineales.

Los amplificadores de potencia se pueden diseñar de manera empírica, obteniendo los coeficientes de reflexión óptimos, en función de la potencia de entrada. Estos coeficientes se obtienen de la caracterización del transistor, en función de la potencia con el método de carga variable (Load Pull). Al utilizar este método de caracterización, se obtienen contornos que indican, la disminución de la potencia de salida, en función de los coeficientes de reflexión de entrada y salida.

Para lograr niveles de salida elevados (1 a 100 W), se requiere que las últimas etapas de un amplificador de potencia, soporte niveles grandes. Sin embargo, los transistores tienen limitaciones en cuanto al manejo de potencia, pero existen diferentes alternativas

que se pueden utilizar para aumentar la capacidad de manejo de potencia.

Tres maneras de obtener potencias elevadas son :

1. Utilizar transistores de potencia.
2. Configuración de transistores en paralelo.
3. Configuración Balanceada.

Un amplificador balanceado (fig.2.10) utiliza dos amplificadores "idénticos", conectados por medio de acopladores de cuadratura (90°), empleados para dividir la potencia de entrada (-3dB) y combinar la potencia de salida. Existen dos tipos de acopladores, líneas ramales e interdigitados (fig.2.11). Los acopladores de líneas ramales son de banda angosta (10-25%), mientras los interdigitados pueden tener banda ancha hasta de 3 octavas.

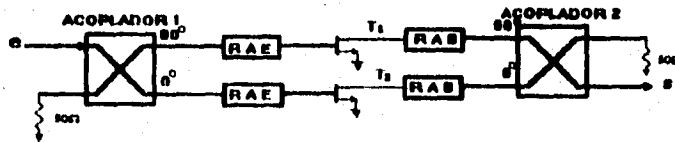


Figura 2.10 Amplificador Balanceado.

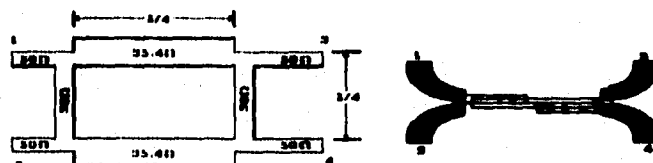


Figura 2.11 Acopladores de cuadratura. a) Líneas Ramales. b) Interdigitados (l.anga).

Las ventajas de los amplificadores balanceados son :

- ROE, s (VSWR, s) es pequeño aún en el caso de que el ROE de los amplificadores individuales sea grande.
- Diseño simultáneo para bajo ruido y ROE.
- Ganancia uniforme sin modificar el ROE.
- Doble de potencia de salida.
- Ancho de banda grande.
- Amplificador estable.
- Continua operando cuando falla uno de los amplificadores.
- Sincronización fácil.

Sin embargo, tiene dos desventajas que son : Costo y consumo de energía elevados.

II.3 Operación del Equipo Utilizado para la medición de los Parámetros "S" (parámetros de dispersión).

El analizador vectorial de circuitos 360B de Wiltron, es el equipo utilizado para la medición de los parámetros de microondas. Esta sección provee la operación del panel frontal (control), información y datos de la aplicación de las medidas. Esta incluye discusión sobre los siguientes temas :

- * Descripción del sistema.
- * Descripción general acerca del analizador de circuitos.
- * Medidas básicas y como se hacen estas.
- * Corrección de errores de medición.
- * Descripción general sobre el equipo de prueba.

El sistema analizador vectorial de circuitos, mide las características de magnitud y ángulo en un circuito : Amplificadores, atenuadores y antenas. Este compara la señal incidente con la señal transmitida, a través del dispositivo de prueba o con la señal que es reflejada de la entrada.

Acontinuación se dan las medidas que el 360B puede hacer, tanto en transmisión como en reflexión :

Ganancia (dB)
Pérdidas de inserción (dB)
ángulo de inserción (grados)
Coefficiente de transmisión (S_{11} , S_{22})
Separación del coeficiente de transmisión (real e imaginaria)
Longitud eléctrica (m)
Retardo eléctrico (s)
Desviación del ángulo lineal (s)
Retardo de grupo (s)

Medidas de Transmisión

Pérdidas inversas (dB) Coeficiente de reflexión (S_{11} , S_{22}) Coeficiente de reflexión vs distancia (Transformada de Fourier) Impedancia ($R \pm jX$) SWR

Medidas de Reflexión

El 360B es un independiente sistema de medición totalmente integrado.

El sistema de Hardware incluye lo siguiente :

- * Analizador
- * Equipo de prueba (autoreversible, dispositivo activo)
- * Fuente de la señal
- * Componentes de precisión requeridos para calibración y verificación de funcionamiento.

La operación de los instrumentos del sistema 360B tiene las siguientes funciones :

Fuente de la señal. Este instrumento provee estímulos para el dispositivo sometido a prueba (DUT). El rango de frecuencias de la fuente y el equipo de prueba establecen el rango de frecuencia de la fuente. La fuente de la señal, normalmente provee un rango de frecuencia de 40 MHz a 20 GHz. La estabilidad de la frecuencia de la fuente, es un importante factor en la exactitud (especialmente la exactitud del ángulo) de el analizador de circuitos.

Equipo de Prueba. El equipo de prueba envía la señal estimulada a el DUT y muestrea la señal incidente, reflejada y transmitida. El tipo del conector del puerto prueba es importante, puesto que es de características de "autoreversible". El autoreversible se aplica para las mediciones de señales en ambas direcciones, directa e inversa. La dirección es invertida automáticamente. Esto nos salva de tener que invertir el dispositivo de

prueba físicamente, para medir los cuatro parámetros de dispersión (Parámetros "S").

Básico Analizador Vectorial de Circuitos. El analizador circuitos es un receptor sintonizable (fig.2.12). La señal de la microonda es convertida abajo de su frecuencia por el pasabanda, a la frecuencia intermedia (FI). Para medir el ángulo de esta señal, podemos tener una referencia de comparación. Si el ángulo de la señal es 90° , esto es 90° diferente de la señal de referencia, el analizador de red mide esto como -90° , porque la señal de prueba esta retrasada por 90° , con respecto a la señal de referencia.

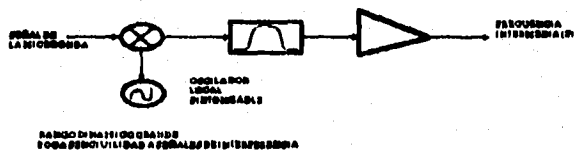


Figura 2.12 El analizador de red es un receptor sintonizable.

La señal de referencia puede ser obtenida por un divisor de la señal de la microonda, antes de que esta sea guiada al DUT (fig.2.13).

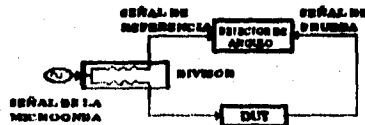


Figura 2.13 Divisor de la señal de microonda.

El ángulo de la señal de la microonda, frecuentemente tiene que pasar a través de el DUT, y es entonces comparada con la señal de referencia. El analizador de circuitos automáticamente muestra la señal de referencia, así no es necesario de Hardware externo.

Considere por un momento que removemos el DUT y lo sustituimos por una longitud de línea de transmisión. Note que la longitud de la trayectoria de la señal de prueba, es más grande que la de la señal de referencia. Ahora estos efectos los mediremos.

Asumiendo que hacemos una medida en 1 GHz, con ello la diferencia en la longitud de la trayectoria entre las dos señales, es exactamente 1 longitud de onda. La señal de prueba se atrasa a la señal de referencia por 360° . Nosotros no podemos realmente conocer la diferencia entre una onda seno máxima y la siguiente (estas son todas idénticas), así el analizador de red puede medir una diferencia de ángulo como 0° .

Ahora considere que hacemos esta misma medición en 1.1 GHz. La frecuencia es más grande por 10%, así entonces la longitud de onda es corta por 10%. La señal de prueba es ahora 0.1 longitud de onda más larga que la de referencia. Esta señal de prueba es :

$$1.1 * 360^\circ = 396^\circ$$

Esto es una diferencia de 36° , con el ángulo medido a 1 GHz. El analizador de circuitos puede desplegar esta diferencia de ángulo como -36° . Podemos ver que si la medida a una frecuencia de 1.2 GHz, puede dar una lectura de -72° , -108° para 1.3 GHz, etc. (fig.2.14).

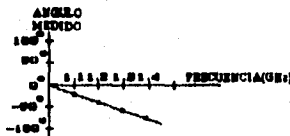


Figura 2.14 Desplazamiento esférico.

Hay dos caminos para corregir estos efectos. El camino más obvio es de insertar una longitud de línea, dentro la trayectoria de la señal de

referencia, para hacer ambas trayectorias iguales. Con perfectas líneas de transmisión y un divisor perfecto, podemos entonces medir un ángulo constante, conforme cambiamos la frecuencia. El problema aplicando esto, son las múltiples cambios de longitud de línea para cada medición.

Otra manera de aproximación, es manipular la diferencia de las longitudes de trayectorias por Software. La figura 2.15 despliega el ángulo vs frecuencia de un dispositivo. Este dispositivo tiene efectos diferentes sobre el ángulo de salida en frecuencias diferentes, nosotros no podemos tener una respuesta de ángulo perfectamente lineal. Podemos detectar fácilmente esta desviación del ángulo, por compensación para el ángulo lineal. El tamaño de la diferencia de ángulo, se incrementa casi linealmente con la frecuencia, así podemos modificar el desplegado del ángulo, para eliminar este desfaseamiento.

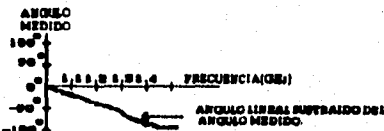


Figura 2.15 Diferencia de ángulo incrementalmente incrementalmente con la frecuencia.

El 360B ofrece una compensación de desfaseamiento referencial automático con sólo pulsar un botón. La figura 2.16 muestra el resultado de la medición, cuando se compensan las longitudes de las trayectorias.

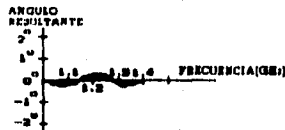


Figura 2.16 Ángulo resultante con compensación de la longitud de la trayectoria.

Medición del Analizador Vectorial de Circuitos. Ahora consideremos las mediciones del DUT. Considere un dispositivo de dos puertos. Esto es, un dispositivo con un conector sobre cada extremo. Qué medidas pueden ser de interés ?

Primero, podemos medir la característica de reflexión en un extremo con el otro extremo. Si designamos un extremo, como el lugar normal para la entrada, esto nos proporciona una referencia. Podemos entonces definir la característica de reflexión de el extremo de referencia, como reflexión directa y el otro extremos como reflexión inversa.

Segundo, Podemos medir la característica de transmisión directa e inversa. Sin embargo, en vez de decir "directa", "inversa", "reflexión" y "transmisión" todo el tiempo, usaremos una notación, estos son llamados Parámetros S. El primer número es el puerto por el cual la señal sale, mientras que el segundo es el puerto por el cual es inducida hacia adentro. S_{11} , por eso, es la señal que sale por el puerto 1, relativo a la señal que es inducida dentro el puerto 1. Los cuatro parámetros de dispersión son :

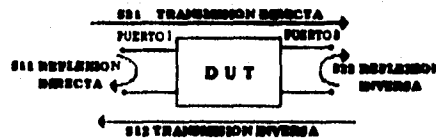


Figure 2.17 Parámetros S.

Un Parámetro "S" consiste de una magnitud y un ángulo. Podemos desplegar la magnitud en dB y el ángulo como un "ángulo lineal" (fig.2.18). Como no podemos conocer la diferencia entre un círculo y el próximo, se tiene que desplegar la medida de el ángulo de -180° a $+180^\circ$, puesto que este varía de 0° a 360° , lo cual es más cómodo.



Figura 2.18 Angulo lineal con frecuencia en forma de onda.

Corrección de Errores de Medición. Como medimos señales en microondas, tanto magnitud como ángulo, es posible cometer seis errores principales :

- * Fuente del puerto prueba equilibrada.
- * Carga del puerto prueba equilibrada.
- * Directividad.
- * Aislamiento.
- * Respuesta en frecuencia de transmisión.
- * Respuesta en frecuencia de Reflexión.

Podemos corregir cada uno de esos seis errores en ambas direcciones, directa e inversa, por lo tanto son 12 errores de corrección.

Para realizar esta corrección de errores, medimos la magnitud y el ángulo de cada señal de error (fig.2.19). La información de magnitud y ángulo aparece como un vector, este es matemáticamente aplicado a la señal medida. Este proceso es expresado como corrección de error vectorial.

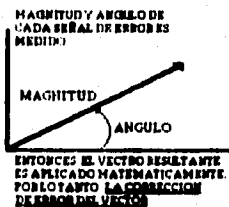


Figura 2.19 Medidas de magnitud y ángulo.

Equipo de Prueba. El equipo de prueba, contiene los componentes de medidas para el sistema VNA 360B. La función del equipo de prueba es :

* Dirigir una señal estimulada de la fuente a el DUT, a través de uno de los puertos (puerto 1 o puerto 2).

* Separación de la señal y conversión a bajo de la frecuencia de las señales incidente, reflejada y transmitida en el puerto 1 y 2, dentro las cuatro señales FI (prueba A (TA), referencia A (RA), prueba B (TB) y referencia B (RB)).

* Amplificación de la señal FI.

Estos son dos equipos de prueba disponibles :

- * Inversor.
- * Dispositivo Activo.

Equipo de Prueba Inversor. Este equipo de prueba contiene un interruptor interno, para la selección de la dirección de la señal de la fuente RF. Cada puerto tiene un dispositivo direccional. En realidad, podemos medir cuatro Parámetros-S simultáneamente y aplicar corrección de 12 errores.

Las dos líneas de retardo (una para cada puerto) son conectadas externamente. Como el sistema VNA 360B siempre usa una señal RF sintonizable, podemos exactamente compensar el retardo de referencia por software.

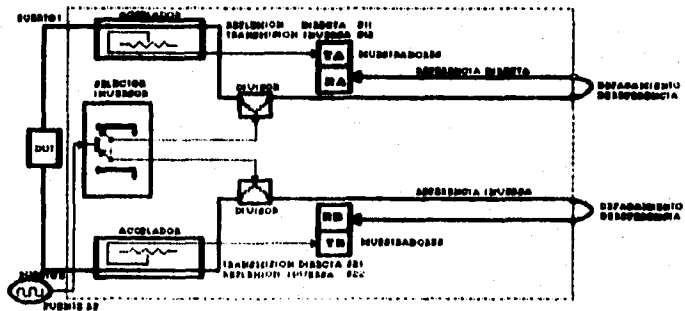


Figura 2.20 Equipo de Prueba Reversible.

Dispositivo Activo del Equipo de Prueba. Este equipo de prueba consta de un atenuador de paso, en la línea de la señal para cada puerto, para ajustar la señal estimulada hacia el DUT. En adición, un tercer atenuador de paso es provisto en la línea de transmisión, justo antes del muestreador. Este atenuador de paso adicional es usado para el control de la potencia de salida del DUT, para las medidas de transmisión directa en el muestreador. La medición de la transmisión inversa no es afectada por el atenuador de paso. La entrada y la atenuación de el atenuador de paso, son medidos y almacenados con los datos de calibración, durante el proceso de calibración. Este equipo de prueba también contiene un polarizador en T, para cada puerto, que permiten suministrar energía a los DUTs activos, cuando estos están diseñados de esta manera.

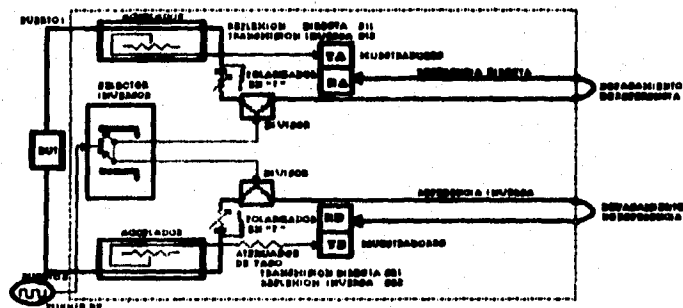


Figura 2.21 Equipo de Prueba con Dispositivos Activos.

III.1 LINEAS DE TRANSMISION.

IMPEDANCIA DE LINEA. La impedancia de línea es la razón compleja del fasor voltaje y el fasor corriente en algún punto. Esto está definido como

$$Z = \frac{V(z)}{I(z)}$$

La figura 3.1 muestra el diagrama para una línea de transmisión.



Figura 3.1 Diagrama de una línea de transmisión

Asumiendo que la onda incidente es de la forma $V_0 e^{-\gamma z}$, la cual es generada de la fuente, los voltajes y corrientes a lo largo de la línea, es la suma de la respectiva onda incidente y reflejada, esto es

$$V = V_m + V_m' = V_0 e^{-\gamma z} + V_0' e^{\gamma z} \tag{3.1}$$

$$I = I_m + I_m' = V_0 (V_0 e^{-\gamma z} - V_0' e^{\gamma z}) \tag{3.2}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \tag{3.3}$$

donde V_0 indica una la magnitud en la dirección positiva de Z , V_0' significa la magnitud en la dirección negativa de Z , α es la constante de atenuación, en neppers por unidad de longitud, y β es la constante de fase, en radianes por unidad de longitud.

En el extremo de transmisión, $Z = 0$, las ecuaciones (3.1) y (3.2) se convierten en

$$I_1 Z_0 = V_+ + V_-$$

$$I_2 Z_0 = V_+ - V_-$$

resolviendo estas dos ecuaciones para V_+ y V_- , obtenemos

$$V_+ = \frac{I_0}{2}(Z_s + Z_0)$$

$$V_- = \frac{I_0}{2}(Z_s - Z_0)$$

sustituyendo V_+ y V_- en las ecuaciones (3.1) y (3.2) nos da

$$V = \frac{I_0}{2}[(Z_s + Z_0)e^{-\gamma Z} + (Z_s - Z_0)e^{\gamma Z}]$$

$$I = \frac{I_0}{2Z_0}[(Z_s + Z_0)e^{-\gamma Z} - (Z_s - Z_0)e^{\gamma Z}]$$

Entonces, la impedancia de línea en algún punto Z en el extremo transmisor, en términos de Z_s y Z_0 es expresado como

$$Z = Z_0 \frac{(Z_s + Z_0)e^{-\gamma Z} + (Z_s - Z_0)e^{\gamma Z}}{(Z_s + Z_0)e^{-\gamma Z} - (Z_s - Z_0)e^{\gamma Z}} \quad (3.4)$$

De igual forma, la impedancia de línea puede ser expresada en términos de Z_1 y Z_0 , en $Z = l$, $V_+ = I_1 Z_1$; entonces

$$I_1 Z_1 = V_+ e^{-\gamma l} + V_- e^{\gamma l}$$

$$I_1 Z_0 = V_+ e^{-\gamma l} - V_- e^{\gamma l}$$

resolviendo este sistema de ecuaciones para V_+ y V_- , tenemos

$$V_+ = \frac{I_1}{2}(Z_1 + Z_0)e^{\gamma l}$$

$$V_- = \frac{I_1}{2}(Z_1 - Z_0)e^{-\gamma l}$$

sustituyendo estos resultados en las ecuaciones (3.1) y (3.2) y asignando $Z = l - d$, obtenemos

$$V = \frac{I_1}{2} [(Z_1 + Z_0)e^{-\gamma d} + (Z_1 - Z_0)e^{\gamma d}]$$

$$I = \frac{I_1}{2Z_0} [(Z_1 + Z_0)e^{-\gamma d} - (Z_1 - Z_0)e^{\gamma d}]$$

La impedancia de línea en algún punto en el extremo de recepción, en términos de Z_1 y Z , es expresada como

$$Z = \frac{Z_0(Z_1 + Z_0)e^{\gamma d} + (Z_1 - Z_0)e^{-\gamma d}}{(Z_1 + Z_0)e^{\gamma d} - (Z_1 - Z_0)e^{-\gamma d}} \quad (3.5)$$

Las ecuaciones (3.4) y (3.5), pueden ser simplificadas reemplazando el factor exponencial, por funciones trigonométricas (identidad de Euler). Las funciones trigonométricas son obtenidas de

$$e^{\pm \gamma z} = \text{Cosh}(\gamma z) \pm j \text{Senh}(\gamma z) \quad (3.6)$$

sustituyendo esta identidad en la ecuación (3.4), obtenemos la impedancia de línea como

$$Z = Z_0 \frac{Z_1 \text{Cosh}(\gamma z) - j Z_0 \text{Senh}(\gamma z)}{Z_0 \text{Cosh}(\gamma z) - j Z_1 \text{Senh}(\gamma z)} = Z_0 \frac{Z_1 - j Z_0 \text{Tanh}(\gamma z)}{Z_0 - j Z_1 \text{Tanh}(\gamma z)}$$

Para una línea con bajas pérdidas, $\gamma = j\beta$; por lo tanto la expresión anterior nos da

$$Z = Z_0 \frac{Z_1 - j Z_0 \text{Tan}(\beta z)}{Z_0 - j Z_1 \text{Tan}(\beta z)} \quad (3.7)$$

Asiendo el mismo procedimiento para la ecuación (3.5), obtenemos

$$Z = Z_0 \frac{Z_1 + j Z_0 \text{Tan}(\beta d)}{Z_0 + j Z_1 \text{Tan}(\beta d)} \quad (3.8)$$

Las ecuaciones (3.7) y (3.8) se pueden simplificar a una sola expresión, esto es

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_1 + j Z_0 \text{Tan}(\beta l)}{Z_0 + j Z_1 \text{Tan}(\beta l)} \quad (3.9)$$

donde Z_{in} es la impedancia en el extremo transmisor y Z_1 es la impedancia en el extremo receptor.

COEFICIENTE DE REFLEXIÓN. El coeficiente de reflexión, el cual está designado por la letra Γ , está definido como

$$\Gamma = \frac{\text{Voltaje o Corriente reflejada}}{\text{Voltaje o Corriente incidente}} = \frac{V_{rj}}{V_{inc}} = \frac{-I_{rj}}{I_{inc}} = \frac{V_r e^{j\theta}}{V_i e^{-j\theta}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.10)$$

donde Z_L es la impedancia del extremo (S_{22}).

Si se desea obtener un coeficiente de reflexión dado, la ecuación (3.10) nos queda como

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.11)$$

COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN. El coeficiente de transmisión se representa con la letra T , y está definido como

$$T = \frac{\text{Voltaje o Corriente transmitido}}{\text{Voltaje o Corriente reflejada}} = \frac{V_{tr}}{V_{inc}} = \frac{-I_{tr}}{I_{inc}} = \frac{V_{inc} + V_{rj}}{V_{inc}} = 1 + \frac{V_{rj}}{V_{inc}} = 1 + \Gamma \quad (3.12)$$

RASO DE ONDA ESTACIONARIA. Las ondas incidentes y reflejadas forman un patrón de interferencia. Por ejemplo, si la carga fuera un corto circuito, el voltaje incidente y reflejado en la carga serían de la misma magnitud, pero de sentido opuesto. El resultado será que no hay voltaje en la carga. Ahora suponga que se da una posición a un cuarto de longitud ($\lambda/4$) de el generador. La onda incidente tiene 90° de adelanto sobre la onda incidente en la carga. La onda reflejada tiene 90° de retraso sobre la onda reflejada en la carga. Así, en esta posición, las dos ondas tienen la misma magnitud y están en fase en el

generador. Por lo tanto las dos ondas se suman. Cuando las dos ondas se suman se dice que existe un voltaje máximo, y cuando se restan existe un voltaje mínimo. La razón de estos voltajes, es la razón de onda estacionaria (ROE), que a veces se denomina razón de voltaje de onda estacionaria (RVOE).

$$RVOE = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_{inc} + V_{ref}}{V_{inc} - V_{ref}} = \frac{1 + (V_{ref}/V_{inc})}{1 - (V_{ref}/V_{inc})}$$

$$= \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (3.13)$$

CARTA DE SMITH. La carta de Smith (figura 3.2), es una solución gráfica de las ecuaciones (3.7) y (3.8), para realizar transformación en ambos sentidos.

El centro de la carta de Smith (punto 1) es también el origen de Γ y representa $\Gamma = 0$. La magnitud de Γ , expresada mediante la letra griega ρ , da la distancia desde el origen. Una magnitud de 1 es el círculo exterior (punto 2). El fondo de la carta (punto 3), es una escala conveniente para medir ρ o $|\Gamma|$. El ángulo de la fase de Γ , se mide a partir del eje x positivo, de modo que el ángulo positivo se refiere al progreso en dirección contraria a la de las manecillas del reloj. Así, el punto 4 representa el coeficiente de reflexión de $0.45 \angle -63.4^\circ$

Todos los círculos y los arcos dentro de la carta de Smith, representan coordenadas para la lectura del valor correspondiente de Z.

Todas las impedancias de la carta son en realidad, impedancias normalizadas Z_n , que se relacionan con las impedancias reales Z , por medio de

$$Z_n = \frac{Z}{Z_0} = R_n + jX_n \quad (3.14)$$

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

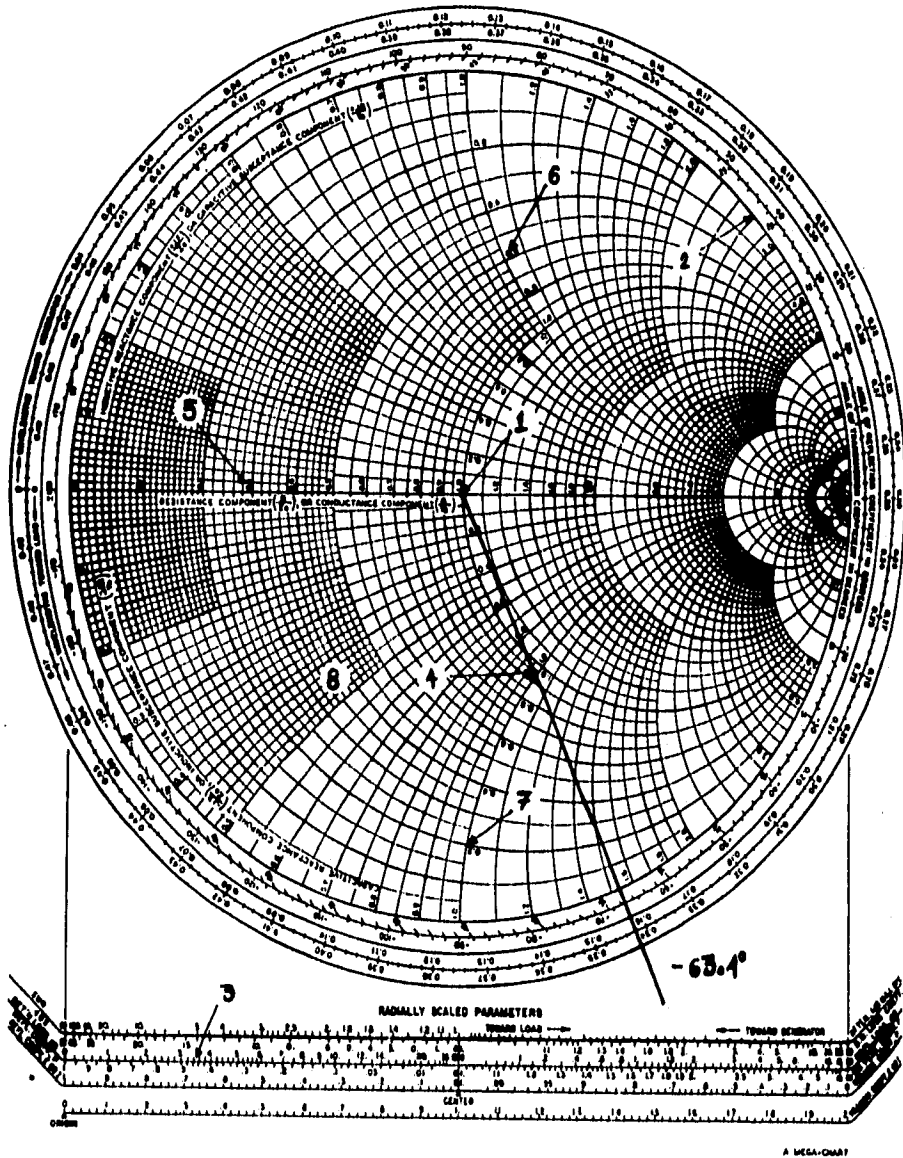


Figura 3.2 Carta de Smith.

donde Z_0 , es la impedancia característica de la línea de transmisión, utilizada para definir Γ . El diámetro horizontal de la carta de Smith, reposa también sobre el diámetro horizontal de una familia completa de círculos, que representa valores constantes de la resistencia normalizada R_n . Los valores de R_n se marcan a lo largo del eje principal (punto 5) y a lo largo de los arcos que interceptan la parte superior y la inferior de la carta (puntos 6 y 7).

La familia de arcos que interceptan el borde externo derecho, consta de líneas de reactancia constante. Los arcos de la mitad superior de la carta, representan la reactancia inductiva (positiva). Los arcos de la mitad inferior de la carta, representan reactancia capacitiva (negativa). Así el punto 8 representa una impedancia normalizada de $0.5 - j0.3 \Omega$, o sea, según la ecuación (3.14), una impedancia verdadera de

$$Z = Z_0 Z_n = 50(0.5 - j0.3) = 25 - j15 \Omega$$

CASOS ESPECIALES EN LINEAS CON BAJAS PERDIDAS. Un número de casos especiales en líneas con bajas pérdidas, pueden frecuentemente encontrarse en nuestro trabajo, es por eso apropiado considerar las propiedades semejantes aquí.

Considere primero una línea de transmisión mostrada en la figura 3.3, la cual termina en corto circuito, $Z_L = 0$. Sustituyendo Z_L en la ecuación (3.9), la impedancia de entrada es

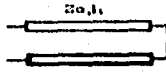


Figura 3.3 Línea de transmisión terminada en corto circuito.

$$Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (3.15)$$

la cual es puramente imaginaria, para toda longitud l , que toma valores entre $+\infty$ y $-\infty$. Por ejemplo, cuando $l = \lambda/8$, tenemos que $Z_{in} = jZ_0$, que es una reactancia inductiva pura.

Otro caso, se presenta cuando una línea termina en circuito abierto (fig. 3.4), donde $Z_l = \infty$. Dividiendo el numerador y el denominador por Z_l , en la ecuación (3.9) y sustituyendo el valor de Z_l , la impedancia de entrada es

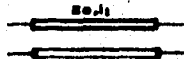


Figura 3.4 Línea de transmisión terminada en circuito abierto.

$$Z_{in} = -jZ_0 \text{Ctg}(\beta l) \quad (3.16)$$

la cual es puramente imaginaria para cualquier longitud l . Cuando $l = \lambda/8$, tenemos que $Z_{in} = -jZ_0$, o sea, reactancia capacitiva pura.

PROPIEDADES DE LINEAS A $\lambda/4$ Y $\lambda/2$. La impedancia de entrada medida a una distancia $\lambda/4$ de la carga, es recíproco de la impedancia Z_l . Esto se puede comprobar, si sustituimos en la ecuación (3.9), el valor de $\lambda/4$, con lo cual obtenemos

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_l} \quad (3.17)$$

Por ejemplo si la carga está en circuito abierto, esto significa que tenemos alta impedancia ($Z = \infty$), por lo tanto sustituyendo en la ecuación (3.17), obtenemos una baja impedancia en la entrada ($Z_{in} = 0$), a una distancia $\lambda/4$ alejada de la carga.

Las propiedades presentadas para una línea que tiene una longitud de $\lambda/2$, se analiza de la misma manera; sólo que en este caso la impedancia de entrada después de una longitud $\lambda/2$ de la carga, es igual a la carga, esto se comprueba fácilmente. Si sustituimos $\lambda/2$ en la ecuación (3.9), obtenemos

$$Z_{in} = Z_l \quad (3.18)$$

Por ejemplo, si tenemos una carga en corto circuito ($Z_l = 0$), el resultado será una baja impedancia tanto en la carga como en la entrada (a una distancia $\lambda/2$ de la carga).

GUIAS DE ONDAS. En general, una guía de onda consiste de un tubo metálico hueco de sección rectangular o circular, usada para guiar una onda electromagnética. Las guías de ondas son usadas principalmente en frecuencias en el rango de microondas; inconvenientemente, las guías largas pueden ser requeridas para transmisión de potencia en radiofrecuencias, en longitudes de ondas largas. Para un rango de frecuencias en la banda L (1GHz a 4GHz), por ejemplo, estas tienen un ancho interior de 7.28 cm y una altura interior de 5 cm, y para un rango de frecuencias en la banda X (8GHz a 12GHz), tienen un ancho

interior de 2.5 cm y una altura interior de 1.27 cm. Las dimensiones de las guías de ondas decrecen, conforme la frecuencia es incrementada.

En una guía de ondas los campos magnéticos y eléctricos, son conducidos por el espacio dentro la guía. Una guía de onda dada, tiene una frecuencia de corte definida, para cada modo de onda. Si la frecuencia de la señal guiada, esta sobre la frecuencia de corte para un modo dado, la energía electromagnética puede ser transmitida a través de la guía, para un modo en particular y sin atenuación. Otro caso es cuando la energía electromagnética, tiene una frecuencia por debajo de la frecuencia de corte, para un modo en particular; por lo tanto, esta puede ser atenuada hasta valores indeseables, en una corta distancia relativamente. El modo dominante en una particular guía, es el modo que tiene una baja frecuencia de corte.

LÍNEAS EN CINTAS Y MICROCINTAS. Las cintas y microcintas son físicamente relacionadas con las líneas de transmisión y un poco con las guías de ondas. Como se ilustra en la figura 3.5, las cintas consisten de planos con tierras metálicas separadas, mientras que la microcinta sólo utiliza una (fig.3.6). Como se muestra la conducción en una cinta, es sobre una superficie superior con una capa de dieléctrico sobre un plano a tierra simple.

Las guías de ondas tienden a ser más bultosas que los dispositivos semiconductores, que son empleados en frecuencias en el rango de microondas, especialmente abajo de 12 GHz. Las cintas y microcintas

tienen que ser desarrolladas como un alternativo medio de conducción, y son ahora usadas muy frecuentemente, en aplicaciones de microondas, en la cual la miniaturización, tiene que ser usada ventajosamente.

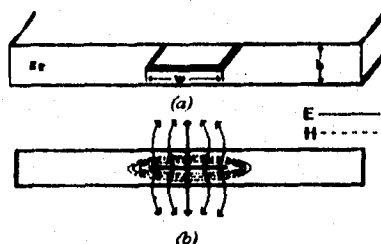


Figura 3.5 Línea de transmisión en cinta. a) Geometría, b) Líneas de campo eléctrico y magnético.

El dieléctrico usado es normalmente teflón, alumina o silicio. Los dispositivos semiconductores para microondas son empaquetados para una conexión directa con las cintas o microcintas.

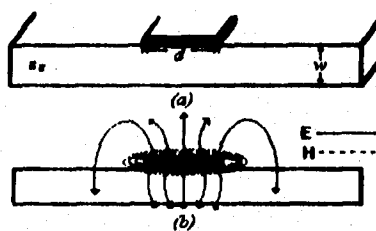


Figura 3.6 Línea de transmisión en Microcinta. a) Geometría, b) Líneas de campo eléctrico y magnético.

Las microcintas tienen una ventaja sobre las cintas; Estas tienen una construcción simple y de fácil integración, con los dispositivos semiconductores; esto mismo, se presta para usar técnicas de circuitos impresos y películas delgadas (microlitografía).

Sobre los 12GHz, el costo de la construcción de la cinta y microcinta sube significativamente, no tanto por su largo, sino por el

alto costo de el dieléctrico. Por lo anterior se recomienda usar guías de ondas para frecuencias por arriba de los 12GHz.

La velocidad de propagación en una microcinta, puede ser expresada como

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.19)$$

donde ϵ_e es la constante dieléctrica efectiva de una microcinta. Como algunas líneas de campo son en la región del dieléctrico (fig.3.6) y algunas son en el aire, la constante dieléctrica efectiva satisface la relación

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

y es dependiente del espesor del dieléctrico W , y el ancho del conductor, d . Así, la constante dieléctrica efectiva de la microcinta, esta dada aproximadamente por

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12W/d}} \quad (3.20)$$

La constante dieléctrica efectiva, puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo, reemplazando las regiones del aire y el dieléctrico de la microcinta.

Dadas las dimensiones de la microcinta, la impedancia característica puede ser calculada como

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8W}{d} + \frac{d}{4W}\right) & \text{para } d/W \leq 1 \quad (3.21a) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[d/W + 1.393 + 0.667 \ln(d/W + 1.444) \right]} & \text{para } d/W \geq 1 \quad (3.21b) \end{cases}$$

Para una impedancia característica dada Z y constante ϵ_r , la razón d/W puede ser encontrada como

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } d/w < 2 \quad (3.22a) \end{cases}$$

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{A}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.4}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } d/w > 2 \quad (3.22b) \end{cases}$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}} \left(0.23 + \frac{0.4}{\epsilon_r} \right)$$

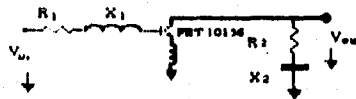
$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

III.2 SOFTWARE UTILIZADO PARA LA SIMULACION DEL AMPLIFICADOR.

Este programa se realizó en PCMATLAB, por el DR. Oleksandr Martynyuk, para la simulación del amplificador.

Para diseñar un sistema dado, se crea el listado en serie, desde la entrada hasta la salida de este, y cada instrucción debe de contener los parámetros que se indican en la tabla 1. Estos comandos tienen que terminar con punto y coma, seguidos por la palabra mult y finalizando nuevamente con punto y coma.

Por ejemplo si tuviéramos el siguiente sistema



el listado quedaria como sigue

```
kv2(R1,X1);mult;
kv1013(X1,f);mult;
kv3(R,X2);mult;
```

Una vez estando en MATLAB, se ejecuta el programa con las letras KKK, y los datos que pide son los siguientes

Frecuencia inferior en GHz.

Frecuencia superior en GHz.

Frecuencia central en GHz.




Impedancia de la entrada en Ω .

Impedancia de la salida en Ω .

A la salida obtendremos las gráficas de Ganancia, Coeficiente de Estabilidad, Impedancia de Entrada y Salida, y ROE de Entrada y Salida.

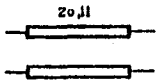
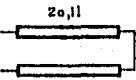
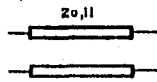
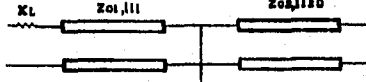


Program for Simulation of Low Noise Amplifiers

```

.....
kv1 Transistor HEMPT from HP
.....
kv2(Zr,Zim) Series impedance
      Zr+j*Zim (Ω)
.....
kv3(Zr,Zim) Parallel impedance
      Zr+j*Zim (Ω)
.....
kv4(X,f) Series inductance
      X - inductive reactance (Ω)
      f - frequency (GHz)
.....
kv5(X,f) Parallel inductance
      X - inductive reactance (Ω)
      f - frequency (GHz)
.....
kv6(X,f) Series capacity
      X - capacity reactance (Ω)
      f - frequency (GHz)
.....
kv7(X,f) Parallel capacity
      X - capacity reactance (Ω)
      f - frequency (GHz)
.....
kv8 Transistor (common gate)
.....
kv9 Transistor (common drain)
.....
kv10(XL,f) Transistor HEMPT with inductance in the source
      
      XL - inductive reactance in the source (Ω)
      f - frequency (GHz)
.....
kv11(ZL,ZC,f) Series resonant L-C circuit
      ZL - inductive reactance (Ω)
      ZC - capacity reactance (Ω)
      f - frequency (GHz)
.....
kv12(ZL,ZC,ZR,f) Series resonant L-C circuit with losses
      
      ZL - Inductive reactance (Ω)
      ZC - Capacity reactance (Ω)
      ZR - Resistive reactance (Ω)
      f - frequency en (GHz)
.....
kv13(ZL,ZC,ZR,f) Parallel L-C circuit with losses
      
      ZL - inductive reactance (Ω)
      ZC - capacity reactance (Ω)
      ZR - active resistance (Ω)
      f - frequency (GHz)

```

```

.....
kv15(Zo,l,lkr) Transmission line
      
      Zo - characteristic impedance (Ω)
      l - line's length(mm)
      lkr - cut-off wavelength (nm)
.....
kv16(Zo,l) - Short-ended parallel stub
      
      Zo - characteristic impedance (Ω)
      l - stub's length(mm)
.....
kv17(Zo,l) - Open-ended parallel stub
      
      Zo - characteristic impedance (Ω)
      l - stub's length (mm)
.....
kv20(Zo1, l1, Zo2, l2, R, XL, f) Parallel circuit with losses
      
      Zo1, Zo2, R, XL, en (Ω)
      l1, l2, en (mm)
      f, en (GHz)
.....
kv4141(XL,f) Silicon Bipolar transistor from HP with inductance in the emitter
      
      XL, en (Ω)
      f en (GHz)
.....
kv1013(XL,f) Field Effect Transistors from HP with inductance XL in the source
      
      XL, en (Ω)
      f en (GHz)
.....
kv1017(XL,f) XL, en (Ω)
      f en (GHz)
.....

```

Tabla 1

III.3 REDES DE ACOPLAMIENTO.

METODOLOGIA GENERAL DE DISEÑO :

Establecer objetivos (Especificaciones).

- * Intervalo de frecuencia de operación.
- * Ganancia.
- * Factor de ruido.
- * ROE a la entrada y salida.
- * Potencia de salida (P_{dB}).
- * Voltajes y corrientes de alimentación.

Selección de transistores.

- * Tipo (MESFET, HEMT, PHEMT, BJT).
- * Aplicación (Bajo ruido, Alta ganancia, Potencia).
- * Topología [Encapsulado (chip) o no encapsulado].

Caracterización de transistores.

- * Caracterización estática (DC).
- * Analizador de redes (Parámetros "S").
- * Medidor de ruido (Parámetros de ruido).
- * Medidor de potencia (P_{dB} o P_{dBm}).

Análisis de transistores.

1. Estabilidad.
2. Ganancia.
3. Factor de ruido.

Diseño del amplificador.

1. Método Gráfico (Carta de Smith)
2. Método de Síntesis de Redes.
3. Optimización por computadora.

Circuitos antiparasíticos.**Transformación a microcintas.****Análisis del amplificador.****Optimización del amplificador.**

En el planteamiento del problema (sección II.1), las necesidades que se presentan son dos. Primero, que los ruidos generados por el amplificador sean los mínimos posibles (relación señal a ruido a la salida de 17 dB); segundo, que este tenga una ganancia de 25 dB¹. Por lo tanto el tipo de amplificador que se debe de emplear es uno que genere bajo ruido.

El diseño del amplificador, se planea para que sea de dos etapas; de esta manera los ruidos generados por este, son los mínimos posibles (ver sección II.1), y además obtenemos una ganancia grande, ya que las ganancias individuales de cada etapa se suman (en dB), para obtener la ganancia total del sistema.

¹ Estos parámetros de ganancia y relación señal a ruido, son los que GEORGE COMPANY, requiere para el receptor GPS.

Se elige que la primera etapa este constituida por un FET (transistor de efecto de campo), y la segunda por un SBT (transistor bipolar de silicio). Lo anterior se hace de esta manera por dos razones. La primera es que en la primer etapa, tenemos que colocar un transistor que genere el mínimo ruido posible y en la segunda no es esencial que tenga un ruido muy bajo (ver ecuación 2.27). La segunda razón es el costo de los transistores; sería lógico el pensar en diseñar ambas etapas con FETs, para obtener ruidos mínimos, pero entre menos ruido generen los transistores, su costo se eleva.

En la construcción del amplificador, se utilizarán transistores Hewlett Packard, el ATF10136 (FET) y el AT41410 (SBT); sus cartas características son presentadas en las tablas 2 y 3, respectivamente.

Las redes de acoplamiento se eligen que se construyan por medio de microcintas (ver sección III.1) de cobre, y el dieléctrico utilizado va a ser de alumina, porque tiene una constante dieléctrica baja. Puesto que la alumina es un material muy caro, tenemos que optimizar a lo más mínimo las longitudes de la microcinta.

PRIMERA ETAPA (ATF10136).

De los datos de la tabla 2 y aplicando la ecuación (3.11), obtenemos

$$Z_{in}(1\text{GHz}) = 81.87 + j 204 \Omega$$

$$Z_{in}(2\text{GHz}) = 47.64 + j 95.4 \Omega$$

para nuestra frecuencia de 1.57 GHz, promediamos y obtenemos

$$Z_{in}(f=1.5) = 64.76 + j 149.83 \Omega$$



ATF-10136
0.5-12 GHz Low Noise
Gallium Arsenide FET

Features

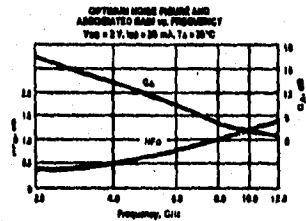
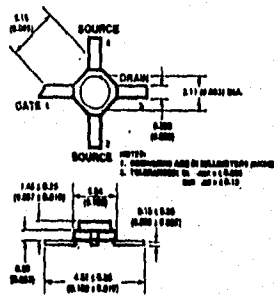
- Low Noise Figure: 0.5 dB typical at 4 GHz
- Low Bias: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$
- High Associated Gain: 13.0 dB typical at 4 GHz
- High Output Power: 20.0 dBm typical P_{1dB} at 4 GHz
- Cost Effective Ceramic Microstrip Package
- Tape-and-Reel Packaging Option Available²

Description

The ATF-10136 is a high performance gallium arsenide Schottky-barrier-gate field effect transistor housed in a cost effective microstrip package. Its premium noise figure makes this device appropriate for use in the first stage of low noise amplifiers operating in the 0.5-12 GHz frequency range.

The GaAs FET device has a nominal 0.3 micron gate length using submicron interconnects between drain fingers. Total gate periphery is 500 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure a rugged, reliable device.

36 micro-X Package¹



Noise Parameters: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$

Freq. GHz	NF ₀ dB	Gamma Opt Min	Ang	R _{NO}
1.0	0.4	.85	24	.70
2.0	0.4	.70	47	.46
4.0	0.5	.58	128	.36
6.0	0.8	.58	-170	.12
6.0	1.1	.45	-100	.38

Electrical Specifications, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
NF ₀	Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 25\text{ mA}$	f = 2.0 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz	dB	0.4 0.5 0.8	0.8
G _a	Gain @ NF ₀ : $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 25\text{ mA}$	f = 2.0 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz	dB	12.0 13.0 11.0	
P _{1dB}}	Output Power @ 1 dB Gain Compression: $V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 70\text{ mA}$	f = 4.0 GHz	dBm	20.0	
G _{1dB}}	1dB Compressed Gain: $V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 70\text{ mA}$	f = 4.0 GHz	dB	12.0	
g _m	Transconductance: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$		mmho	70	140
I _{DS}	Saturated Drain Current: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$		mA	70	150
V _p	Pinch-off Voltage: $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 1\text{ mA}$		V	-4.0	-0.5

¹ See 1. Long leaded 36 Package available upon request.
² See PACKAGING section "Tape-and-Reel Packaging for Surface Mount Semiconductors".

Tabla 2. Carta característica del FET.



AT-41410
Up to 6 GHz Low Noise
Silicon Bipolar Transistor

Features

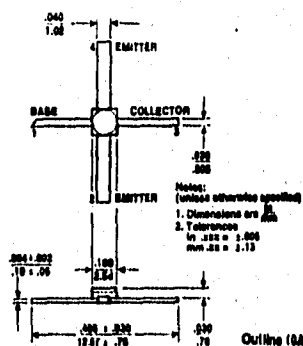
- Low Noise Figure: 1.6 dB typical at 2.0 GHz
3.0 dB typical at 4.0 GHz
- High Associated Gain: 14.0 dB typical at 2.0 GHz
10.0 dB typical at 4.0 GHz
- High Gain-Bandwidth Product: 8.0 GHz typical
- Hermetic, Gold-ceramic Microstrip Package

Description

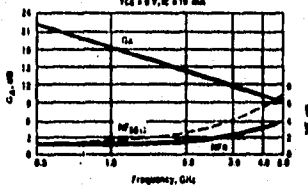
The AT-41410 is a high performance NPN silicon bipolar transistor housed in a hermetic, high reliability package. This device is designed for use in low noise, wide band amplifier and oscillator applications operating over VHF, UHF and microwave frequencies.

Excellent device uniformity, performance and reliability are produced by the use of ion-implantation, self-alignment techniques, and gold metallization in the fabrication of these devices.

100 mil Package



**NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN
VS. FREQUENCY**
VCE = 8 V, IC = 10 mA



Noise Parameters: VCE = 8 V, IC = 10 mA

Freq. GHz	NF ₀ dB	Gamma Mag	Opt Ang	ReT50
0.1	1.2	.12	4	0.17
0.5	1.2	.10	23	8.17
1.0	1.3	.08	48	0.16
2.0	1.6	.26	172	0.16
4.0	3.0	.68	-133	0.26

Electrical Specifications, TA = 25°C

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
NF ₀	Optimum Noise Figure: VCE = 8 V, IC = 10 mA	dB		1.3	1.9
GA	Gain @ NFO: VCE = 8 V, IC = 10 mA	f = 1.0 GHz		1.8	
		f = 2.0 GHz		3.0	
		f = 4.0 GHz		10.0	
IS _{21E} ¹	Insertion Power Gain: VCE = 8 V, IC = 25 mA	f = 1.0 GHz		18.5	
		f = 2.0 GHz		14.0	
		f = 4.0 GHz		10.0	
PI _{1dB}	Power Output @ 1 dB Gain Compression: VCE = 8 V, IC = 25 mA	dBm		19.8	
GI _{1dB}	1 dB Compressed Gain: VCE = 8 V, IC = 25 mA	f = 1.0 GHz		18.5	
		f = 2.0 GHz		14.0	
		f = 4.0 GHz		8.5	
f _T	Gain Bandwidth Product: VCE = 8 V, IC = 25 mA	GHz		8.0	
hFE	Forward Current Transfer Ratio: VCE = 8 V, IC = 10 mA		30	150	300
IC ₅₀	Collector Cutoff Current: VCE = 8 V	μA		0.2	
IE ₅₀	Emitter Cutoff Current: VEB = 1 V	μA		1.0	
CC _B	Collector Base Capacitance ¹ : VCB = 8 V, f = 1 MHz	pF		0.2	

Note 1: For this test, the emitter is grounded.

Tabla 3. Carta característica del SBT.

Pero esta impedancia nos da un ancho de banda estrecho, ya que el factor de calidad es aproximadamente de 3 ($FC = X/R$). Por lo tanto para bajar este valor, pondremos una inductancia en la fuente del transistor. Por simulación obtenemos los siguientes resultados²

X_L (Ω)	Z_{in} (Ω)
0	20.00 - j 97.40
3	35.60 - j 100.00
6	50.89 - j 103.40
9	66.34 - j 112.64
12	80.25 - j 112.64

Tabla 4

Escogemos el valor cuando $X_L = 6$, ya que si vemos, el valor de FC no cambia, para otras inductancias más grandes. Por tanto, a la parte real tenemos que aumentarle 31Ω (ya que esta es la diferencia cuando $X_L=0$ y $X_L=6$). El cambio de la parte imaginaria no es muy significativo, por lo tanto no es afectada. De lo anterior tenemos que

$$Z_{in} = 95.76 + j 149.83 \Omega$$

Normalizando y transformando a admitancia, ya que es más cómodo trabajar con esta en la carta de Smith, obtenemos

$$Y_{in} = 0.1514 - j 0.2369 \text{ (punto 1)}$$

Graficando este punto en la figura 3.7, y trazando un círculo, apoyados del centro de la carta de Smith y este mismo, nos movemos hacia la

² La impedancia de entrada del transistor se simuló directamente en PSpice, con redes de acoplamiento.

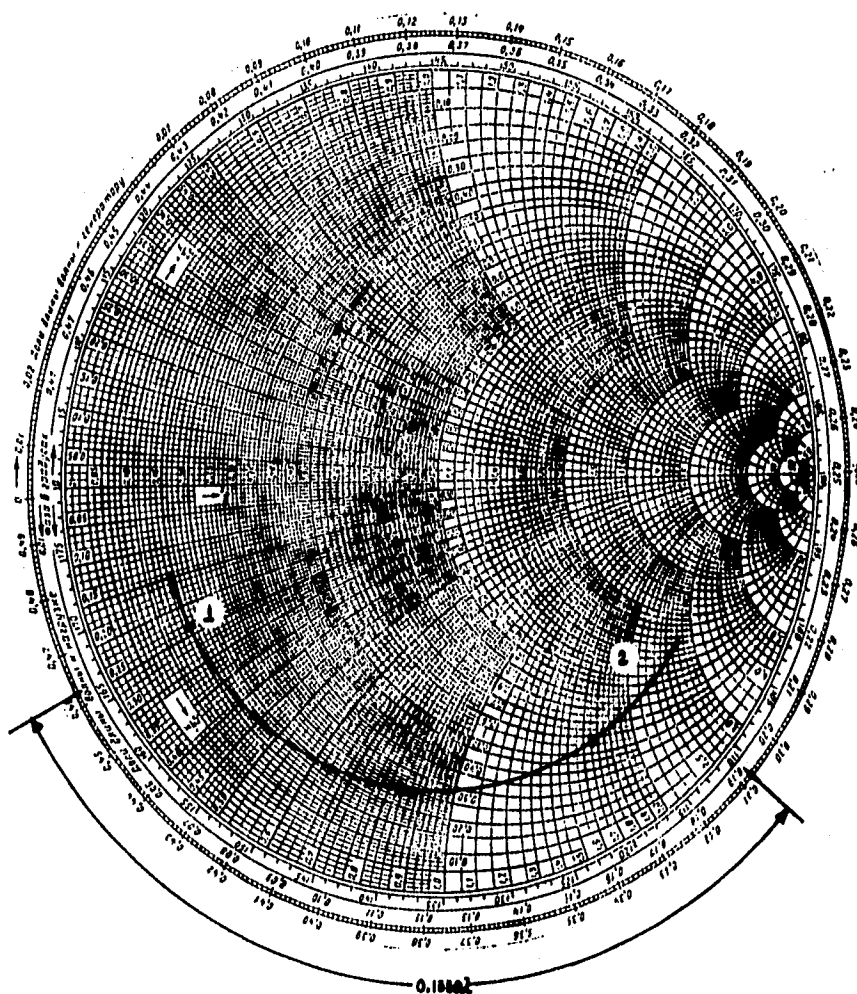


Figura 3.7 Cálculo de la impedancia de entrada de la 1ra. etapa.

con lo cual obtenemos:

$$Y_{in} = 1 - j 2.25 \quad (\text{punto 2})$$

que es la admitancia que tenemos que acoplar a la entrada del transistor. El arco desde el punto 1 hasta el 2, es la longitud que debe tener la línea de transmisión de 50Ω , con la cual se obtiene la parte real de la admitancia, esto es

$$l = 0.155\lambda = 29.57 \text{ mm}$$

donde :

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{1.57 \text{ GHz}}$$

Para obtener la longitud de la parte imaginaria, se puede hacer de dos formas. La primera es utilizando líneas de transmisión terminadas en circuito abierto (capacitivo, ec. 3.15) o cerrado (inductivo, ec. 3.16), conectadas en paralelo con la línea de 50Ω ; a este tipo de conexiones se les llama comúnmente, Stub abierto o cerrado respectivamente. De las ecuaciones (3.15) y (3.16), se despeja l y se obtiene

$$l = \frac{\text{Atan}(1/B_{in})}{\beta} \quad \text{Stub cerrado} \quad (3.23)$$

$$l = \frac{\text{Atan}(B_{in})}{\beta} \quad \text{Stub Abierto} \quad (3.24)$$

Donde : $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$
 B_{in} = susceptancia normalizada encontrada en la carta de Smith.
 $Z_{in} = Z_0$

La segunda forma se deriva de la primera, con la diferencia de que en este caso, se establece que el stub tenga una distancia $\lambda/8$ y con

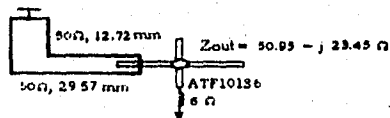
una $Z_o = \frac{Z_o'}{B_{in}'}$, donde Z_o' es la impedancia con la cual se está trabajando (50 Ω en nuestro caso), y Z es la impedancia que tendrá el stub.

Cualquiera de las dos formas anteriores son válidas, pero se introduce una condición para saber cual usar. Esta condición es, que si la longitud $\lambda/8$ es mayor que 1 (ecs. 3.23 o 3.24), se utiliza la primera forma y si $\lambda/8$ es menor que 1, se emplea la segunda.

Para este caso se utiliza un stub cerrado. Usando la ecuación (3.23), obtenemos la longitud de la línea en paralelo de

$$l = 12.72 \text{ mm}$$

con estos cálculo el circuito nos queda como sigue³



Para obtener la máxima transmisión de potencia a la salida, se tiene que hacer los cálculos con Z_{in} conjugada, por lo tanto

$$Z_{in}' = 50.95 + j 23.45 \Omega$$

normalizando y transformando a admitancia este valor obtenemos

$$Y_{in}' = 0.81 - j 0.37 \text{ (punto 1)}$$

graficando este valor en la carta de Smith (fig. 3.8), obtenemos

$$Y_{in} = 1 - j 0.47 \text{ (punto 2)}$$

$$l = 0.0409\lambda = 7.82 \text{ mm}$$

La parte imaginaria se obtiene utilizando un stub cerrado, pero en este caso con una longitud de $\lambda/8$; por lo tanto

³ La impedancia de salida se obtuvo eliminando el stub y calculando el coeficiente de reflexión de la entrada.

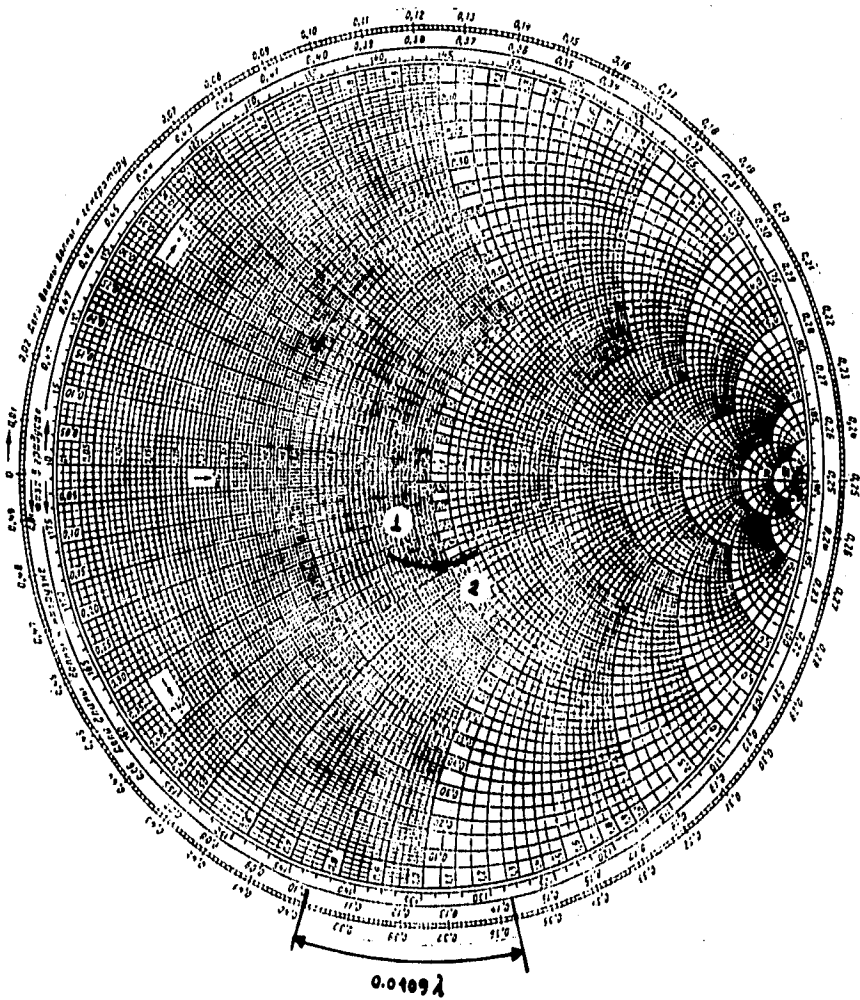
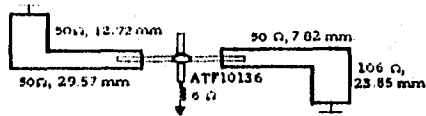


Figura 3.8 Cálculo de la impedancia de salida de la 1ra. etapa.

$$L_1 = 23.85 \text{ mm y } Z = 106 \Omega$$

El circuito final de la primera etapa, nos queda de la siguiente forma



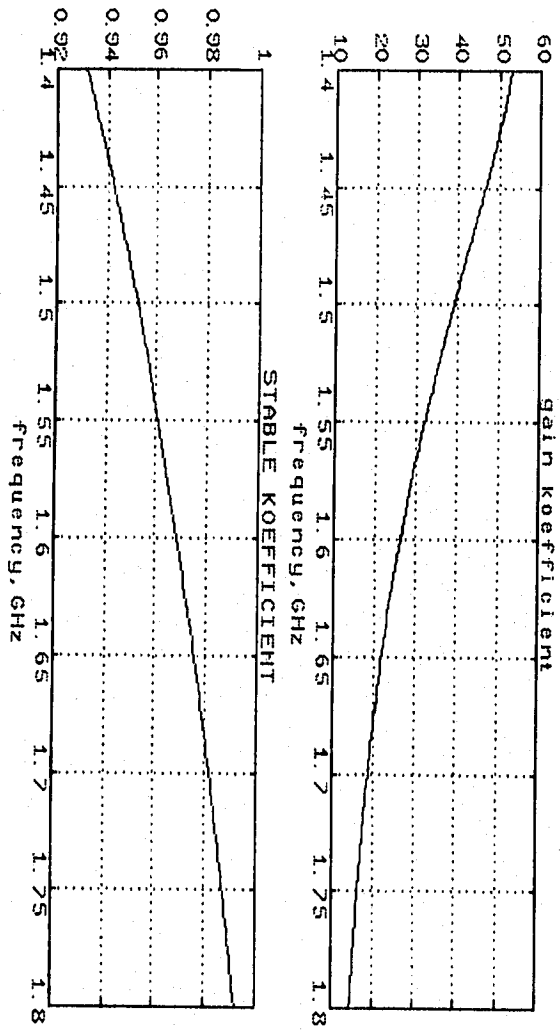
El listado para la simulación de esta parte nos quedaría de la siguiente manera

```

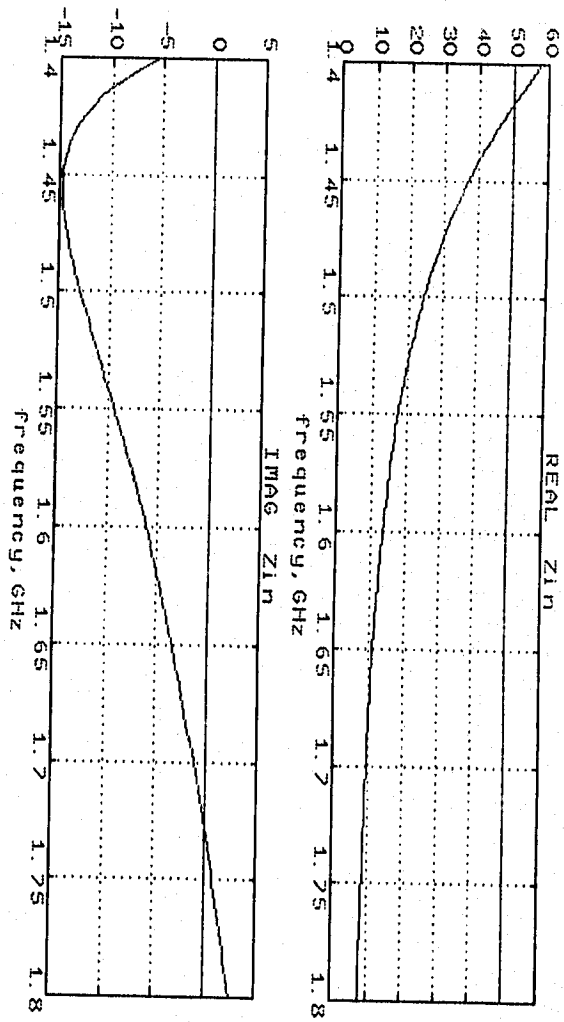
kv16(50,12.72);mult;
kv15(50,29.57,6666666666);mult;
kv1913(6,1.57);mult;
kv15(50,7.82,6666666666);mult;
kv16(106,23.85);mult;

```

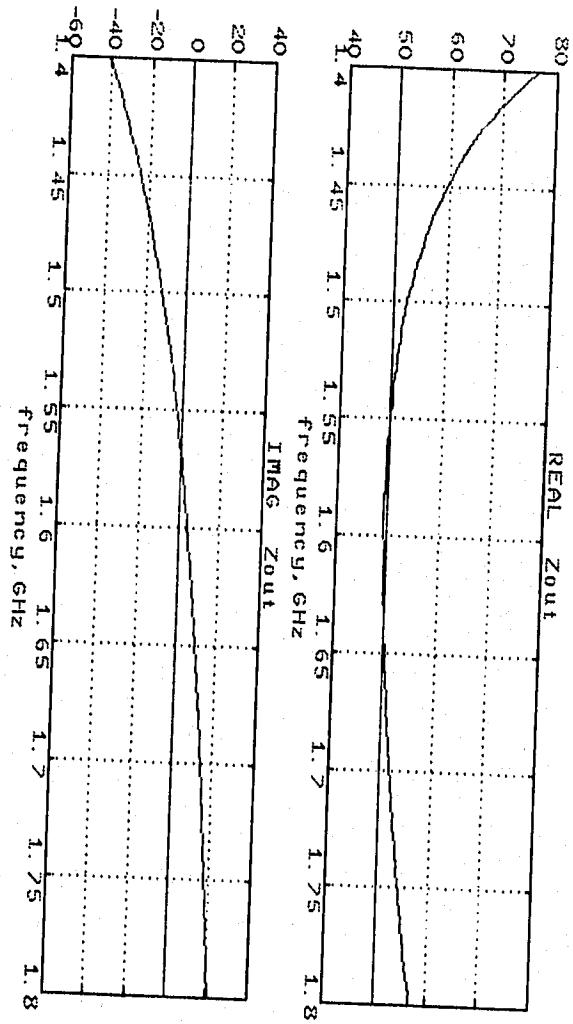
Las gráficas correspondientes a esta etapa son la 1, 2, 3 y 4.



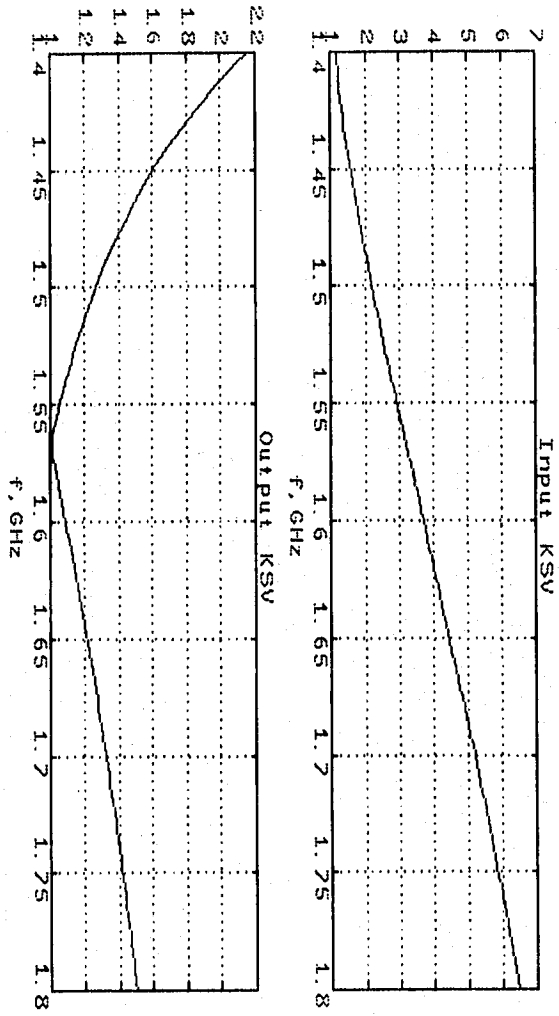
Gráfica 1



Gráfica 2



Gráfica 3



Gráfica 4

SEGUNDA ETAPA (AT41410).

De los datos de la tabla 3 y empleando la ecuación (3.11), obtenemos

$$Z_{opt}(1\text{GHz}) = 53.87 + j 4.89 \Omega$$

$$Z_{opt}(2\text{GHz}) = 29.46 + j 2.29 \Omega$$

Promediando para nuestra frecuencia de 1.57 GHz, nos dá

$$Z_{opt}(1.5\text{GHz}) = 42.82 + j 13.17 \Omega$$

Normalizando y transformando a admitancia, obtenemos

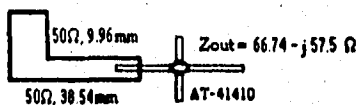
$$Y_{opt} = 1.0667 - j 0.3281 \text{ (punto 1)}$$

de la carta de Smith (fig.3.9), obtenemos

$$Y_{swr} = 1 - j 0.325 \text{ (punto 2)}$$

$$l = 0.2017\lambda = 38.54 \text{ mm}$$

La parte imaginaria se obtiene con un stub abierto (3.24). Por lo tanto, la longitud de esta línea es de 9.69 mm. Con esto, el circuito nos queda⁴



Para la mejor transmisión de potencia, Z_{out} tiene que ser conjugada. Por lo tanto

$$Z_{out}' = 66.74 + j 57.5 \Omega$$

Normalizando y transformando a admitancia nos da

$$Y_{out}' = 0.43 - j 0.371 \text{ (punto 1)}$$

de la carta de Smith (fig.3.10), obtenemos

⁴ La impedancia de salida, se obtiene simulando solo la 2da. etapa.

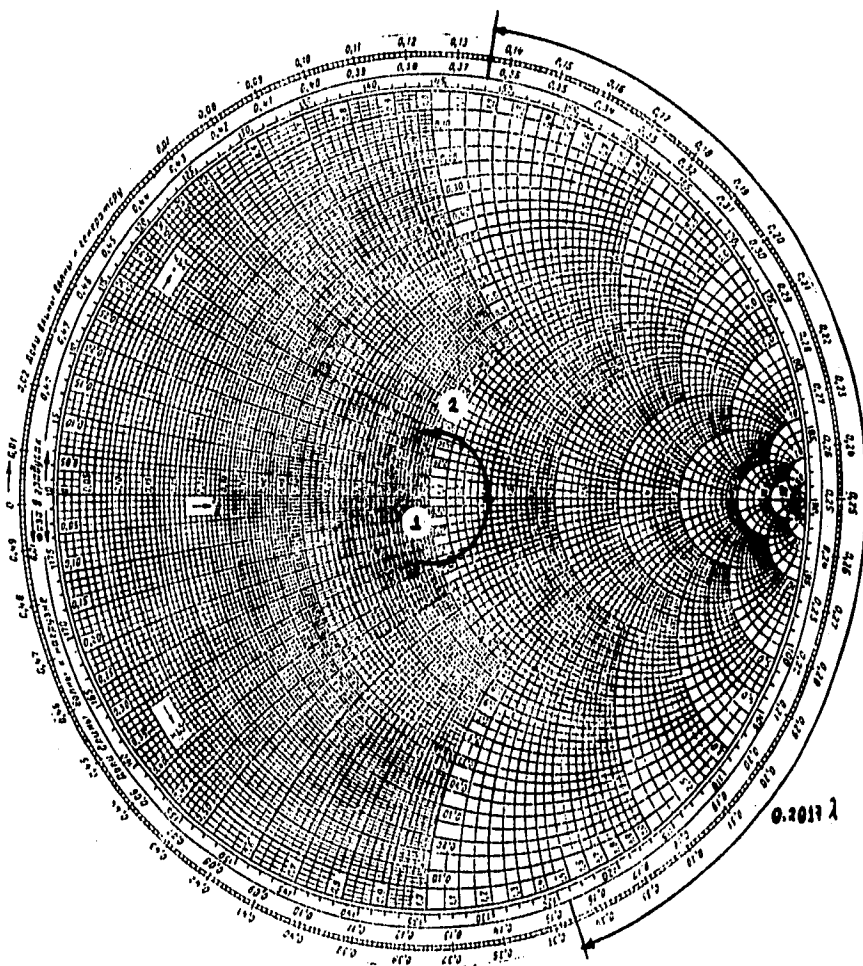


Figura 3.9 Cálculo de la impedancia de entrada de la 2da. etapa.

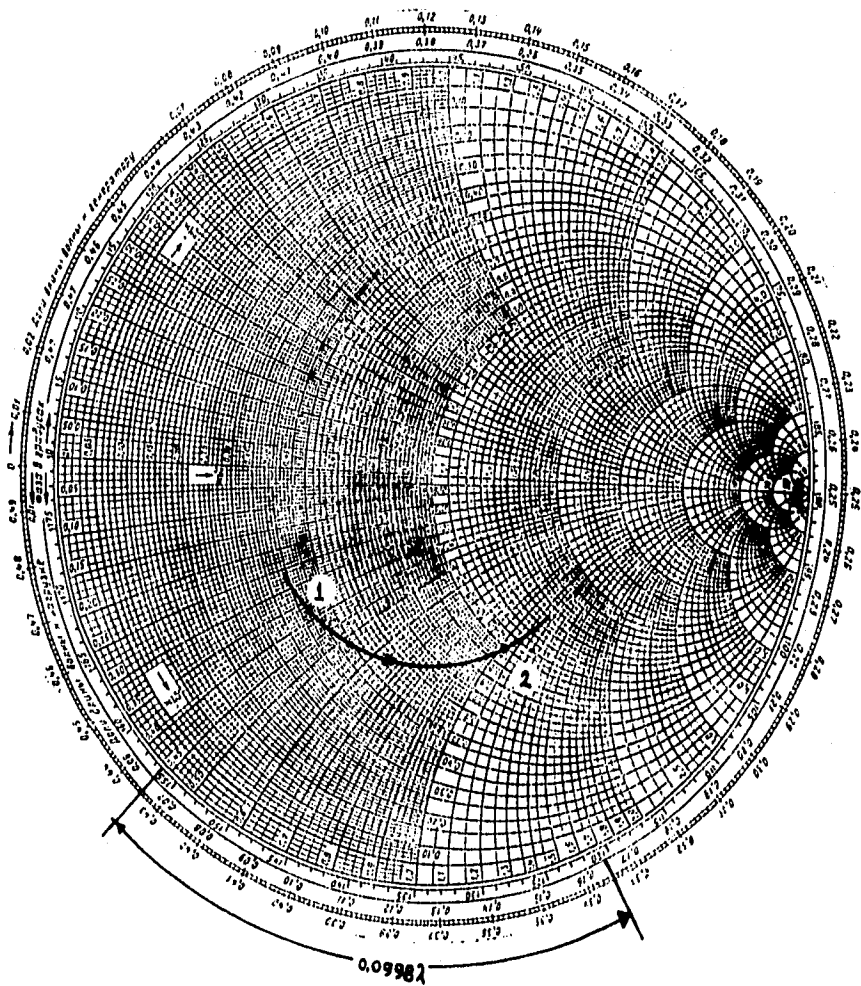


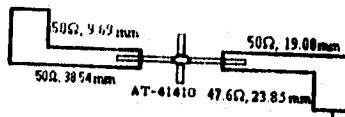
Figura 3.10 Cálculo de la impedancia de salida de la 2da. etapa.

$$Y_{11} = 1 - j 1.05 \text{ (punto 2)}$$

$$l = 0.0998\lambda = 19.08 \text{ mm}$$

Para la parte imaginaria, se necesita un stub cerrado (3.23); sólo que aquí, tenemos que usar una longitud de $\lambda/8$. Por lo tanto $Z_o = 47.6 \Omega$.

De este modo, el circuito final nos queda de la siguiente manera



Su respectivo listado nos queda como sigue

kv17(50, 9.69);mult;

kv15(50, 38.54, 6666666666);mult;

kv4141(0, 1.57);mult;

kv15(50, 19.08, 6666666666);mult;

kv16(47.6, 23.85);mult;

Las gráficas correspondientes al anterior listado son la 5, 6, 7 y

8.

Acoplando directamente las dos etapas nos quedaría el listado de la siguiente forma

kv16(50, 12.72);mult;

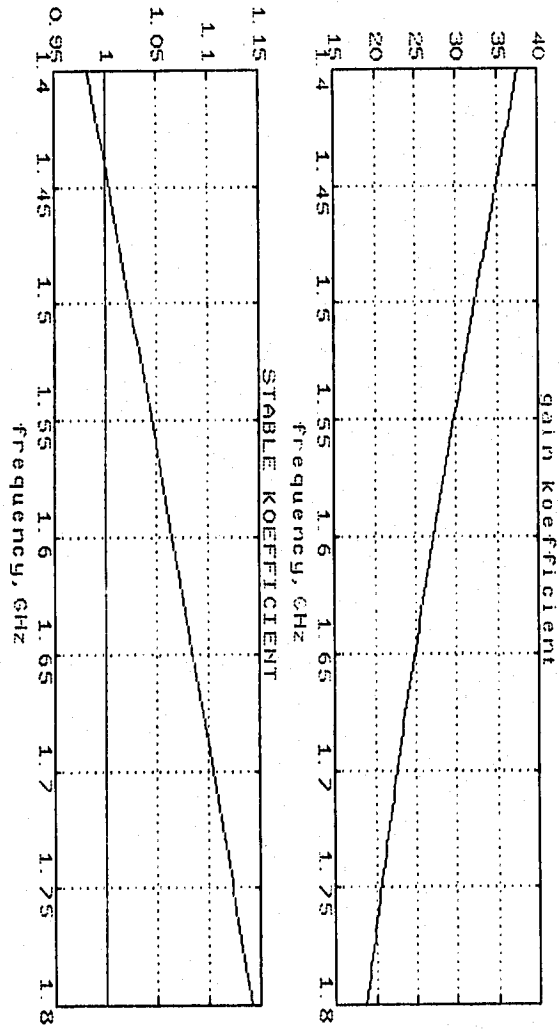
kv15(50, 39.57, 6666666666);mult;

kv1013(0, 1.57);mult;

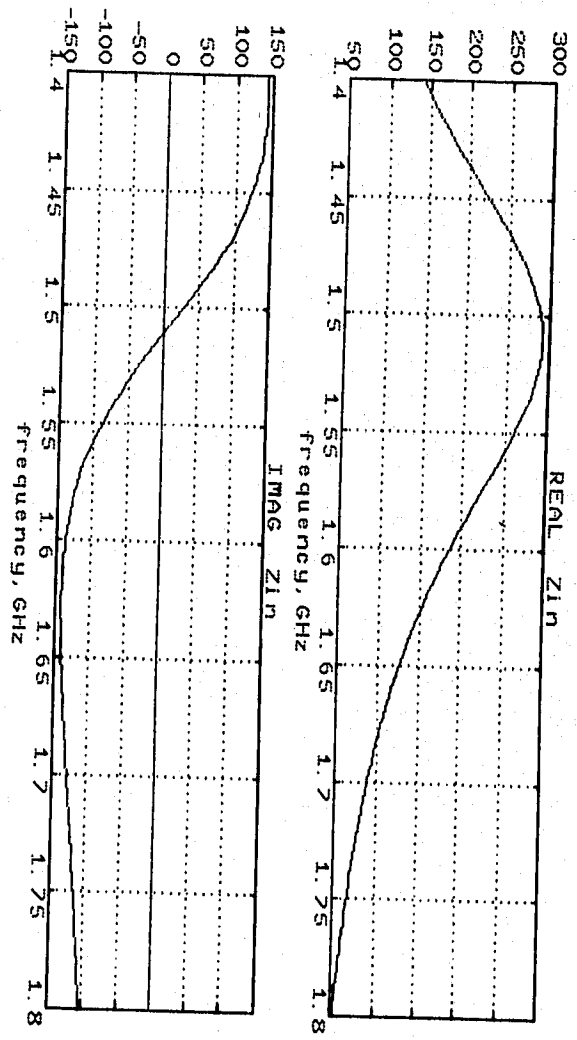
kv15(50, 7.82, 6666666666);mult;

kv16(47.6, 23.85);mult;

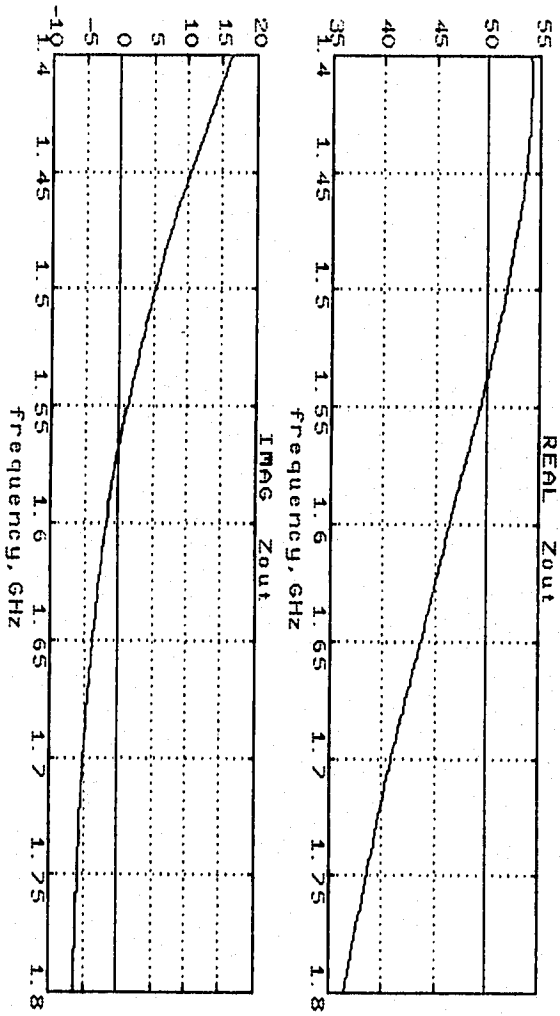
kv17(50, 9.69);mult;



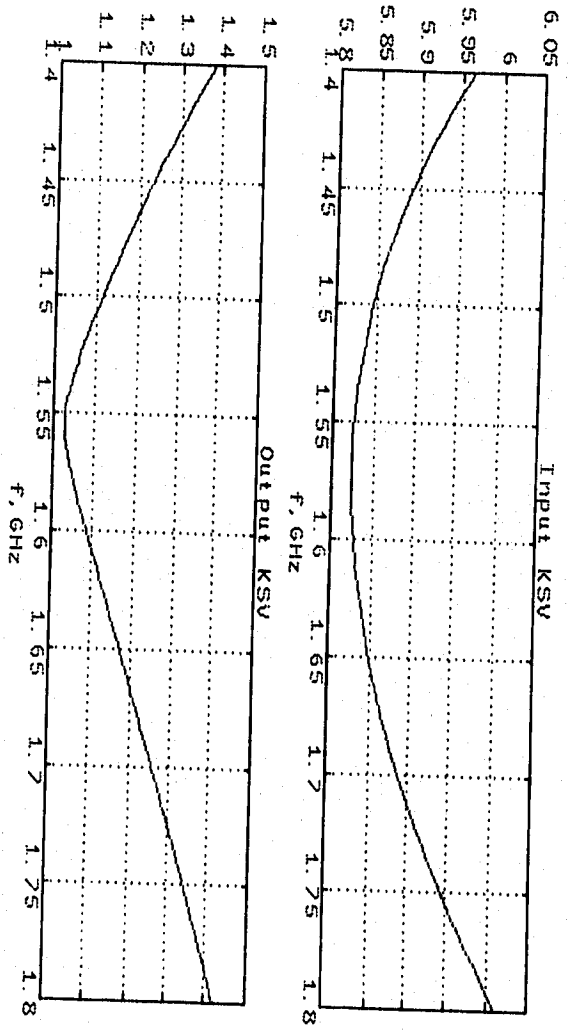
Gráfica 5



Gráfica 6



Gráfica 7



Gráfica 8

kv15(50,38.54,6666666666);mult;
 kv4141(0,1.57);mult;
 kv15(50,19.08,6666666666);mult;
 kv16(47.6,23.85);mult;

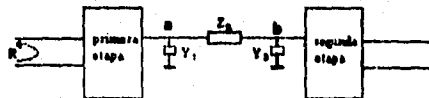
con el cual obtendremos las gráficas 9, 10, 11 y 12.

MALLA DE ACOPLAMIENTO.⁵

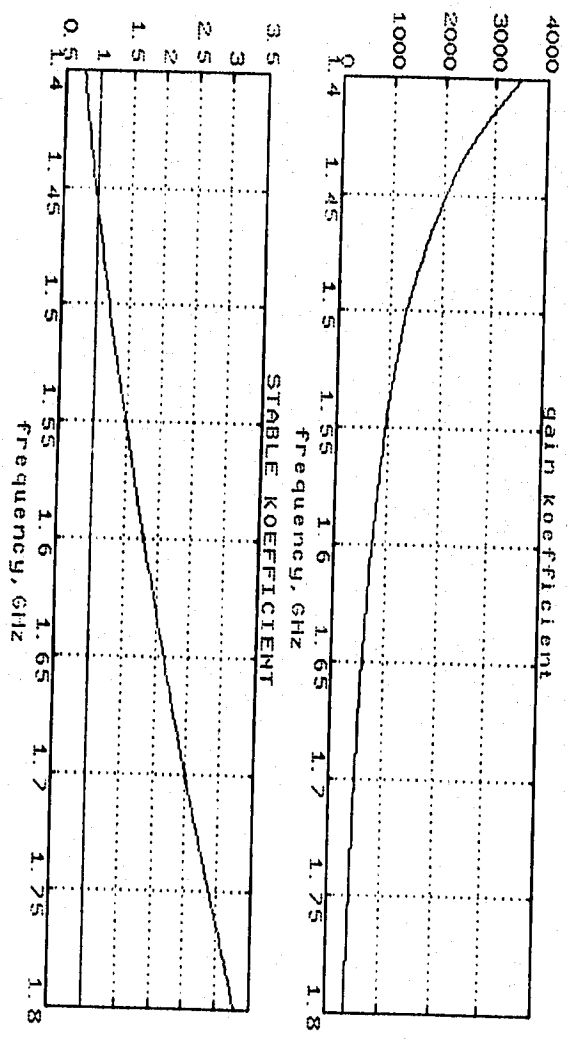
Observando la gráfica 12, nos podemos dar cuenta, de que el ROE en la entrada es muy elevado, con el cual tenemos una pérdida del 50% por reflexión, o sea, que solamente entrará al amplificador la mitad de la onda electromagnética que llegue a la antena receptora. Esto se puede corregir usando una malla de acoplamiento entre ambas etapas, la cual tiene que cumplir dos condiciones

- 1.- Acoplar una impedancia Z_0 a la salida de la primera etapa, para obtener el ROE deseado en la entrada.
- 2.- Acoplar una impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$, en la entrada de la segunda etapa, ya que está diseñada en base a 50Ω .

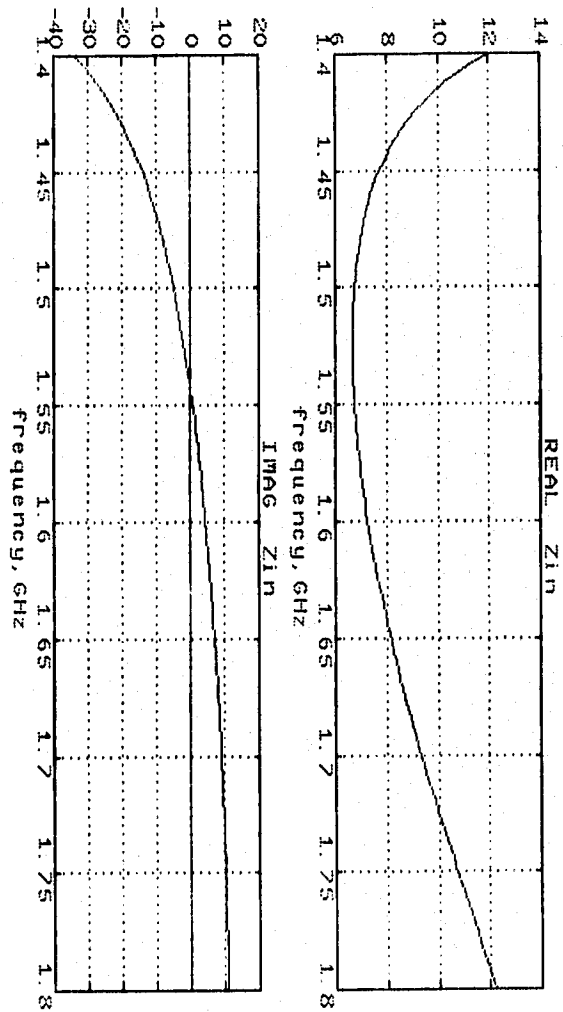
La malla de acoplamiento sería la siguiente



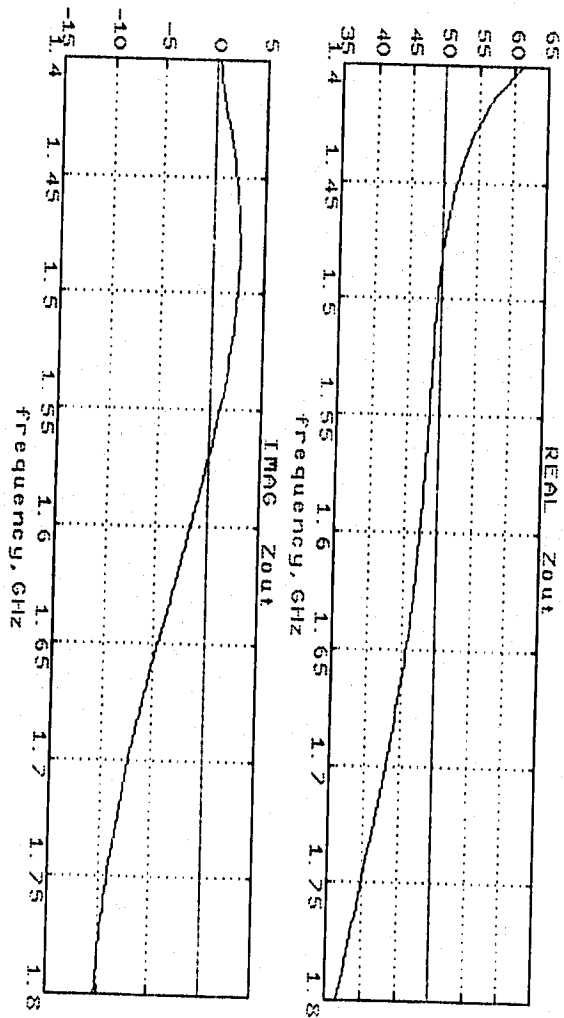
⁵ La metodología usada para la malla de acoplamiento, fue sacada de la referencia bibliográfica [6].



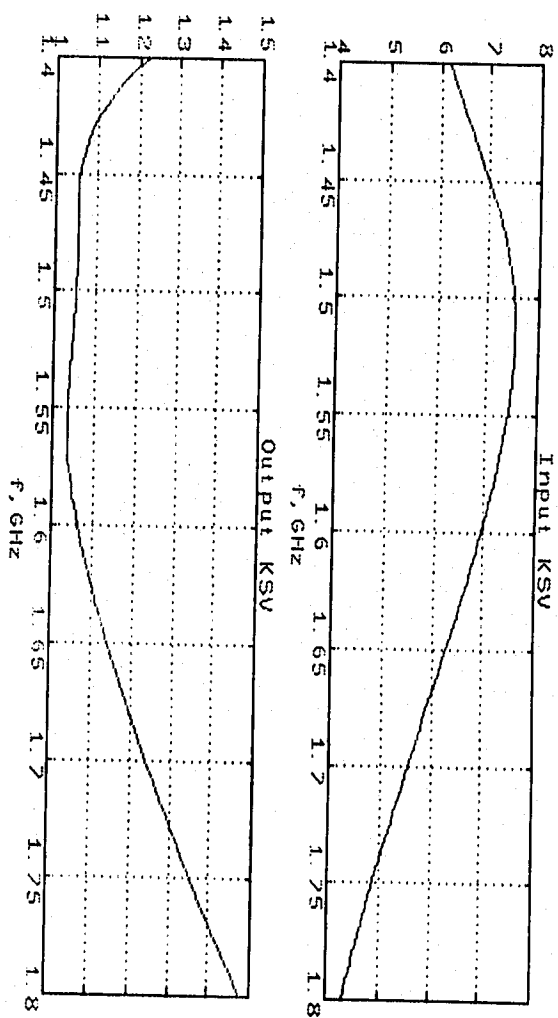
Grafica 9



Gráfica 10



Gráfica 11



Gráfica 12

Para cumplir con la primera condición se puede hacer de la siguiente manera

$$Z_{L1} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{L1}}{1 - \Gamma_{L1}} \quad (3.25)$$

donde⁶ :

$$\Gamma_{L1} = \Gamma_{L10} + r \exp(j\phi) \quad 0^\circ \leq \phi < 360^\circ$$

$$\Gamma_{L10} = \left(\frac{a \cdot b - R^2 \cdot c \cdot d}{|a|^2 - R^2 |c|^2} \right)$$

$$r = \left[|\Gamma_{L10}|^2 - \left(\frac{|b|^2 - R^2 |d|^2}{|a|^2 - R^2 |c|^2} \right)^2 \right]^{1/2}$$

R = la reflexión deseada en la entrada.

$$a = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

$$b = -S_{11}$$

$$c = S_{22}$$

$$d = -1$$

Reflejando la impedancia hacia la salida de la primera etapa obtenemos

$$\Gamma_{L1} = \Gamma_{L1} + \frac{1}{Z_0 + \frac{1}{\Gamma_{L2}}} = \frac{1}{Z_{L1}} \quad (3.26)$$

donde :

$$Y_{in2} = Y_0 \frac{1 - \Gamma_{L2}}{1 + \Gamma_{L2}} \quad (\text{impedancia de entrada de la 2da. etapa})$$

Para cumplir con la segunda condición, se refleja la impedancia hacia la entrada de la segunda etapa, esto es

⁶ El símbolo (*) indica conjugado, todos los parámetros (*) se refieren a la primera etapa.

$$Y_o = \frac{1}{\frac{1}{Y_1 + Y_{out}} + Z_1} + Y_2 = \frac{1}{Z_o} \quad (3.27)$$

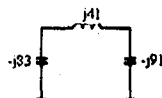
donde :

$$Y_{out} = Y_o \frac{1 - S_{22}}{1 + S_{22}} \quad (\text{impedancia de salida de la 1ra. etapa})$$

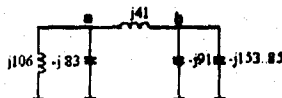
Con las ecuaciones (3.26) y (3.27), formamos un sistema de dos ecuaciones con tres incógnitas, puesto que Z_o se puede encontrar proponiendo cualquier reflexión de entrada, y haciendo variar ϕ desde 0° hasta 360° ; por lo tanto, necesitamos una tercera ecuación. Para solucionar esto, se propone que

$$-j 0.04 < Y_o < j 0.04 \quad (3.28)$$

Con esta condición el sistema queda completo. Para encontrar los componentes de la malla, se hacen variar ϕ y Y_1 , hasta que las componentes de Z_o y Y_1 sean puramente imaginarias, esto con el objeto de no introducir pérdidas adicionales al sistema. Asiendo lo anterior, se obtienen los siguientes resultados



Puesto que los Stub's abiertos y cerrados representan reactancias, podemos simplificar esta malla, como sigue



$$Z_o = \frac{(-83)(106)}{106 - 83} j = -j382.52 \Omega$$

Para encontrar la impedancia característica y longitud de Z_a , se usa la ecuación (3.23), ya que esta es una impedancia capacitiva. Por lo tanto

$$l = \frac{\text{Atan}(Z_0/Z_a)}{\beta} = 3.96 \text{ mm.}$$

con una impedancia característica, $Z = 50 \Omega$.

Para obtener la impedancia Z (entre a y b), se requiere de una línea de transmisión en corto circuito, esto es

$$l = \frac{\text{Atan}(Z_0/Z_0)}{\beta} = 14.5 \text{ mm.}$$

con una impedancia característica $Z = 50 \Omega$.

Para el punto b, tenemos

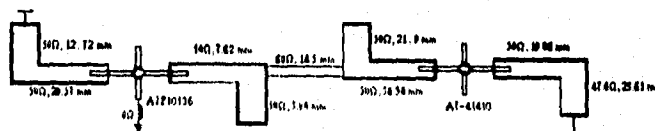
$$Z_b = \frac{(1-j1)(-j53.85)}{-j1 - j53.85} = -j57.2 \Omega$$

Esta es también una impedancia capacitiva, por tanto

$$l = \frac{\text{Atan}(Z_0/Z_b)}{\beta} = 21.9 \text{ mm.}$$

con impedancia característica, $Z = 50 \Omega$.

Con la reducción de la malla nos queda el diseño de la siguiente manera



Realizando el listado para simular este nuevo diseño, nos queda como sigue :

kv16(50, 12.72);mult;

kv15(50,29.57,6666666666);mult;
 kv1013(6,1.57);mult;
 kv15(50,7.82,6666666666);mult;
 kv17(50,3.96);mult;
 kv15(80,14.5,6666666666);mult;
 kv17(50,21.9);mult;
 kv15(50,38.54,6666666666);mult;
 kv4141(0,1.57);mult;
 kv15(50,19.08,6666666666);mult;
 kv16(47.6,23.85);mult;

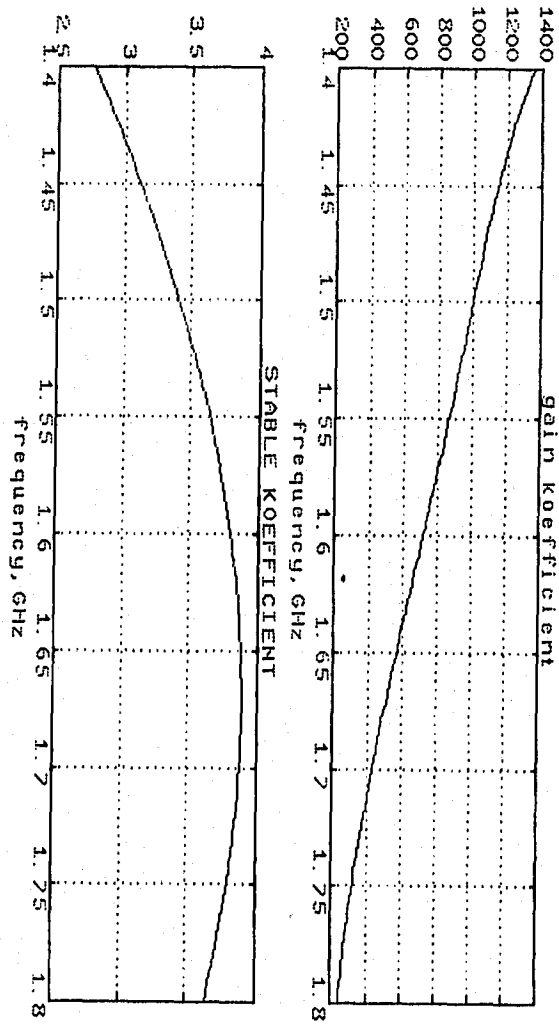
Con este sistema, obtenemos las gráficas 13, 14, 15 y 16. Observe en la gráfica 16, que el ROE es casi la unidad en la entrada, con lo cual queda realizado, el objetivo de la malla de acoplamiento.

CIRCUITOS ANTIPARASITICOS.

Como se aprecia en la gráfica 13b, el coeficiente de estabilidad no es uniforme respecto a la frecuencia central, y en consecuencia el ancho de banda de la ganancia. Por lo tanto, para corregir lo anterior, se acoplan circuitos antiparasiticos, los cuales tienen dos finalidades

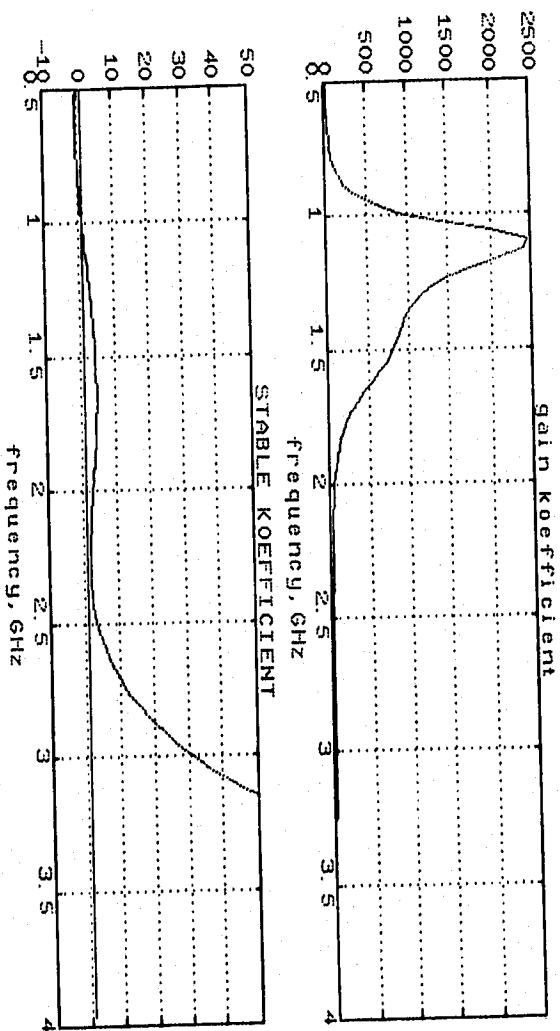
- 1.- Aislar la impedancia de las fuentes de polarización, de las mallas de acoplamiento de entrada y salida de cada etapa.
- 2.- Que en otras frecuencias, estos circuitos se comporten sólo como resistivos, y con ello poder evitar generación de los transistores, fuera de la frecuencia central.

¹ En otras frecuencias, los circuitos antiparasiticos, se comportan como resistivos, ya que las características de A_v y A_i , ya que A dependen de la frecuencia.

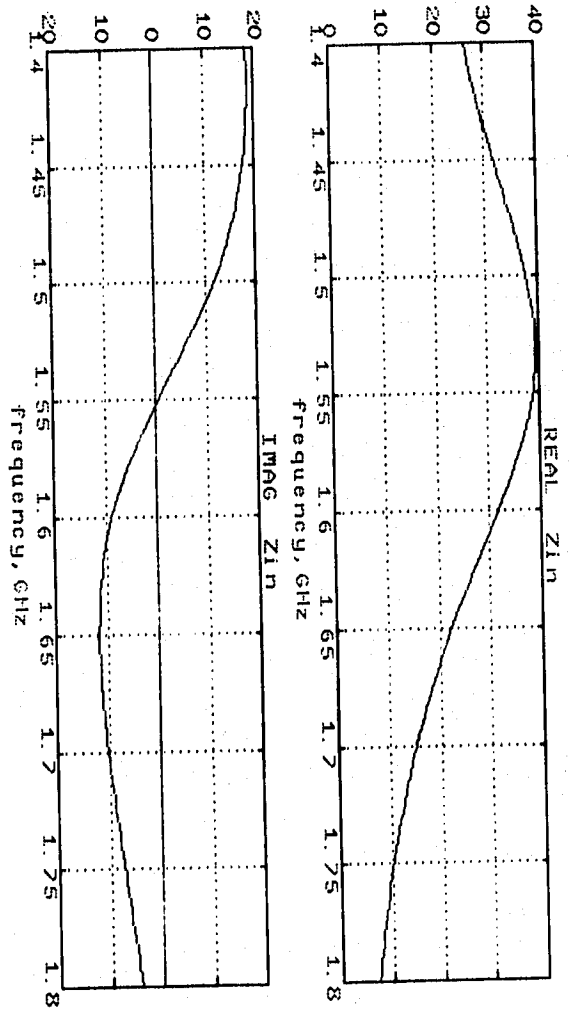


Gráfica 13 a

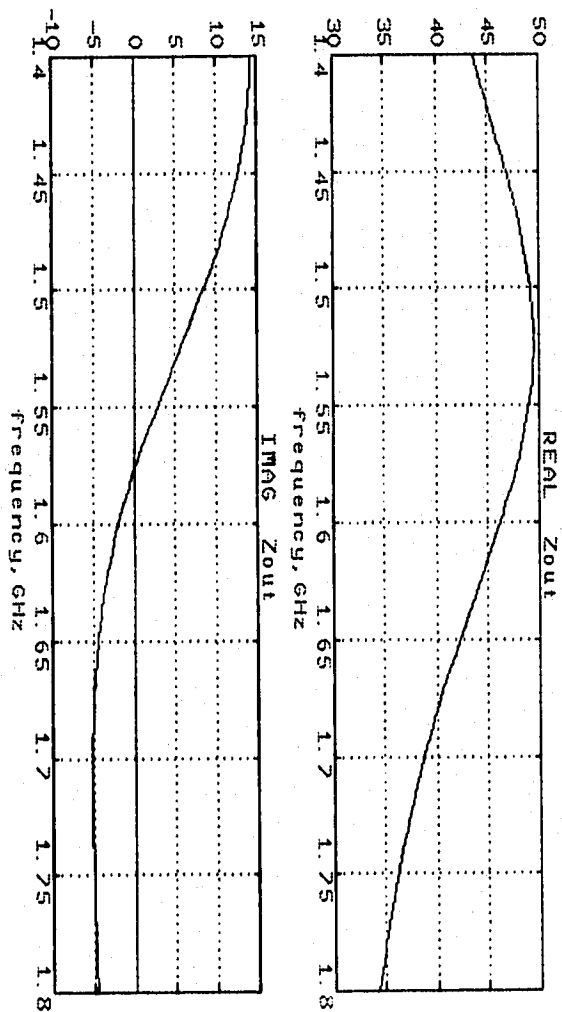
ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA



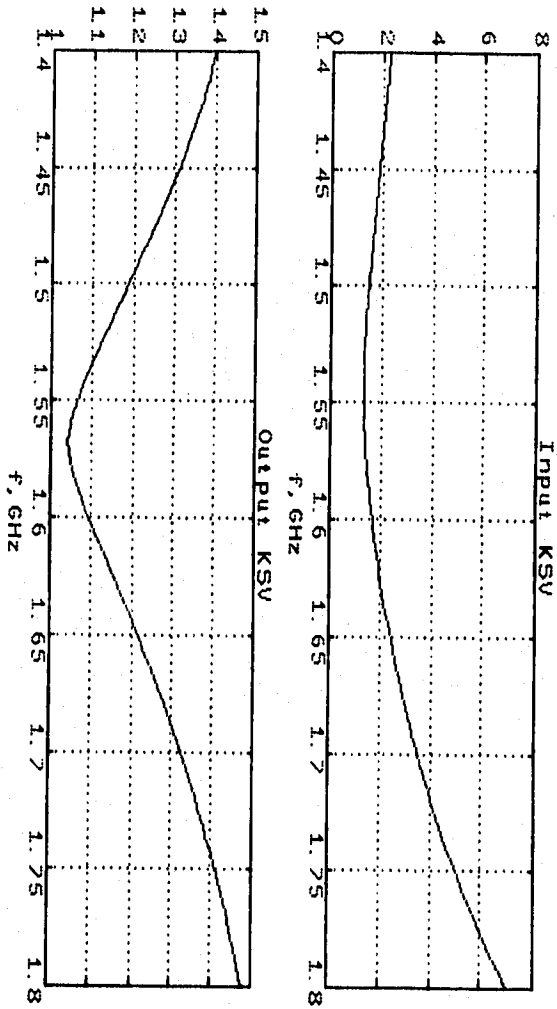
Gráfica 13b



Gráfica 14



Gráfica 15



Gráfica 16

Para el diseño de estos circuitos, se aplica la teoría de líneas de transmisión, con longitudes $\lambda/4$ y $\lambda/2$ (sección III.1).

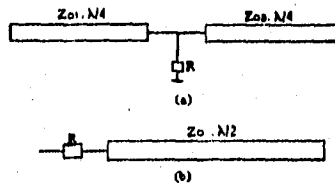


Figura 3.11 Circuitos antiparasíticos. a) $N1$. b) $N2$

Diseñando estos circuitos por simulación, obtenemos los siguientes resultados ⁴:

para $\lambda/4$, $Z_{in} = 80 \Omega$, $R = 51 \Omega$ y $Z_{out} = 30 \Omega$. Para $\lambda/2$, $Z_o = 50 \Omega$, y $R = 33 \Omega$. Acoplando estos circuitos antiparasíticos, obtenemos el siguiente listado del diseño :

```

kv16(50,12.72);mult;
kv15(50,29.57,6666666666);mult;
kv20(80,47.77,30,47.77,51,1,1.57);mult;
kv1013(6,1.57);mult;
kv13(50,50,33,1.57);mult;
kv15(50,7.82,6666666666);mult;
kv17(50,3.96);mult;
kv15(80,14.5,6666666666);mult;
kv17(50,21.9);mult;
kv15(50,38.54,6666666666);mult;
kv20(80,47.77,30,47.77,51,1,1.57);mult;

```

⁴ Los valores de las impedancias características, se dan en el tal manera que el ancho de banda, sea lo más cuadrado posible.

kv4141(0,1.57);mult;

kv20(29,47.77,29,47.77,51,1,1.57);mult;

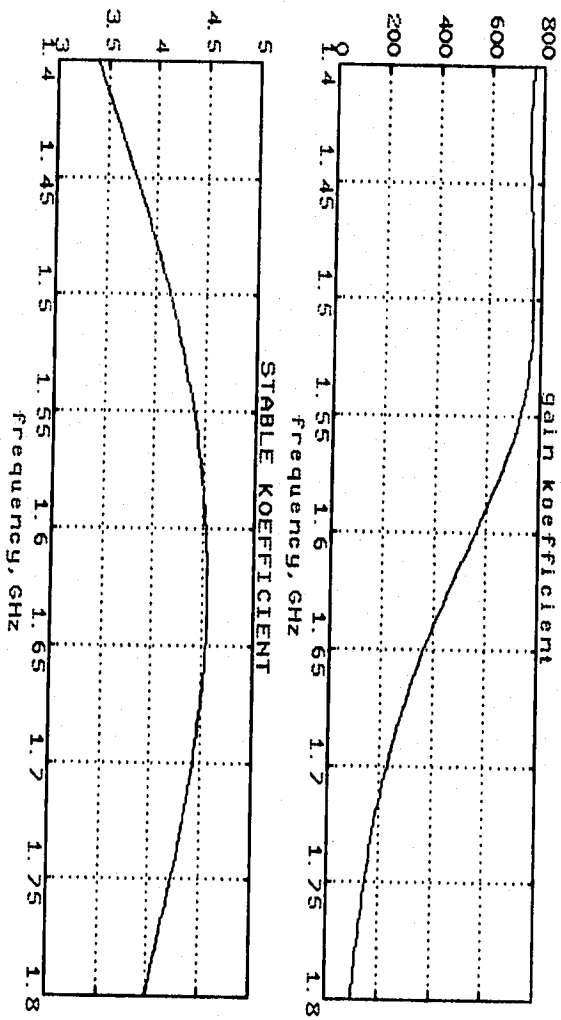
kv15(50,19.08,6666666666);mult;

kv16(47.6,23,85);mult;

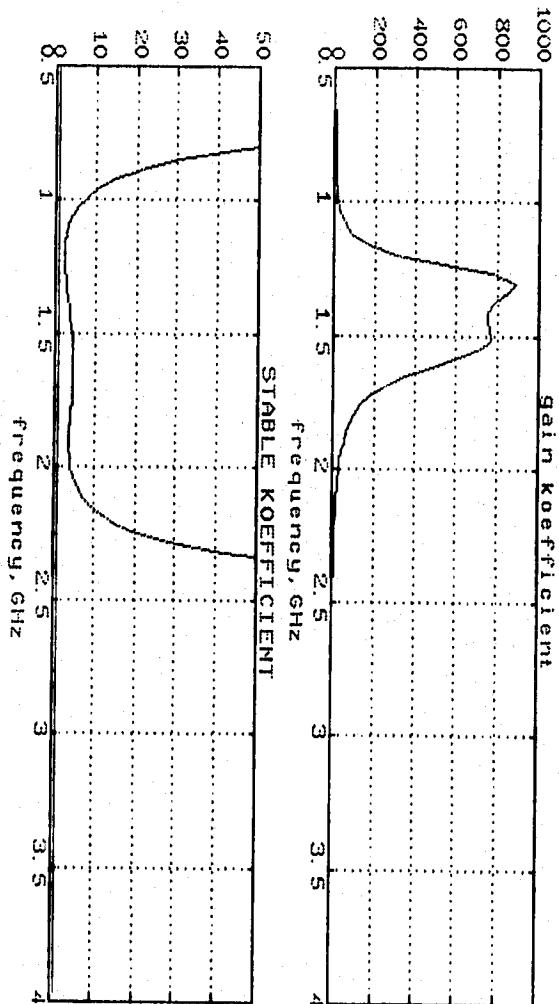
Con este listado, obtenemos las gráficas 17, 18, 19 y 20.

Observe que en la gráfica 17b, el coeficiente de estabilidad es más uniforme y tiene un mejor ancho de banda, que el de la gráfica 13b.

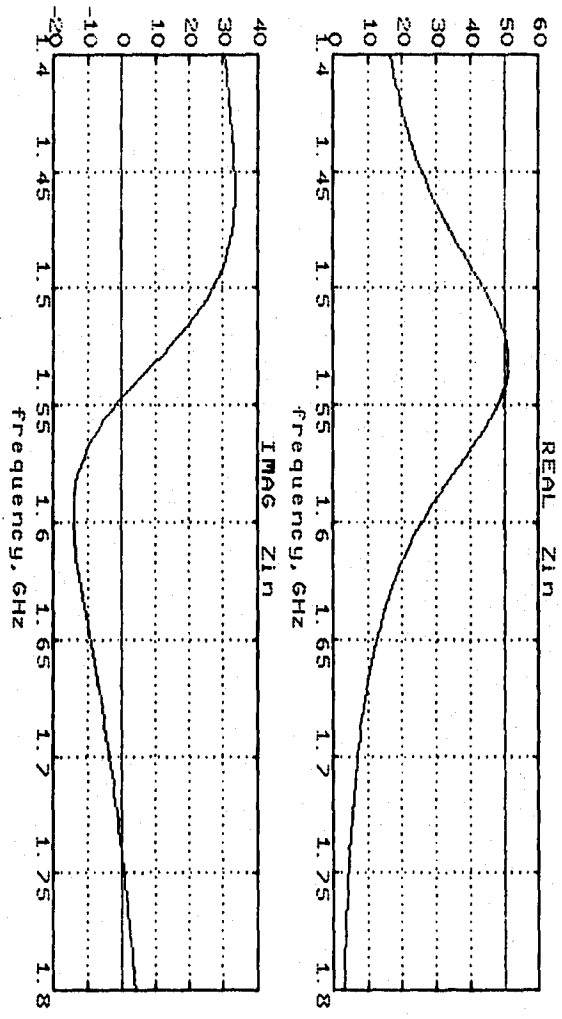
Con todas las depuraciones anteriores que se le hicieron al circuito, queda al menos teóricamente resuelto el problema, y por lo tanto, el diseño del Amplificador de Bajo Ruido.



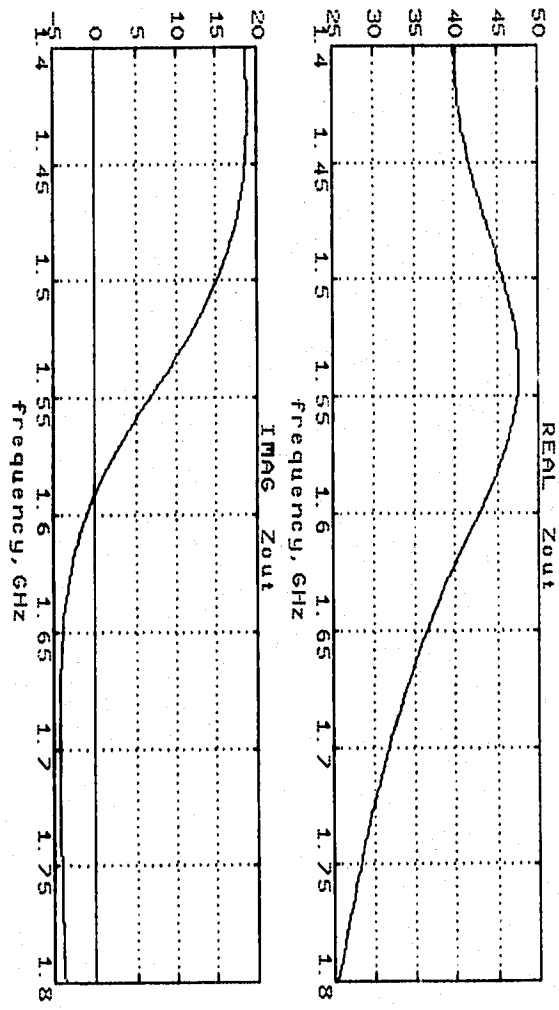
Gráfica 17a



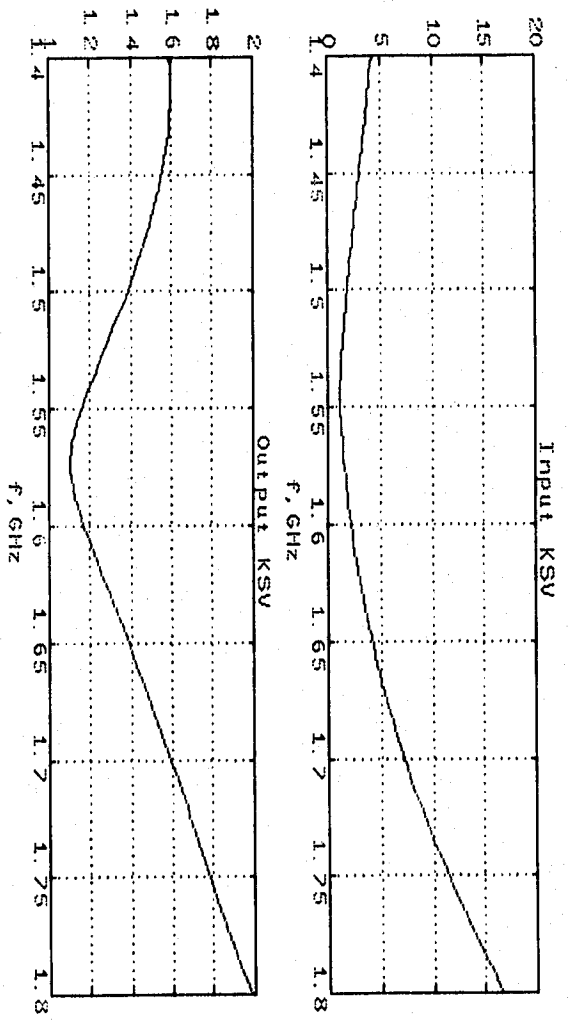
Gráfica 17b



Gráfica 18



Gráfica 19



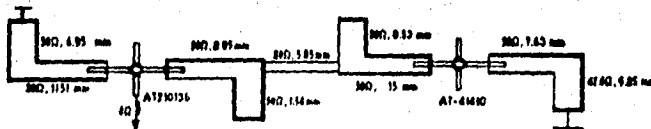
Gráfica 20

CONSTRUCCION DEL CIRCUITO. Para la construcción del circuito final, sólo falta calcular la constante dieléctrica efectiva (ϵ_e), puesto que los cálculos del diseño se hicieron, suponiendo un medio dieléctrico con $\epsilon_r = 1$ (aire). Por lo tanto, con las ecuaciones (3.21), y definiendo $W = 0.64\text{mm}$ (espesor de la alumina), y $\epsilon_r = 9.8$ (constante dieléctrica de la alumina), obtenemos los siguientes resultados, para cada impedancia característica:

Z_0 (Ω)	ϵ_e	d (mm)
30.0	7.22	1.55
47.6	6.65	0.70
50.0	6.60	0.64
80.0	6.14	0.19

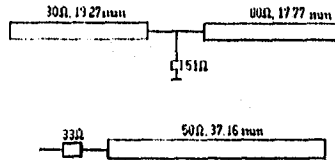
Tabla 5

Haciendo uso de la ecuación (3.19), las longitudes de el diseño final quedan de la siguiente manera

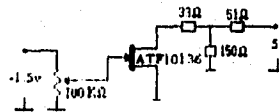


Los circuitos antiparasiticos también son afectados, por lo tanto quedan como siguen

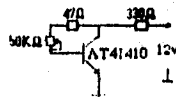
¹ Hewlett Packard realizó un estudio con estos factores y se obtuvieron los datos de la tabla 5.



Las cartas características de los transistores, indican que para obtener la ganancia y los ruidos óptimos, debemos de tener en el FET un $V_{DS}=2$ volts y una $I_{DQ} = 25$ mA, esto lo conseguimos con el siguiente arreglo



y para el SBT, el $V_{CE} = 8$ volts e $I_C = 10$ mA, para lo cual se realizó el siguiente arreglo



La figura 4.1, muestra el circuito impreso de el diseño final del amplificador, el cual se realizó en TSCADRAW (Tommy Software CADRAW); estas son dimensiones reales de las microcintas, tanto de ancho, como de largo (esta también incluye los circuitos antiparasiticos).

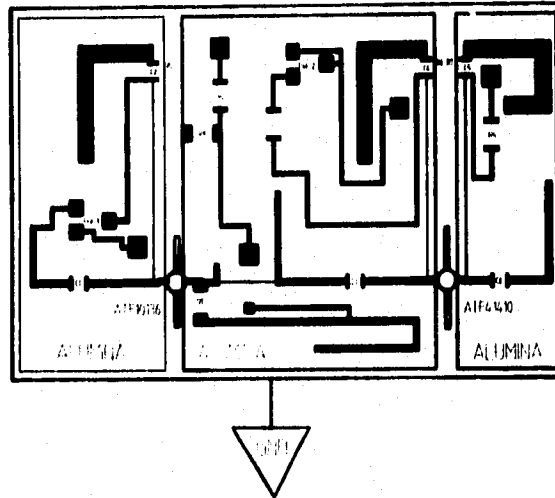


Figura 4.1

ESPECIFICACIONES

$$C_1 = C_2 = C_3 = 330 \mu\text{F.}$$

$$C_4 = C_5 = C_6 = 0.01 \mu\text{F.}$$

$$R_1 = 33 \Omega.$$

$$R_2 = 51 \Omega.$$

$$R_3 = 47 \Omega.$$

$$R_4 = 330 \Omega.$$

$$R_5 = R_6 = R_7 = 51 \Omega.$$

$$R_8 = 150 \Omega.$$

$$\text{Pot}_1 = 100 \text{ k}\Omega.$$

$$\text{Pot}_2 = 50 \text{ k}\Omega.$$

Alumina con espesor de 0.64 nm.

PRUEBAS EXPERIMENTALES. La figura 4.2, muestra el circuito impreso (microlitografía) y la figura 4.3, el amplificador ya construido con sus respectivos componentes.

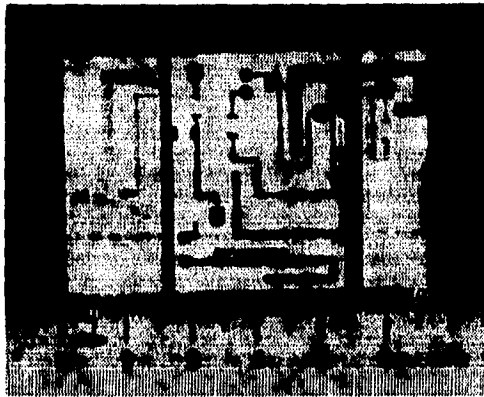


Figura 4.2 Microlitografía del amplificador

Las gráficas experimentales que se hicieron con el WILTRON 360B² (figura 4.4), son la 21, 22, 23, 24 y 25.

²El Analizador vectorial de circuitos, tiene un puerto con salida para la impresora.

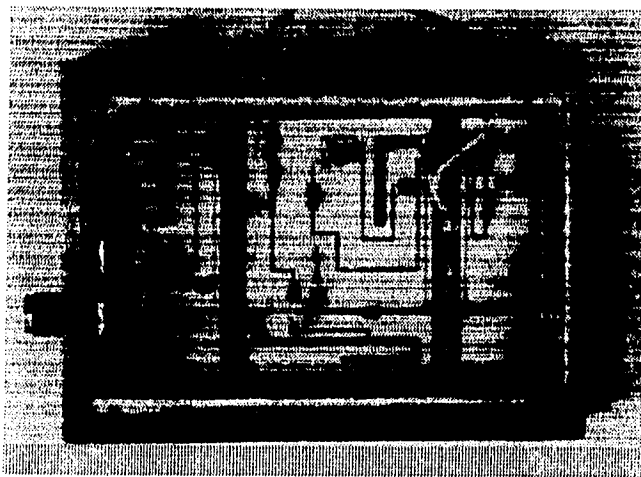


Figura 4.3 Construcción del amplificador.

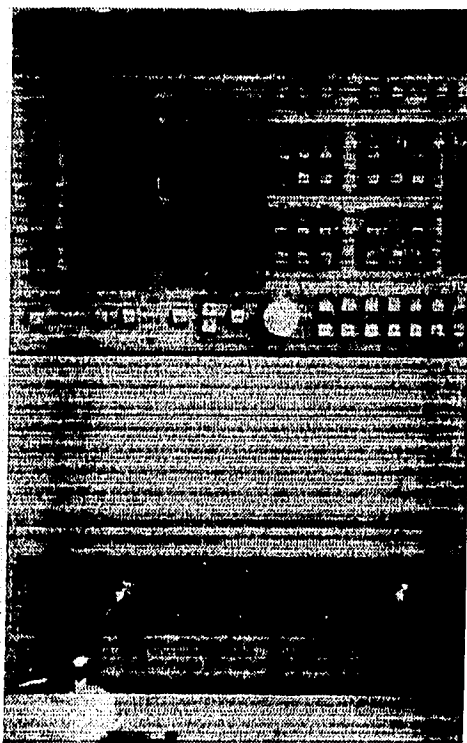


Figura 4.4 WILTRON 360B, Analizador Vectorial de Circuitos.

160 NETWORK ANALYZER

MODEL: DATE:
DEVICE ID: OPERATOR:

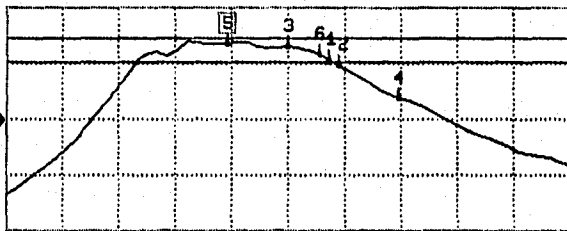
SWEEP DATA

START:	1.0000 GHz	GATE START:	-	ERROR CORR:	12 - TERM
STOP:	2.0080 GHz	GATE STOP:	-	AVERAGING:	1 PTS
STEP:	0.0180 GHz	GATE:	-	IF BANDWIDTH:	MINIMUM
		WINDOW:	-		

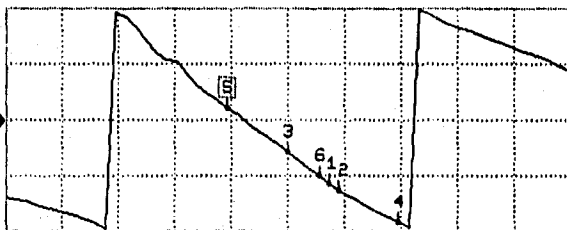
-----CH3-----
 PARAMETER: S21
 NORMALIZATION: OFF
 REFERENCE PLANE: 0.0000 mm
 SMOOTHING: 0.0 PERCENT
 DELAY APERTURE: -

S21 FORWARD TRANSMISSION

LOG MAG. REF=18.000dB 7.000dB/DIV



1.0000 GHz 2.0080



PHASE REF=0.00° 90.00°/DIV

CH 3 - S21
REF. PLANE
0.0000 mm

MARKER 5
1.3960 GHz
27.528 dB
19.86 °

MARKER TO MAX
MARKER TO MIN

- 1 1.5780 GHz
25.541 dB
-102.61 °
- 2 1.5940 GHz
24.767 dB
-113.61 °
- 3 1.5040 GHz
27.135 dB
-51.06 °
- 4 1.7020 GHz
20.731 dB
-164.06 °
- 6 1.5580 GHz
26.200 dB
-90.28 °

Gráfica 21. Ganancia.

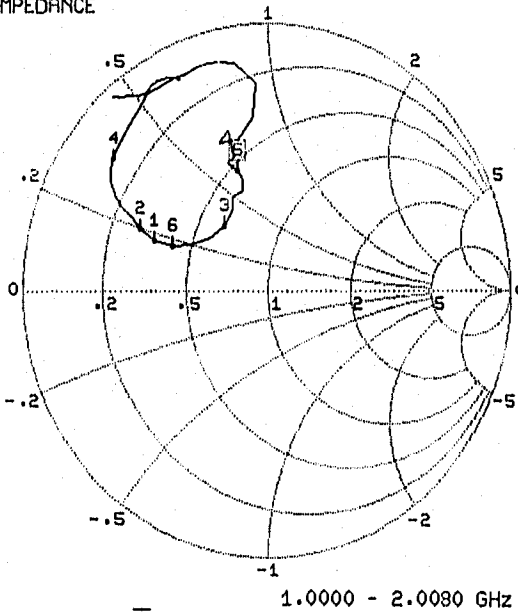
160 NETWORK ANALYZER

MODEL: DATE:
 DEVICE ID: OPERATOR:

SWEEP DATA
 START: 1.0000 GHz GATE START: - ERROR CORR: 12 - TERM
 STOP: 2.0080 GHz GATE STOP: - AVERAGING: 1 PTS
 STEP: 0.0180 GHz GATE: - IF BNDWDTH: MINIMUM
 WINDOW: -

-----CH1-----
 PARAMETER: S11
 NORMALIZATION: OFF
 REFERENCE PLANE: 1.2700 cm
 SMOOTHING: 0.0 PERCENT
 DELAY APERTURE: -

S11 FORWARD REFLECTION
 IMPEDANCE



CH 1 - S11
 REF. PLANE
 1.2700 cm

MARKER 5
 1.3960 GHz
 27.079 Ω
 30.892 jΩ

MARKER TO MAX
 MARKER TO MIN

- 1 1.5760 GHz
 17.107 Ω
 8.778 jΩ
- 2 1.5940 GHz
 14.031 Ω
 9.854 jΩ
- 3 1.5040 GHz
 31.694 Ω
 17.055 jΩ
- 4 1.7020 GHz
 6.302 Ω
 17.090 jΩ
- 6 1.5580 GHz
 21.144 Ω
 8.760 jΩ

Gráfica 22. Impedancia de Entrada.

360 NETWORK ANALYZER

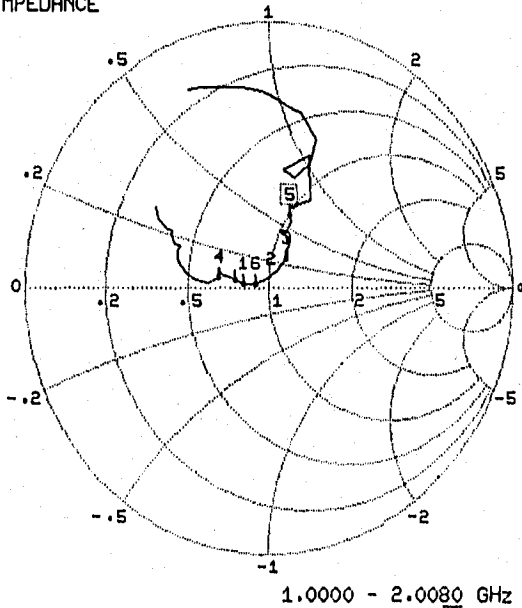
MODEL: DATE:
DEVICE ID: OPERATOR:

SWEEP DATA

START:	1.0000 GHz	GATE START:	-	ERROR CORR:	12 - TERM
STOP:	2.0080 GHz	GATE STOP:	-	AVERAGING:	1 PTS
STEP:	0.0180 GHz	GATE:	-	IF BNDWDTH:	MINIMUM
		WINDOW:	-		

-----CH4-----
 PARAMETER: S22
 NORMALIZATION: OFF
 REFERENCE PLANE: 1.2700 cm
 SMOOTHING: 0.0 PERCENT
 DELAY APERTURE: -

S22 REVERSE REFLECTION IMPEDANCE



CH 4 - S22
REF. PLANE
1.2700 cm

MARKER 5
1.3980 GHz
50.420 Ω
30.270 jΩ

MARKER TO MAX
MARKER TO MIN

- 1 1.5760 GHz
40.450 Ω
1.393 jΩ
- 2 1.5940 GHz
37.844 Ω
2.432 jΩ
- 3 1.5040 GHz
56.099 Ω
12.497 jΩ
- 4 1.7020 GHz
32.867 Ω
2.833 jΩ
- 6 1.5580 GHz
44.704 Ω
1.324 jΩ

Gráfica 23. Impedancia de Salida.

340 NETWORK ANALYZER

MODEL:
DEVICE ID:

DATE:
OPERATOR:

SWEEP DATA

START: 1.0000 GHz
STOP: 2.0080 GHz
STEP: 0.0180 GHz

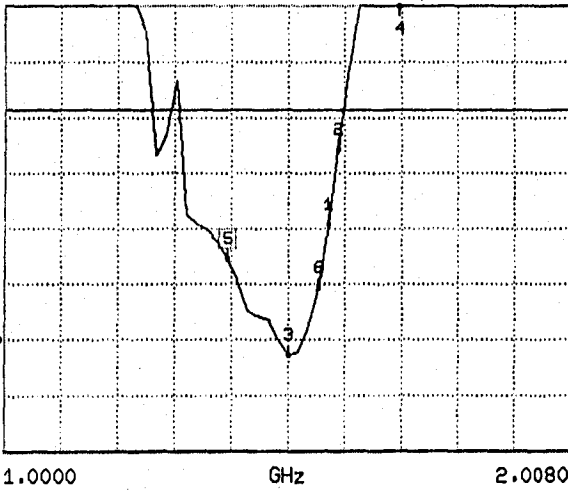
GATE START: -
GATE STOP: -
GATE: -
WINDOW: -

ERROR CORR: 12 - TERM
AVERAGING: 1 PTS
IF BNDWDTH: MINIMUM

-----CH1-----
PARAMETER: S11
NORMALIZATION: OFF
REFERENCE PLANE: 1.2700 cm
SMOOTHING: 0.0 PERCENT
DELAY APERTURE: -

S11 FORWARD REFLECTION

SWR REF=2.000U 500.000mU/DIV



CH 1 - S11
REF. PLANE
1.2700 cm

MARKER 5
1.3960 GHz
2.731 U

MARKER TO MAX
MARKER TO MIN

- 1 1.5760 GHz
3.031 U
- 2 1.5940 GHz
3.717 U
- 3 1.5040 GHz
1.859 U
- 4 1.7020 GHz
8.824 U
- 6 1.5580 GHz
2.467 U

Gráfica 24. ROE de Entrada.

160 NETWORK ANALYZER

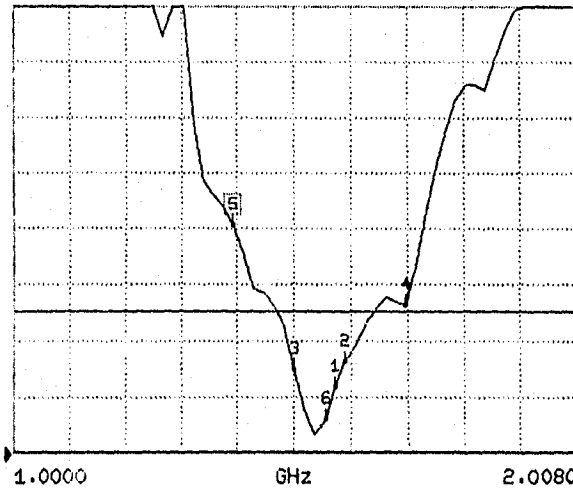
MODEL: DATE:
DEVICE ID: OPERATOR:

SWEEP DATA		GATE START:	-	ERROR CORR:	12 - TERM
START:	1.0000 GHz	GATE STOP:	-	AVERAGING:	1 PTS
STOP:	2.0080 GHz	GATE:	-	IF BNDWDTH:	MINIMUM
STEP:	0.0180 GHz	WINDOW:	-		

-----CH4-----
 PARAMETER: S22
 NORMALIZATION: OFF
 REFERENCE PLANE: 1.2700 cm
 SMOOTHING: 0.0 PERCENT
 DELAY APERTURE: -

S22 REVERSE REFLECTION

SWR REF=1.000U 200.000mU/DIV



CH 4 - S22
REF. PLANE
1.2700 cm

MARKER 5
1.3960 GHz
1.812 U

MARKER TO MAX
MARKER TO MIN

- 1 1.5760 GHz
1.239 U
- 2 1.5940 GHz
1.329 U
- 3 1.5040 GHz
1.301 U
- 4 1.7020 GHz
1.529 U
- 6 1.5580 GHz
1.122 U

Gráfica 25. ROE de Salida.

El proceso para la construcción de un amplificador de bajo ruido, es algo laborioso y tedioso, pero eficaz para cumplir con las necesidades que se requieren, para algún sistema de comunicaciones en particular.

Comparando los resultados experimentales con los teóricos, nos damos cuenta de que son muy similares. A continuación se muestra una tabla comparativa de los resultados teóricos con los prácticos :

PARAMETRO	RESULTADO TEORICO	RESULTADO EXPERIMENTAL
GANANCIA (dB)	28.13	25.54
IMPEDANCIA DE ENTRADA (Ω)	$38.62 + j 11.95$	$17.11 + j 8.78$
IMPEDANCIA DE SALIDA (Ω)	$46.05 + j 2.74$	$40.45 + j 1.39$
ROE DE ENTRADA	1.432	3.03
ROE DE SALIDA	1.105	1.24

Comparando los resultados de la tabla anterior, se realizó el siguiente análisis con los parámetros de mayor importancia :

La Ganancia. Esta es aceptable, ya que si vemos las tablas características de los transistores, la ganancia mínima de estos, son de 12dB (FET) y de 13dB (SRT).

El ROE de Entrada. Obtuvimos una pérdida de potencia del 25%, esto debido a la onda reflejada en la entrada, que es un valor casi insignificante.

El ROE de Salida. Este nos indica que casi no tenemos reflexión en la salida.

La Impedancia de Salida. Esta debe de ser alrededor 41 Ω , ya que el receptor tiene esta impedancia de entrada, y nos dio 40 Ω , que muy próximo al valor requerido.

Desafortunadamente, no contamos con equipo para medir los ruidos generados por el amplificador. Lo que se hizo, fué probarlo con un receptor que ya está construido. El resultado que se obtuvo, fue que tiene una relación señal a ruido de 18.5dB, en la salida de todo el sistema GPS, lo cual es muy aceptable para que el receptor pueda procesar la señal.

¹ El valor de la razón señal a ruido, utilizando el amplificador original del receptor, fue de 14dB, lo cual es menor al que se obtuvo con el que construimos.

BIBLIOGRAFIA :

- 1.- MICROWAVES ENGINEERING
DAVID M. POZAR
EDDISON-NESLEY PUBLISHING COMPANY, 1990
- 2.- MICROWAVE DEVICES AND CIRCUITS
SAMUEL Y. LIAG
PRINTECE-HALL, 3rd. EDITION, 1990
- 3.- ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS Y SISTEMAS RADIANTES.
EDWARD C. JORDAN, KEITH S. BALMAIN
PARANINFO, 1990 3a. EDICION.
- 4.- COMMUNICATIONS COMPONENTS
GaAs AND SILICON PRODUCTS
DESIGNER'S CATALOG
HEWLETT PACKARD
- 5.- GEC PLESSEY SEMICONDUCTORS
GLOBAL POSITIONING RECEIVER FRONT END
APRIL 1994
- 6.- AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO CON LA ENTRADA ACOPLADA
K. C. SUNDUCHKOV, V.V. GALITZIN, A.P. TUZCHKO
RADIOTECNIA, 1990 No. 10
- 7.- MODEL 360B VECTOR NETWORK ANALYZER SYSTEM
OPERATION MANUAL
WILTRON

- 8.- ELECTRONICS IN COMMUNICATION
SOL LAPATINE
JHON WILEY & SONS, 2d. EDITION 1986
- 9.- ELECTRONICS COMMUNICATIONS SYSTEMS
GEORGE KENNEDY
MCGRAW-HILL, SECOND EDITION.1977
- 10.- DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS EN REGIMEN LINEAL
JOSE LUIS MEDINA MONROY
CICESE, ENSENADA B.C., MEXICO 1985
- 11.- MANUAL PARA INGENIEROS Y TECNICOS EN ELECTRONICA
MILTROS KAUFMAN, ARTHUR H. SEIDAMN
MCGRAW-HILL, 1979
- 12.- ELECTRONICS COMMUNICATIONS SYSTEMS
FUNDAMENTALS THOUGH ADVANCED
WAYNE TOMASI
PRINTECE-HALL, 1986
- 13.- DESIGN OF MICROWAVES AMPLIFIERS AND OSCILATORS BY THE S
PARAMETER METHOD
VENDELIN G. D.
JOHN WILEY & SONS, 1981
- 14.- HIGH FREQUENCY AMPLIFIERS.
CARSON R. S.
JOHN WILEY & SONS, 2d. EDITION, 1985

15.- MICROWAVES JOURNAL, September 1994

GLOBAL POSITIONING SYSTEM RECEIVERS

Vol. 37, No. 9, pgs. 66-71.

16.- NAVEGACION POR SATELITE

JHON H. PAINTER

Texas A&M University

College Station, Texas