

24/127



Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE RADIOFRECUENCIA EN LA BANDA DE VHF

T E S I S

Que para obtener el título de:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P r e s e n t a :

Santos Elpidio Templos Carbajal

México, D. F.

1981



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.

	INTRODUCCION	1
1.	ANTECEDENTES	3
1.1	<i>Problemas de interferencia encontrados durante la operación de SISMEM</i>	6
2.	CONSIDERACIONES GENERALES DE DISEÑO	7
2.1	<i>Descripción general y procedimiento de diseño de un amplificador de potencia de RF</i>	7
2.1.1	<i>Selección del transistor</i>	9
2.1.1.a	<i>Valores nominales máximos</i>	10
2.1.1.b	<i>Características de señal grande para las impedancias de entrada y salida</i>	10
2.1.1.c	<i>Producto ganancia-ancho de banda (f_T)</i>	11
2.1.1.d	<i>Parámetros de operación</i>	12
2.1.2	<i>Definición de la clase de operación</i>	12
2.1.3	<i>Requisitos de acoplamiento que deben satisfacerse</i>	14
2.1.4	<i>Determinación de las impedancias de entrada y salida de señal grande para las condiciones de operación del transistor</i>	14
2.1.4.1	<i>Obtención de la resistencia de carga del colector</i>	16
2.1.5	<i>Selección y síntesis de las redes de acoplamiento</i>	18
2.1.5.1	<i>Selección</i>	18
2.1.5.2	<i>Síntesis</i>	19
3.	DISEÑO DEL AMPLIFICADOR	24
3.1	<i>Cálculo de la atenuación en el espacio libre e intensidad de campo para los radio enlaces considerados</i>	24
3.2	<i>Definición de características</i>	29

3.3	<i>Diseño</i>	30
3.3.1	<i>Selección del transistor</i>	30
3.3.2	<i>Descripción de los circuitos</i>	32
3.3.2.1	<i>Red de polarización y desacoplamiento</i>	32
3.3.2.2	<i>Red de acoplamiento a la entrada</i>	34
3.3.2.3	<i>Red de acoplamiento a la salida</i>	38
4.	CONSTRUCCION DEL AMPLIFICADOR	44
4.1	<i>Características generales</i>	44
4.2	<i>Características de las componentes</i>	45
4.3	<i>Características de instalación de las componentes en la tarjeta del circuito impreso</i>	47
4.4	<i>Características de montaje de la tarjeta del circuito impreso en el chasis</i>	48
4.5	<i>Características del disipador</i>	51
5.	ALINEACION, PRUEBAS Y RESULTADOS	53
5.1	<i>Alineación</i>	53
5.2	<i>Pruebas</i>	57
5.3	<i>Resultados</i>	57
6.	CONCLUSIONES	62
7.	BIBLIOGRAFIA	63
	APENDICE A. TABLAS PARA EL DISEÑO DE REDES DE ACOPLAMIENTO	66
	APENDICE B. CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR DE POTENCIA DE RF 2N5590	76
	APENDICE C. SELECCION Y DISEÑO DE COMPONENTES REALES	81
	APENDICE D. DISEÑO TERMICO	90

INTRODUCCION

El Sistema de Información Sismotelemétrica de México (SISMEX) utiliza varios radio enlaces para transmitir la información sísmica que capta en sus estaciones de campo hasta un puesto central de registro (PCR). Los radio transmisores empleados son de muy baja potencia (0.5 W) con objeto de mantener al mínimo el consumo de energía que en algunas estaciones es proporcionada por celdas solares y baterías. De las experiencias obtenidas en la operación de la red se vió la conveniencia de aumentar la potencia de los radio transmisores localizados en estaciones donde se dispone de energía eléctrica comercial, con el fin de mejorar la relación señal a ruido de la información recibida y reducir la posibilidad y los efectos ocasionados por las interferencias de otros usuarios.

Debido a lo anterior, se decidió utilizar un amplificador de potencia de RF, objeto del presente trabajo, que fuese compatible con las condiciones bajo las cuales operan los transmisores.

Con base en el análisis y definición de los requisitos que el amplificador debe satisfacer se diseñó, construyó y probó un prototipo.

El contenido de este trabajo describe la manera en que se llevó a cabo cada una de las etapas mencionadas en el párrafo anterior.

La realización del trabajo fue posible gracias a las facilidades brindadas por la Coordinación de Instrumentación del Instituto de Ingeniería, UNAM, y al apoyo recibido, de alguna u otra forma, por parte de las siguientes personas: Horacio Mijares A., Marcos Moreno V., David Muriá V., y Alberto Templos C., a quienes expresa su agradecimiento.

De manera especial agradezco al Ing. Gerardo Legaria M., su supervisión y colaboración en el desarrollo del proyecto, así como en la revisión de la versión final de la parte escrita que constituye este trabajo.

S. ELPIDIO TEMPLOS CARBAJAL

1. ANTECEDENTES

"En septiembre de 1973 el Instituto de Ingeniería, - UNAM, inició la operación de un sistema de registro sísmico centralizado mediante enlaces telemétricos.

Actualmente, las estaciones de campo del Sistema de - Información Sismotelemétrica de México (SISMEX) están compendidas en una superficie triangular, cuyos vértices se localizan - en sitios próximos a Tonantzintla, Pue; Iguala, Gro. y Tepozo--tlán, Méx. Las ciudades de México y Puebla, así como las áreas urbanas del Estado de México, vecinas al Distrito Federal, se - encuentran incluidas en dicha superficie (fig 1).

La actividad sísmica, que detectan permanentemente los instrumentos de las estaciones, se modula en frecuencia, se multiplexa y transmite por cable (similar a una línea telefónica) o radioenlace, en la banda de muy alta frecuencia (VHF), al puesto central de registro (PCR) en las instalaciones de SISMEX en Ciudad Universitaria, donde se registran en tiempo real, mediante grabadoras de cinta magnética y graficadores de tambor, si--multáneamente con señales precisas del código de tiempo recibi-

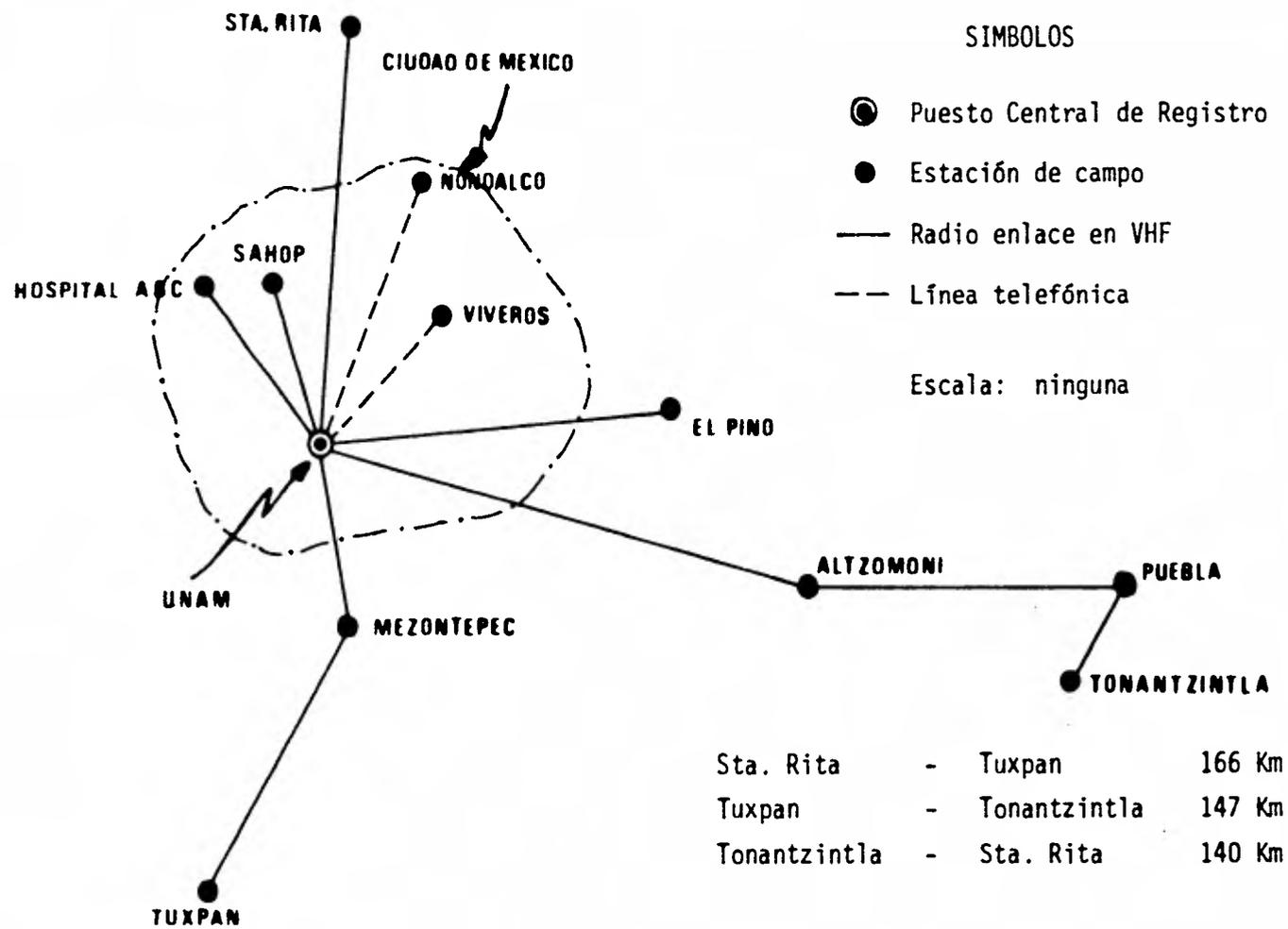


Fig 1 Distribución de las estaciones de campo de SISMEX.

do en las frecuencias que transmite la estación WWV (transmisora del patrón de tiempo del National Bureau of Standards, Boulder, Colorado), mediante el cual se localizan los eventos acelerométricos en los archivos de cinta magnética para su estudio.. (ref. 1)".

Los radio enlaces de la red operan en la banda de muy-alta frecuencia (VHF) en el rango de 150 a 175 MHz, con equipo de radiocomunicación de la marca CIR, modelos TFM150 (transmisor) y RFM150 (receptor), diseñados específicamente para usarse en aplicaciones de telemetría.

Sus características principales se dan a continuación.

TRASMISOR TFM 150

Estabilidad en frecuencia	+ 0.002% (Nominal)
Modulación FM.	+ 5 KHz para 1 VRMS @ 1000Hz
Impedancia (entrada de audio)	10K Ω nominal
Impedancia de la antena	50 Ω
Voltaje de alimentación	12 VCD \pm 10%
Corriente de alimentación	150 mA (máximo)
Potencia de salida	500 mW
Entrada de audio	200-4000 Hz @ \pm 3dB

RECEPTOR RFM 150

Espacio mínimo entre los canales	25 KHz
Selectividad	>60 dB con los canales adyacentes.
Sensibilidad	< 1 μ V para 20 dB de silenciamiento.
Modulación permitida	+ 5 KHz
Nivel de audio	1 VRMS
Impedancia de salida	<100 ohms
Impedancia de la antena	50 ohms
Zumbido y ruido	> - 40 dB
Voltaje de alimentación	12 VCD \pm 10%
Corriente de alimentación	60mA máximo.

Las antenas empleadas son marca Scala tipo yagi de cinco elementos y ganancia de nueve decibeles.

1.1 Problemas de interferencia encontrados durante la operación de SISMEM.

Debido a que los transmisores que se emplean en SISMEM--son de baja potencia (0.5W), se ha observado que la presencia de usuarios que operan con equipo de más potencia en frecuencias --cercanas a las empleadas en la red producen en ocasiones interfe_rencias a las señales sísmicas.

Con el objeto de reducir en lo posible las interfe_rencias y mejorar la relación señal ruido de las señales recibidas, especialmente en los enlaces más largos, se decidió construir un amplificador de potencia de RF que permita aumentar la potencia de transmisión al simplemente intercalarlo entre el transmisor y--la antena. Por esta razón el amplificador deberá de ser compatible con las condiciones de operación actuales, como son: alimentación a partir de acumuladores, operación continua, impedancias del transmisor y antena, etc.

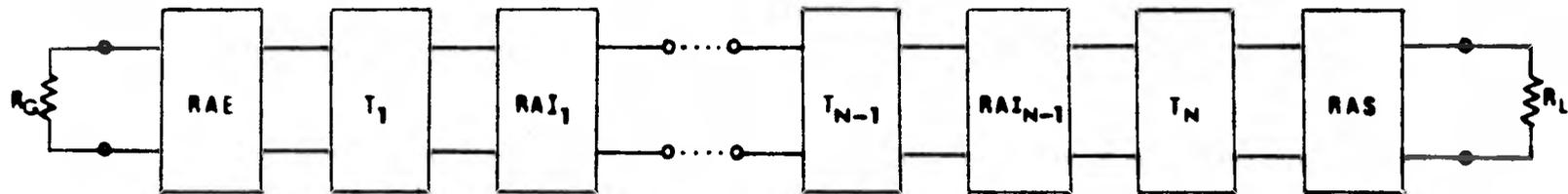
2. CONSIDERACIONES GENERALES DE DISEÑO

Para el diseño de un amplificador de potencia de RF -- es necesario tomar en cuenta diversas consideraciones que permitan cumplir con los requerimientos impuestos por las condiciones de operación y la aplicación que se intenta darle. En este capítulo se analizan en forma general estas consideraciones.

2.1 *Descripción general y procedimiento de diseño de un amplificador de potencia de RF*

Un amplificador de potencia de RF es un convertidor de potencia de corriente directa a potencia de RF. Está constituido por transistores de potencia de RF y por redes de acoplamiento a la entrada y a la salida de cada transistor (fig 2).

Las redes de acoplamiento llevan a cabo dos funciones importantes en el amplificador de potencia de RF. La primera es transformar los niveles de impedancia a la entrada, salida y etapas intermedias, según convenga para lograr la máxima transferencia de potencia; la segunda es proporcionar la discriminación de frecuencias por medio del factor de calidad (Q) del cir



DONDE:

T_n transistor de potencia de RF enésimo.

RAE red de acoplamiento a la entrada.

RAI_n red de acoplamiento interetapa enésima.

RAS red de acoplamiento a la salida.

Fig 2 Diagrama de bloques de un amplificador de potencia de RF con 'n' etapas.

cuito resonante, para evitar la presencia de componentes de frecuencia indeseadas a la salida, con lo que se logra la pureza - espectral y la máxima eficiencia.

De acuerdo con lo anterior, vemos que en el diseño de un amplificador de potencia de RF es fundamental seleccionar el transistor adecuado, así como las redes de acoplamiento a la entrada y a la salida del mismo.

Por lo tanto, el procedimiento de diseño puede descomponerse en los siguientes pasos:

1. Seleccionar el transistor que satisfaga los requisitos de operación.
2. Definir la clase de operación más conveniente para el transistor.
3. Establecer los requisitos de acoplamiento que deben satisfacerse.
4. Determinar las impedancias de entrada y salida de señal grande del transistor para las condiciones de operación.
5. Seleccionar la configuración adecuada para las redes de acoplamiento y proceder a su síntesis.

2.1.1 Selección del transistor

Al seleccionar el transistor, es necesario considerar los siguientes datos proporcionados por el fabricante:

- a. Valores nominales máximos.
- b. Características de señal grande para las impedancias de entrada y salida.

- c. Figura de mérito (f_T) conocida como producto ganancia-ancho de banda.
- d. Parámetros de operación tales como: potencia de salida, ganancia de potencia, eficiencia, ancho de banda y capacidad para soportar desacoplamiento de la carga.

2.1.1.a Valores nominales máximos

Puesto que todos los dispositivos de estado sólido sufren daños cuando su temperatura aumenta más allá de un valor límite, los valores nominales especificados que el transistor puede soportar sin dañarse normalmente son: voltajes y corrientes máximos, temperaturas de operación y almacenamiento máxima y mínima respectivamente, así como disipación máxima de potencia.

2.1.1.b Características de señal grande para las impedancias de entrada y salida

Las técnicas utilizadas en el diseño de amplificadores de RF de señal-pequeña, basadas en el uso de parámetros de dos puertos y de algún circuito equivalente para el transistor, --- aplicadas al diseño de amplificadores de potencia de RF dió resultados pobres. Por lo que a mediados de los 60's se introdujo el diseño de amplificadores de estado sólido basado en el uso de impedancias de entrada y salida de señal-grande para el transistor. Los términos "impedancia de entrada de señal grande" e "impedancia de salida de señal grande" se refieren a las impedancias presentes en las terminales del transistor cuando éste se opera en un amplificador acoplado, al voltaje de CD y nivel de potencia de RF deseados a la salida.

"Acoplado" se define como la condición en la que las redes de entrada y salida del amplificador de prueba proporcionan un acoplamiento conjugado al transistor, de tal forma --

que las impedancias a la entrada y a la salida del amplificador son $50 + j 0$ ohms.

Los parámetros de señal grande del transistor difieren de los de señal pequeña debido a que cambian de valor con los niveles de potencia y a que las componentes de frecuencias armónicas presentes en un amplificador de potencia de RF, se deben considerar además de la componente senoidal a la frecuencia fundamental de un amplificador de señal-pequeña.

2.1.1.c Producto ganancia-ancho de banda (f_T)

El producto ganancia-ancho de banda f_T , es el término que se emplea generalmente para indicar la capacidad en alta frecuencia de un transistor y se define como la frecuencia a la cual la β , ganancia de corriente de base a colector, disminuye a la unidad; es decir, cuando la ganancia es igual a 0 dB (fig 3). Una f_T alta es característica de un buen transistor de RF.

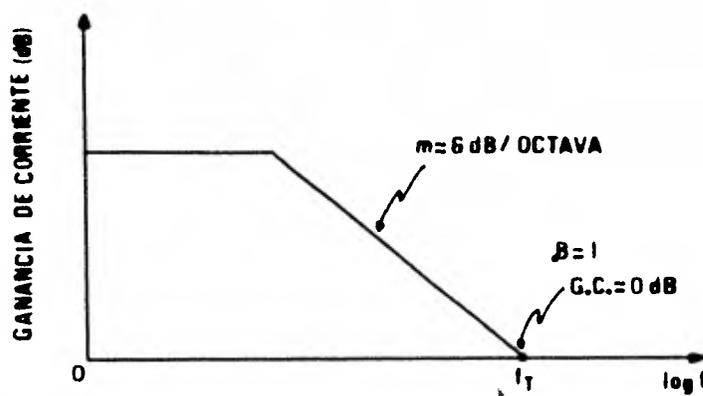


Fig 3 Frecuencia de corte f_T .

2.1.1.d Parámetros de operación

Los parámetros de operación especificados por el fabricante para un transistor son los parámetros medidos durante el funcionamiento de un circuito de prueba en el que este tipo de transistor se utilizó. La información proporcionada por estos parámetros es de interés práctico y de uso directo para el diseñador.

Es conveniente señalar que la capacidad del transistor para proporcionar la ganancia de potencia, desarrollar la potencia de salida, funcionar eficientemente en un circuito y operar sobre anchos de banda considerables, es función directa de la capacidad en alta-frecuencia del dispositivo, es decir, de f_T .

Las consideraciones anteriores para seleccionar un transistor son importantes debido a que por su complejidad los fabricantes no proporcionan todas las características que afectan su funcionamiento en alta frecuencia, lo que hacen es especificar las características del transistor funcionando en un amplificador de RF específico de prueba. Esta información es muy útil cuando el transistor se va a operar en condiciones similares a las del circuito de prueba, pero es difícil de aplicar si el transistor se usa en condiciones muy diferentes. Algunos fabricantes especifican las características de funcionamiento del transistor en función de la frecuencia, lo cual ayuda en parte a resolver estos problemas; sin embargo, siempre que sea posible, es recomendable emplear transistores cuyos parámetros de operación se especifiquen a o cerca de las condiciones de operación del circuito que se desea implementar.

2.1.2 Definición de la clase de operación

Al seleccionar la clase de operación para el amplificador de potencia de RF debe considerarse el tipo de servicio y las características de funcionamiento deseadas para el mismo.

CLASE	LINEALIDAD	GANANCIA DE POTENCIA	MAXIMA EFICIENCIA		CONSUMO EN STANDBY	DISIPACION TERMICA	CUIDADO PARA ASEGURARLA - ESTABILIDAD - TERMICA	POTENCIA DE EXCITACION	ANGULO DE CONDUCCION
			TEORICA	PRACTICA					
A	EXTREMADAMENTE BUENA	CONSIDERABLEMENTE - MAYOR QUE - PARA CLASE B O C	50%	20 a 30%	CONSIDERABLE	ALTA	EXTREMO	CONSIDERABLEMENTE - MENOR QUE - PARA OPERACION EN - CLASE C	360°
AB	MUY BUENA	ALTA	50% a 78.5%	30 a 60%		ALTA			180° < θ < 360°
B	BUENA	MEDIANA	78.5%	60 a 70%	MODERADO	MODERADA	POCO	180°	
C	MALA	MENOR QUE LAS OTRAS	100%	65 a 85%	CASI NULO	BAJA	NO SIGNIFICATIVO	MAYOR	< 180°

TABLA 1 CARACTERISTICAS SOBRESALIENTES PARA LAS DIFERENTES CLASES DE OPERACION.

Como ayuda para la selección, en la Tabla 1 se proporciona una comparación cualitativa de los aspectos más importantes que intervienen en el funcionamiento de un amplificador para las diferentes clases de operación.

2.1.3 *Requisitos de acoplamiento que deben satisfacerse*

El comportamiento óptimo de un amplificador de potencia de RF se obtiene solamente si a las terminales del colector y la base del transistor se les termina con la impedancia adecuada. La red de entrada generalmente acopla una fuente de 50 ohms a la impedancia base-emisor del transistor que es relativamente baja (aproximadamente 1 a 10 ohms de resistencia y alguna reactancia en serie). La red de salida debe acoplar la componente resistiva y la reactancia de salida del transistor a una impedancia de carga que también frecuentemente es 50 ohms. En la mayoría de los casos, la red de salida también actúa como un filtro para rechazar las componentes de frecuencia indeseadas que pudieran estar presentes, incrementando de esa forma la eficiencia del colector.

2.1.4 *Determinación de las impedancias de entrada y salida de señal grande para las condiciones de operación del transistor*

Esta información se obtiene de las hojas de datos del dispositivo que proporciona el fabricante y viene en forma de resistencia y reactancia (capacitiva o inductiva) equivalente en paralelo o en serie. El valor se lee de una curva obtenida para el dispositivo en función de la frecuencia, con un nivel de potencia a la salida y de alimentación especificados por el fabricante (fig 4).

En este caso, 'a' sería el valor equivalente (serie o paralelo, según se especifique en la curva) que tendría R_{IN} , C_{IN} o C_{OUT} (según la curva de que se trate) a la frecuencia f_1 ,

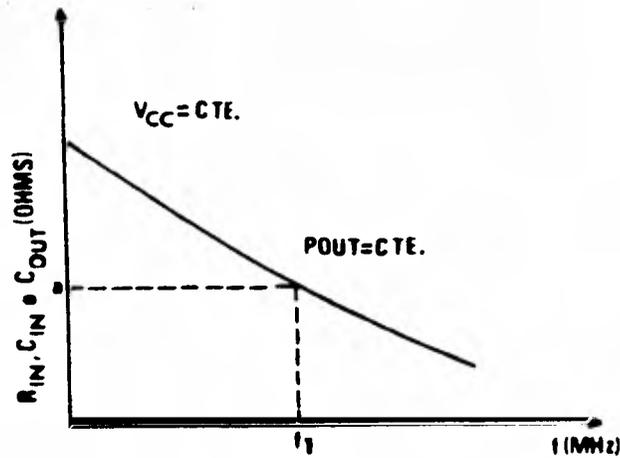
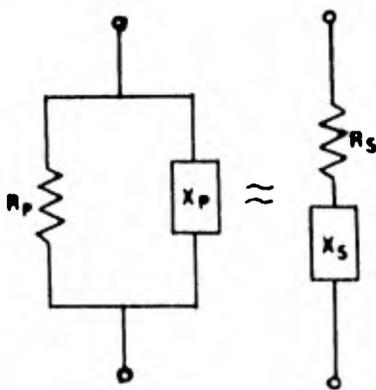


Fig 4 Representación de la forma en que R_{IN}, C_{IN} y C_{OUT} son proporcionados por el fabricante.



$$R_p = R_s \left[1 + \left(\frac{X_s}{R_s} \right)^2 \right], \quad X_p = \frac{R_p R_s}{X_s}$$

$$R_s = \frac{R_p}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p} \right)^2}, \quad X_s = \frac{R_s R_p}{X_p}$$

Fig 5 Conversión de impedancias equivalentes en serie a paralelo y viceversa.

para POUT y VCC especificados.

Puesto que por lo general de las hojas de datos sólo - podrá leerse la capacitancia equivalente a la salida, la manera en que se obtiene la resistencia de carga presentada al colector se describirá posteriormente.

Los valores que se van a leer de las hojas de datos - pueden venir presentados también en forma de impedancia equivalente en serie, graficada en la Carta de Smith. En este caso, - sí se proporciona completa la impedancia compleja de salida. Es te tipo de presentación es muy común para transistores de potencia de UHF, en donde se emplea ampliamente la Carta de Smith para la síntesis de redes "microstrip".

Puesto que los datos pueden venir presentados en forma de impedancia equivalente en paralelo o en serie, se debe tener cuidado de considerarlos adecuadamente al utilizarlos. Para lo cual, puede ser necesario recurrir a las fórmulas que se dan en la fig 5 para convertir impedancias equivalentes en serie a -- paralelo y viceversa.

2.1.4.1 *Obtención de la resistencia de carga del colector*

Como ya se mencionó, los datos de impedancias de señal grande para HF y VHF se publican en la mayoría de los casos sin incluir la información relativa a la resistencia de carga del colector, esto se debe a que puede calcularse con relativa facilidad. El procedimiento seguido para obtener dicha resistencia se menciona a continuación.

Haciendo algunas consideraciones simplificadoras, el voltaje teórico en el colector de un amplificador de potencia con una red de salida sintonizada es una senoide con excursión máxima de cero a $2V_{CC}$, en donde V_{CC} es el voltaje de alimentación de corriente directa en el colector. Dichas consideracio-

nes son:

- a. Que el voltaje colector-emisor de saturación ($V_{CE(SAT)}$) es igual a cero.
- b. Que la red de salida tiene un Q cargado suficiente para producir un voltaje senoidal independientemente del ángulo de conducción del transistor.
- c. Que la caída de voltaje en el sistema de alimentación de corriente directa al colector es cero.
- d. Que la impedancia de carga del colector es cero para todas las armónicas de la frecuencia de operación.

Obviamente ninguna de las suposiciones anteriores es totalmente verdadera, las mayores discrepancias se encuentran probablemente en las suposiciones a y d; sin embargo, las consideraciones son lo suficientemente aproximadas para dar buenos resultados.

De acuerdo con lo anterior, la resistencia de carga -- equivalente en paralelo del colector, R'_L , es función de la potencia de RF a la salida y de VCC únicamente, es decir.

$$R'_L = \frac{(VCC)^2}{2PS} \quad (1)$$

donde:

PS potencia de RF a la salida, en Watts.

VCC voltaje de alimentación, en Volts.

Independientemente de las suposiciones requeridas, la experiencia con amplificadores de potencia de componentes concentradas para HF y VHF, con voltajes de alimentación de 7 a 30 VCD y niveles de potencia a la salida de unas cuantas décimas de watt hasta 300 watts, han probado que el uso de la fórmula --

para calcular R'_L da buenos resultados. Esto quiere decir - que las redes de componentes concentradas utilizadas generalmente para HF y VHF, tienen un rango de acoplamiento y sintonía suficiente para compensar los errores asociados con la fórmula para calcular R'_L .

Por supuesto que si $V_{CE(SAT)}$ del transistor se conoce de antemano para la frecuencia de operación al igual que la excursión de corriente del colector, la ecuación anterior se modifica, quedando:

$$R'_L = \frac{(V_{CC} - V_{CE(SAT)})^2}{2P_S} \quad (1')$$

2.1.5 Selección y síntesis de las redes de acoplamiento

2.1.5.1 Selección

Tanto el acoplamiento adecuado para lograr la máxima transferencia de potencia, como la supresión de armónicas para obtener el funcionamiento óptimo del circuito y la pureza espectral, son características muy importantes que hay que cumplir. Por lo cual, para seleccionar y diseñar adecuadamente la red de acoplamiento, es necesario tomar en cuenta el ancho de banda, la capacidad para lograr el acoplamiento requerido, las pérdidas por inserción, el Q cargado y la atenuación de armónicas.

Respecto a la supresión de armónicas, es conveniente aclarar que en un amplificador de potencia de RF Clase C, los transistores generan una gran cantidad de armónicas debido a las grandes excursiones dinámicas de voltaje y corriente; esto es ocasionado en primer lugar por la no linealidad en la característica de transferencia del transistor. Debido a lo anterior, la red de acoplamiento escogida deberá presentar una impedancia relativamente alta a las corrientes armónicas para disminuir su amplitud, y una baja impedancia a la corriente fundamental, con lo cual se minimiza la corriente que circula en el --

colector, se reduce la disipación de potencia y se aumenta la eficiencia a la salida.

Existe un número infinito de configuraciones posibles para las redes de acoplamiento en alta frecuencia y aunque la elección depende del diseñador, frecuentemente es conveniente utilizar alguna configuración que resulte más ventajosa respecto a otras, desde el punto de vista de la obtención de valores prácticos de las componentes que emplea. Por esta razón se van a describir cuatro tipos de redes empleadas muy frecuentemente, con las cuales es posible resolver casi todos los problemas de acoplamiento. Cada red tiene sus limitaciones propias, por lo que si se obtienen valores imprácticos al utilizar una de ellas, es conveniente probar con alguna de las otras hasta encontrar los valores más adecuados. Las redes ya han sido resueltas por computadora; los resultados se dan tabulados en el Apéndice A para impedancias terminales de $50 + j 0$ ohms en uno de los puertos, caso en el que un generador o la carga se conectan al circuito. Cuando la terminación no es 50 ohms en cualquiera de los dos puertos, la solución puede obtenerse mediante el procedimiento matemático dado para cada red a continuación.

2.1.5.2 Síntesis

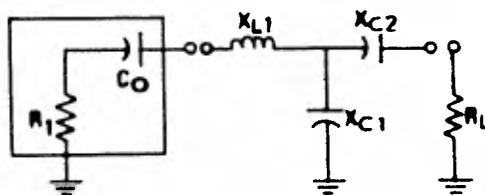
Los elementos que intervienen en el diseño de la red de acoplamiento son la impedancia de la fuente y la impedancia de carga que van a ser acopladas, las cuales deben conocerse de antemano (fig 6).

Dependiendo del tipo de red de acoplamiento de que se trate: entrada, interetapa o salida, las impedancias involucradas son: la del generador, la de entrada o salida del transistor y la de antena o carga, como se muestra en la fig 2.

Para las redes que se van a describir a continuación, el capacitor y la resistencia encerrados en el rectángulo repre



Fig 6 Representación general de las impedancias que intervienen en el diseño de una red de acoplamiento.



1. Se selecciona un Q_L

$$2. X_{L1} = Q_L R_1 + X_{C0}$$

$$3. X_{C2} = A R_L$$

$$4. X_{C1} = \frac{(B/A)(B/Q)}{(B/A)-(B/Q)} = \frac{B}{Q-A}$$

$$\text{Donde: } A = \sqrt{\left[\frac{R_1(1+Q^2)}{R_L} \right] - 1} \quad , \quad B = R_1 (1+Q^2)$$

Fig 7 Configuración 1 y procedimiento matemático para resolverla.

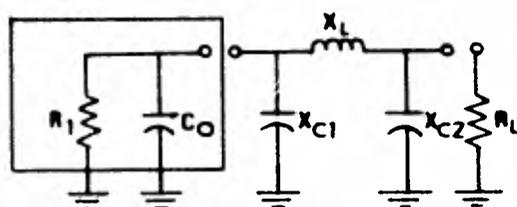
sentan las impedancias complejas de entrada o salida del transistor; en algunos casos se representan en serie y en otros en paralelo, dependiendo de la forma más adecuada para el cálculo de la red. Cuando la red termina en 50 ohms, su impedancia debe ser igual al conjugado de la impedancia encerrada en el rectángulo.

La configuración 1 (fig 7) es adecuada cuando la parte real en serie es menor de 50 ohms. En la Tabla A del Apéndice A, puede observarse que conforme la parte real en serie se aproxima a 50 ohms, la reactancia de C_1 se acerca a infinito. Puesto que la parte real en serie, tanto a la entrada como a la salida, de la mayoría de los transistores de potencia de RF normalmente es menor de 50 ohms, esta red de acoplamiento es aplicable en la mayoría de los casos. Cuando la carga es diferente a 50 ohms, es necesario utilizar las ecuaciones dadas en la fig 7. Debe notarse que X_{C_0} juega un papel importante en la solución de la red.

La segunda configuración es la red ' π ' paso-bajas --- (fig 8). En la tabla correspondiente dada en el Apéndice A, puede observarse que esta red es difícil de utilizar cuando R_1 es menor de 50 ohms, pues la inductancia de L se hace muy pequeña para ser práctica y C_1, C_2 se hacen muy grandes. Si a pesar de lo anterior se quiere emplear la red π para acoplar valores bajos de impedancia, se sugiere utilizar dos redes π en cascada, haciendo muy bajo el Q de la primera sección, con lo que los valores de las componentes serán más prácticos. En este caso, C_1 es igual a $C_1 - C_0$ debido a que están en paralelo.

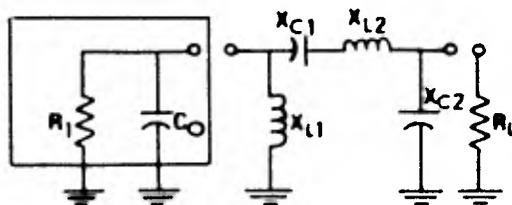
La tercera configuración se ha resuelto en dos formas - (fig 9); en ambas R_1 debe ser menor de 50 ohms. Los valores de las componentes obtenidos con esta configuración son los más --- prácticos, especialmente si R_1 tiene valores muy bajos.

La cuarta configuración es una red 'T' paso-bajas ---- (fig 10). Es quizá la más flexible de las cuatro, ya que es útil para valores de R_1 mayores o menores de 50 ohms, y tiene además



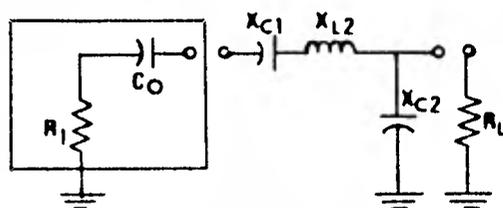
1. Se selecciona un Q_L
2. $X_{C1} = R_1/Q$
3. $X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_1/R_L}{(Q^2+1)-(R_1/R_L)}}$
4. $X_L = \frac{QR_1+(R_1R_L/X_{C2})}{Q^2+1}$

Fig 8 Red 'T' paso-bajas y procedimiento matemático para resolverla.



(a)

1. Se selecciona un Q_L
2. $X_{L1} = X_{C0}$
3. $X_{C1} = Q_L R_1$
4. $X_{C2} = R_L \sqrt{R_1/(R_L - R_1)}$
5. $X_{L2} = X_{C1} + (R_1 R_L / X_{C2})$

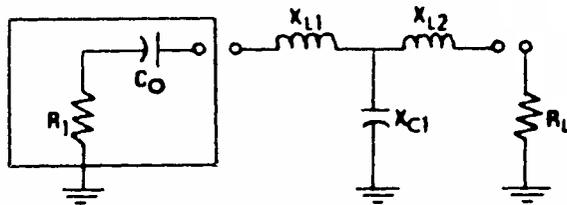


(b)

1. Se selecciona un Q_L
2. L_1 no se utiliza aquí.
3. $X_{C1} = Q_L R_1$
4. $X_{C2} = R_L \sqrt{R_1 / (R_L - R_1)}$
5. $X_{L2} = X_{C1} + (R_1 R_L / X_{C2}) + X_{C0}$

Fig 9 Configuraciones 3(a)-(b) y procedimiento matemático para resolverlas.

características excelentes para el rechazo de armónicas. Por esta razón, es particularmente útil en los circuitos de colector - de los transistores utilizados en amplificadores de potencia de RF.



1. Se selecciona un Q_L

$$2. X_{L1} = Q_L R_1 + X_{C0}$$

$$3. X_{L2} = R_L B$$

$$4. X_{C1} = \frac{(A/Q)(A/B)}{(A/Q)+(A/B)} = \frac{A}{Q+B}$$

$$\text{Donde: } A = R_1(1+Q^2) \quad , \quad B = \sqrt{(A/R_L)-1}$$

Fig 10 Red 'T' paso-bajas y procedimiento matemático para resolverla.

3. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

Después de definir las características con las que debe de cumplir el diseño del amplificador se describe el procedimiento seguido para obtener dichas características.

3.1 *Cálculo de la atenuación en el espacio libre e intensidad de campo para los radio enlaces considerados*

Con el propósito de estimar el nivel de potencia adecuado que el amplificador debe proporcionar, se calculó la intensidad de campo para las estaciones donde es más necesario aumentar la intensidad de las señales recibidas.

Las intensidades de campo se calcularon y graficaron -- para diferentes niveles de potencia, tomando en cuenta la atenuación en el espacio libre y la ganancia de las antenas en cada -- uno de los radio enlaces considerados.

Los radio enlaces que de acuerdo con su longitud sería-deseable que operaran con mayor potencia son los siguientes:

No	RADIO ENLACE	FRECUENCIA (MHz)	DISTANCIA (Km)
1	TUXPAN-MEZONTEPEC	172.650	95
2	PUEBLA-ALTZOMONI	156.450	50
3	ALTZOMONI-CU	172.650	63

Primeramente se calculó la atenuación en el espacio libre empleando la fórmula siguiente:

$$\alpha = 36.6 + 20 \log f + 20 \log d \quad (2)$$

donde:

f frecuencia del radio enlace, en Mhz.

d distancia del radio enlace, en millas.

α atenuación en el espacio libre, en dB

Por otro lado, la intensidad de campo en el receptor -- está dada por:

$$V = \sqrt{P_R Z} \quad (3)$$

y

$$P_R = P_T + G_T + G_R - \alpha \quad (4)$$

Donde:

P_R potencia recibida, en dBW

- P'_R potencia recibida, en Watts.
 Z impedancia de entrada al receptor, en Ohms.
 V intensidad de campo, en Volts.
 P_T potencia de transmisión, en dBW (relativa a 1W)
 G_T, G_R ganancia de la antena transmisora y receptora, --
 en dB
 α atenuación en el espacio libre, en dB.

En todos los casos:

$$Z = 50 \Omega$$

$$G_T = G_R = 9 \text{ dB}$$

$$P_T = 10 \log \frac{P_T \text{ (W)}}{1 \text{ (W)}}$$

En la Tabla 2 se agrupan los valores obtenidos para --
 0.5, 5 y 10 W de potencia, y en la fig 11 se presentan en forma-
 gráfica.

RADIO ENLACE	TUXPAN MEZONTEPEC	PUEBLA ALTZOMONI	ALTZOMONI CU
FRECUENCIA (MHz)	172.650	156.450	172.650
DISTANCIA (Km)	95	50	63
ATENUACION α (dB)	116.8	111.6	113.2
POTENCIA TRASMITIDA (W)	0.5	0.5	0.5
	5	5	5
	10	10	10
POTENCIA TRASMITIDA (dBW)	-3	-3	-3
	7	7	7
	10	10	10
POTENCIA RECIBIDA (dBW)	-101.8	-96.6	-98.2
	-91.8	-86.6	-88.2
	-88.8	-83.6	-85.2
POTENCIA RECIBIDA (10^{-12} W)	66.4	220.1	151.0
	664.2	2201.4	1510.3
	1328.4	4402.8	3020.6
INTENSIDAD DE CAMPO RECIBIDA (μ V)	57.6	104.9	86.9
	182.2	331.8	274.8
	257.7	469.2	388.6

TABLA 2 VALORES CALCULADOS PARA OBTENER LA INTENSIDAD DE CAMPO EMPLEANDO 0.5, 5 y 10 W.

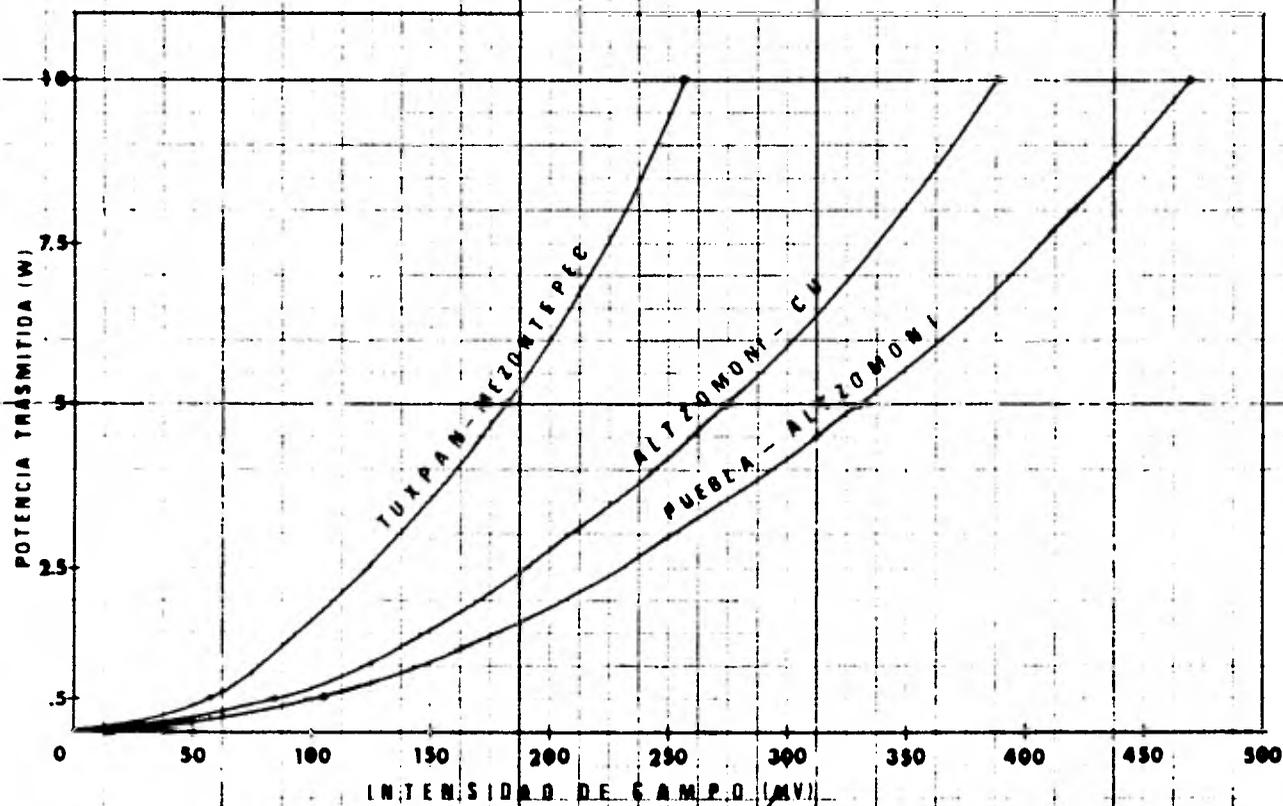


Fig 11 Curvas de potencia transmitida contra intensidad de campo a la entrada del receptor para los radio enlaces indicados.

3.2 Definición de características

De acuerdo con los valores de intensidad de campo calculados y tomando en cuenta las características del equipo usado, así como las condiciones de operación; se definieron las características que debe de tener el amplificador, siendo las siguientes.

- a. Voltaje de operación.- 12 VCD. El equipo de las estaciones de campo opera con acumuladores del tipo automotriz en flotación.
- b. Ciclo de trabajo.- 100%. El transmisor opera en forma continua.
- c. Frecuencias de operación.- 156.450 MHz y 172.650 MHz. Sin embargo es deseable que se pueda operar en la banda comprendida entre 152.425 MHz y 173.275 MHz sin necesidad de modificaciones, ya que en esta forma se abarcan las seis radio frecuencias de operación de la red.
- d. Impedancia de entrada y salida.- 50 ohms. Debe ser compatible con la impedancia de los radiotransmisores y las antenas empleadas.
- e. Potencia de entrada.- 0.5W. Corresponde a la potencia de salida nominal de los transmisores empleados.
- f. Potencia de salida.- 5W. Para definir este parámetro se tomaron en cuenta varios factores, tales como: tener consumos de corriente relativamente bajos; considerando que el equipo queda alimentado exclusivamente con acumuladores en caso de interrupción en el suministro de la energía comercial, se estimó que 1 A sería el consumo máximo permitido, con lo cual se asegura una autonomía de por lo menos un día. Tomando en cuenta que el equipo opera continuamente es deseable evitar usar potencias muy grandes ya que se re

queriría disipar mucho calor.

- g. Atenuación de armónicas.- Mayor de 40 dB respecto a la fundamental. Para evitar interferir a otros usuarios que operan en frecuencias cercanas es necesario evitar hasta donde sea posible el radiar señales espurias.

3.3 *Diseño*

Una vez establecidas las características principales -- que el amplificador debe tener, se dará una descripción del --- procedimiento seguido para lograr su realización.

3.3.1 *Selección del transistor*

Para el diseño del amplificador se escogió el transis-- tor 2N5590, que forma parte de los transistores de potencia de RF de señal grande, fabricados por motorola y optimizados para aplicaciones en VHF (130-175 MHz) donde se emplea FM y 12.5 - VCD de alimentación. La elección se hizo a partir de la curva de potencia de salida contra potencia de entrada de dicho tran-- sistor (fig 4, Apéndice B), en donde se puede ver que a 175-- MHz (donde la ganancia del transistor es mínima) y 12.5 VCD, - con 500mW de potencia a la entrada obtenemos aproximadamente -- 5 Watts a la salida, con lo que se logra que el amplificador -- conste de una sola etapa como se muestra en la fig 12.

El transistor viene en un paquete del tipo "stripline"-- montado en un tornillo de cobre, que es útil para disipar el ca-- lor y para el montaje mecánico. Sus terminales en forma de len-- güeta tienen baja inductancia para mejorar su capacidad en ban-- da amplia y facilitan su conexión a la tarjeta del circuito im-- preso; el emisor tiene dos lengüetas. Su construcción con emi-- sor balanceado aumenta el área segura de operación y proporcio-- na además un buen aislamiento entre el colector y la base debi-- do a la presencia de las dos terminales de emisor, siendo nece--

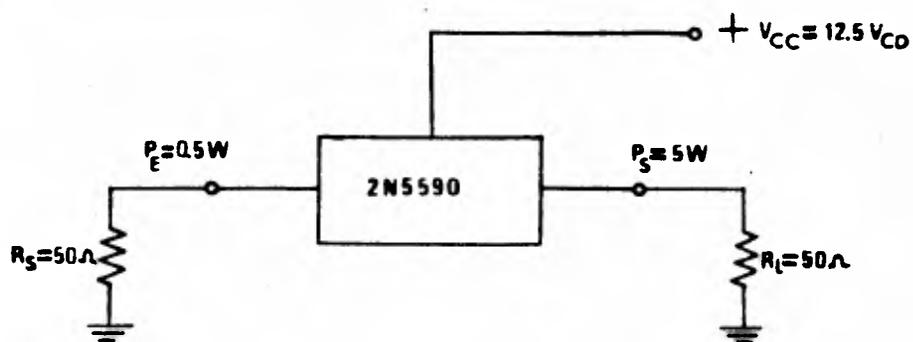


Fig 12 Diagrama de bloques del amplificador.

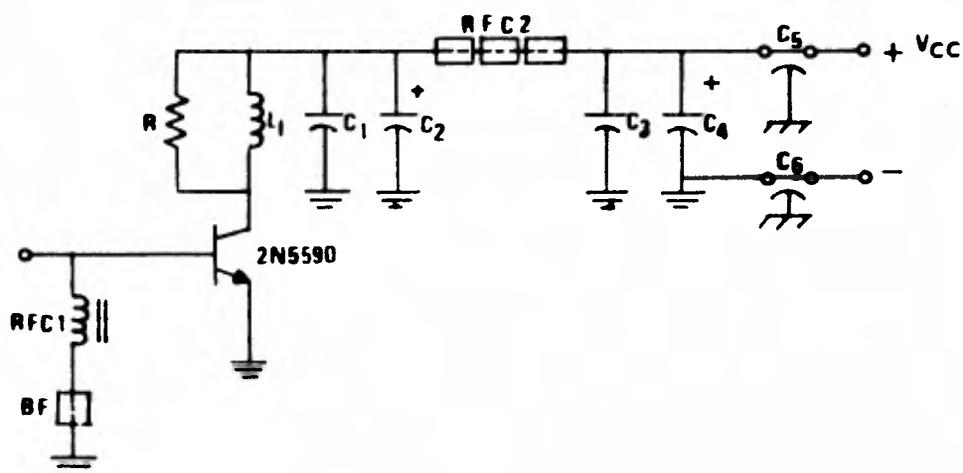


Fig 13 Red de polarización y desacoplamiento.

sario utilizar ambas para obtener el funcionamiento óptimo; está diseñado también para soportar condiciones de circuito abierto o corto en la carga. Operando en Clase C a 175 MHz, proporciona hasta 10 Watts de potencia a la salida (con una excitación aproximada de 1.7 Watts), tiene una ganancia mínima de -- 5.2 decibeles y una eficiencia del 50%.

Las características de operación del transistor, incluyendo las del paquete, se encuentran en las hojas de datos proporcionadas por el fabricante (Apéndice B).

3.3.2 Descripción de los circuitos

3.3.2.1 Red de polarización y desacoplamiento

Como los transmisores empleados en la red operan en frecuencia modulada y por consiguiente la linealidad del amplificador no es el factor principal, el transistor se polarizó para operación en Clase C con emisor común debido a su alta eficiencia, baja disipación y consumo en "standby" despreciable; lo -- cual resulta muy ventajoso en equipo alimentado por baterías. -- En la fig 13 se muestra la red de polarización y desacoplamiento utilizada.

Para la operación en Clase C la juntura base-emisor se polarizó en inversa de tal forma que la corriente de operación del colector fuese nula sin señal aplicada; esto se hizo conectando la base del transistor a tierra por medio de RFC1 y aplicando voltaje solamente en el colector (fig 13) independientemente del ángulo de conducción resultante.

El emisor se conectó directamente a tierra, cuidando -- que la longitud de su terminal de conexión fuese lo más corta -- posible para evitar la degeneración en la ganancia de la etapa.

El efecto de RFC1 en el acoplamiento de la red de entrada es despreciable; sin embargo, es importante para polarizar al transistor, pues el flujo de corriente directa a través de él determina en parte el punto de operación del mismo; además proporciona la trayectoria a tierra para la corriente de fuga colector-base y establece el voltaje de ruptura del colector. Su resistencia de corriente directa es baja, pues de lo contrario el voltaje de ruptura del colector sería menor y el transistor podría destruirse; para calcularlo se toma en cuenta que su impedancia total debe ser varias veces mayor que la impedancia de entrada del transistor. Puesto que el Q del choke debe ser menor de 5 para disminuir la posibilidad de oscilaciones parásitas en baja frecuencia, se insertó un "bead" de ferrita de bajo Q en la terminal que va a tierra.

La red de desacoplamiento de la fuente de alimentación está compuesta por RFC2, que es un choke hecho con tres "beads" de ferrita de bajo Q insertados en un alambre; otro choke formado por L en paralelo con R y los capacitores de bypass C1, C2, C3, C4, C5 y C6. Con esto, se evita adecuadamente la tendencia a las oscilaciones de alto nivel en frecuencias más bajas (donde la ganancia del transistor es mayor) que podrían ser ocasionadas por las terminales de la fuente de alimentación, y además se impide la circulación de RF hacia la fuente.

El choke del colector, formado por L y R, además de permitir el paso de corriente de la fuente al transistor y que el voltaje del colector excursione hasta casi dos veces el voltaje de la fuente, forma parte también de la red acoplamiento a la salida.

La impedancia de los chokes del colector debe ser varias veces mayor que la impedancia de entrada a la red. El Q debe ser también menor de 5 para evitar las resonancias indeseadas.

Los capacitores de bypass se calculan para que funcio--

nen tanto a la frecuencia de operación como a frecuencias menores.

3.3.2.2 Red de acoplamiento a la entrada

La representación de los elementos que intervienen en la red de acoplamiento a la entrada del transistor, se muestra en la fig 14.

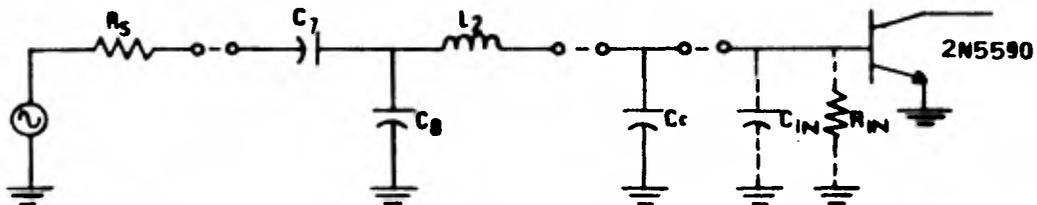


Fig 14 Red de acoplamiento a la entrada del transistor.

Donde:

- RS impedancia de la fuente de excitación; en este caso, impedancia de salida del transmisor.
- C7, C8 Capacitores que forman parte de la red de acoplamiento.
- L2 Inductor que forma parte de la red de acoplamiento.
- C9 Capacitor externo de la base del transistor a tierra.
- CIN Capacitancia equivalente en paralelo a la entrada del transistor.

RIN Resistencia equivalente en paralelo a la entrada - del transistor.

La red de acoplamiento propiamente dicha, está formada por C7, C8 y L2; C9 es un capacitor que se conecta de la base - del transistor a tierra para proporcionar una trayectoria de baja impedancia a la segunda armónica y contribuye al acoplamiento a la frecuencia de operación.

Las componentes del amplificador se van a calcular para 163 MHz, considerando esta frecuencia como la frecuencia cen -- tral del rango en el cual va a operar.

La información relativa a las impedancias de señal grande del transistor para sus diferentes condiciones de operación, se va a obtener de las hojas de datos respectivas (Apéndice B).

De la curva de resistencia de entrada equivalente en paralelo en función de la frecuencia (fig 7, Apéndice B), vemos que dicha resistencia a 163 MHz es aproximadamente 3.7 ohms - cuando el transistor proporciona 5 Watts de potencia a la salida y el voltaje de alimentación es 12.5 VCD.

En la misma forma, de la curva respectiva (fig 9, Apéndice B), tenemos que la capacitancia a la entrada es -100 pF;- el signo negativo nos indica que dicha componente reactiva en - paralelo es una inductancia cuya reactancia a 163 MHz es 9.76 - ohms.

El capacitor C9 de la base del transistor a tierra tiene un valor nominal de 56 pf en baja frecuencia, y al igual que los otros capacitores fijos utilizados tiene una desviación en su valor nominal de capacitancia a 163 MHz (ver sección 4.2), por lo que se empleará para el cálculo su valor aproximado a es

ta frecuencia, que es de 75 pf, dando una reactancia capacitiva de 13.4 ohms.

Entonces, la impedancia total de base a tierra presentada a la red de acoplamiento es $3.66 + j 0.377$ ohms, como se muestra en la fig 15.

La transformación de la impedancia equivalente en paralelo a serie se hizo empleando las fórmulas dadas en la Sección 2.1.4. Esta transformación fue conveniente para poder calcular las componentes de la red de acoplamiento.

La red de acoplamiento junto con las impedancias que debe acoplar se muestra en la fig 16.

Como puede observarse, la red de acoplamiento debe transformar la impedancia de salida del trasmisor al conjugado de la impedancia de base a tierra del transistor.

Siguiendo el procedimiento descrito en la Sección 2.15.2 para este tipo de red, vamos a calcular los valores de las componentes.

QL está dado por,

$$Q_L = \frac{XL2 + XL1}{R1} = \frac{XL2 + 0.377}{3.66}$$

Seleccionando L2 igual a 30 nH, tenemos que.

$$X_{L2} = 2\pi(163)(30)(10^6)(10^{-9}) = 30.72 \Omega$$

$$Q_L = \frac{30.72 + 0.377}{3.66} = 8.5$$

Se observa que al seleccionar L2 de 30 nH, se obtiene un valor de QL de 8.5 lo cual resulta conveniente, ya que expe

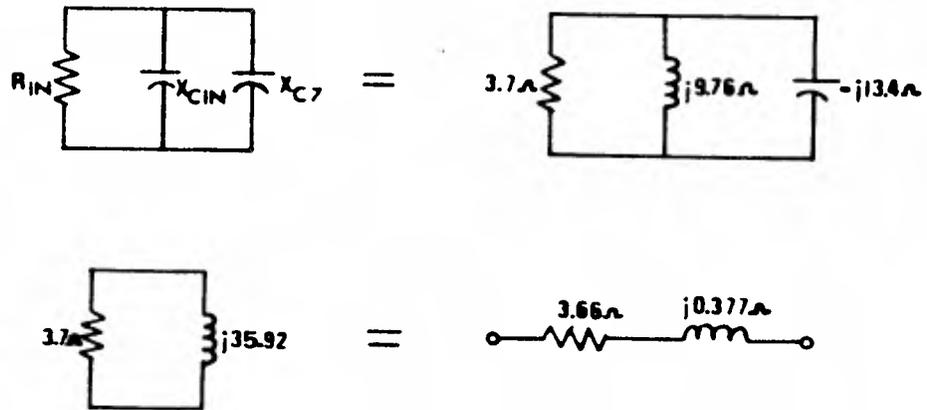


Fig 15 Obtención de la impedancia total de base a tierra.

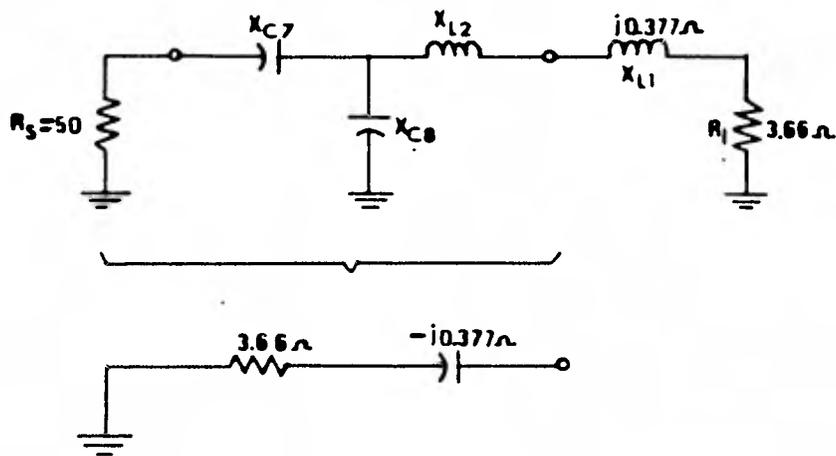


Fig 16 Circuito equivalente para el cálculo de la red de acoplamiento a la entrada.

rimentalmente se ha observado que valores de QL entre 5 y 8, - proporcionan un buen balance entre la atenuación de armónicas- y bajas pérdidas por inserción.

Empleando los valores obtenidos, tenemos que:

$$A = \left(\frac{R_1 (1 + QL^2)}{R_S} - 1 \right)^{1/2} = 2.08$$

$$B = R_1 (1 + QL^2) = 268.095$$

$$X_{C_5} = A R_S = 104 \Omega$$

$$X_{C_6} = \frac{B}{QL - A} = 41.75 \Omega$$

y C_5 y C_6 a $f = 163$ MHz son:

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f X_{C_5}} = 9.4 \text{ pF}$$

$$C_6 = \frac{1}{2\pi f X_{C_6}} = 23.28 \text{ pF}$$

3.3.2.3 Red de acoplamiento a la salida.

Los elementos que intervienen en la red de acoplamiento a la salida del transistor se representan en la fig 17.

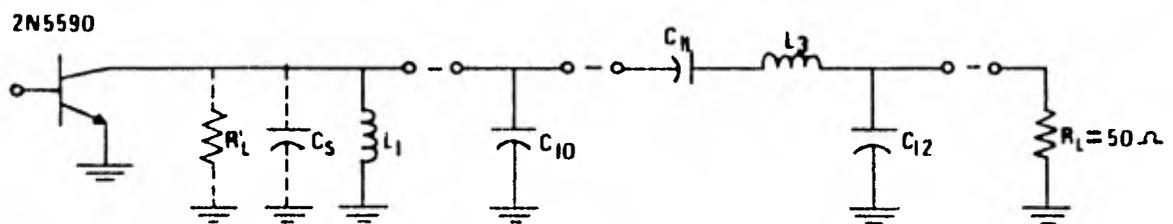


Fig 17 Red de acoplamiento a la salida del transistor.

Donde:

R'_L parte resistiva de la impedancia de carga que la red de acoplamiento debe presentar al colector del transistor.

C_S capacitancia equivalente en paralelo a la salida del transistor.

L_1 bobina de alimentación a la frecuencia de operación.

C_{10} capacitor externo del colector del transistor a tierra.

C_{11} , C_{12} capacitores que constituyen la red de acoplamiento.

L_3 inductor que constituye la red de acoplamiento.

R_L impedancia de salida del amplificador de potencia -- de RF; en este caso impedancia de la antena.

C_{11} , L_3 y C_{12} componen la red de acoplamiento; L_1 es la bobina de alimentación de corriente directa, y como se mencionó en la descripción de la red de polarización, también interviene en el acoplamiento; C_{10} , al igual que C_9 en la base, proporciona acoplamiento a la frecuencia de operación y una trayectoria de baja impedancia a tierra a la segunda armónica, con lo que también se mejora la eficiencia.

En este caso, las hojas de datos del transistor solamente nos proporcionan la capacitancia equivalente en paralelo a la salida, por lo que para obtener la parte resistiva de la carga en el colector vamos a recurrir a la ec 1 de la Sección 2.1.4.1.

Sustituyendo $P_S = 5$ Watts y $V_{CC} = 12.5$ VCD, obtenemos:

$$R'_L = \frac{V_{CC}^2}{2PS} = 15.6 \Omega$$

y de la curva correspondiente (fig 11, Apéndice B) para 5 Watts, - 12.5 VCD y 163 MHz encontramos que la capacitancia equivalente a la salida es 68 pF, por lo que su reactancia capacitiva es -- 14.4Ω.

El capacitor del colector a tierra C10, es igual a C9, - por lo que su reactancia capacitiva a 163 MHz es 13.4 ohms también.

Además de desacoplar adecuadamente la fuente de alimentación a la frecuencia de operación, L1 debe presentar una baja impedancia a frecuencias menores de 30 MHz para mejorar la estabilidad. Un valor de 45 nH para L1 satisface ambas condiciones, así que a 163 MHz su reactancia inductiva es 46 Ω .

Calculando la impedancia total del colector a tierra -- (fig 18) nos resulta igual a 3.36-j6.42 ohms.

La configuración de la red de acoplamiento a la salida - nos queda como se muestra en la fig 19.

En este caso, la red de acoplamiento debe transformar - la impedancia de carga del amplificador (impedancia de la antena) al conjugado de la impedancia total de colector a tierra - presentada por el transistor.

Los valores de las componentes se obtuvieron en forma - semejante al de la red de acoplamiento a la entrada, siguiendo el procedimiento específico para este tipo de red (ver Sección 2.1.5.2).

El diagrama completo del circuito que constituye el amplificador se muestra en la fig 20. Los valores indicados para

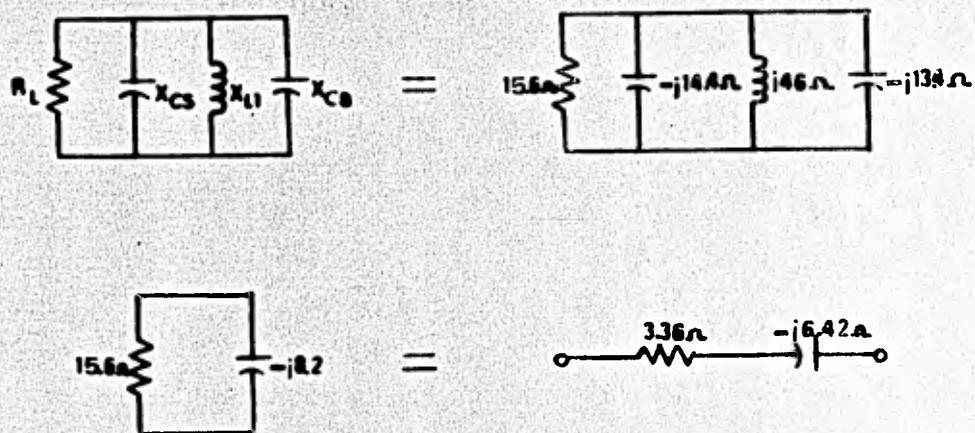


Fig 18 Obtención de la impedancia total del colector a tierra.

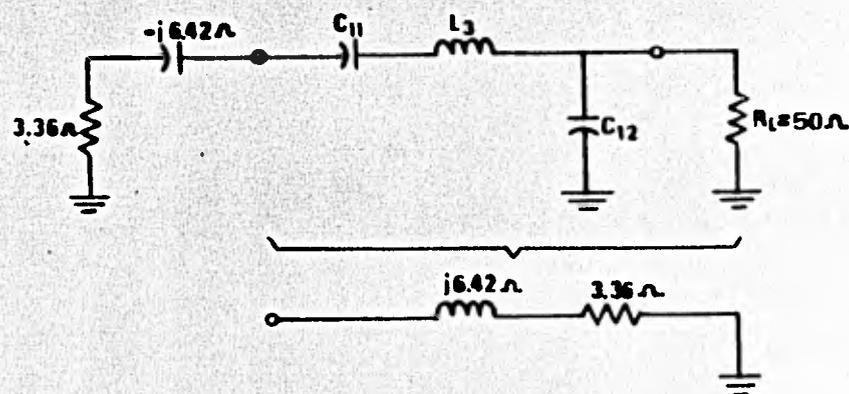
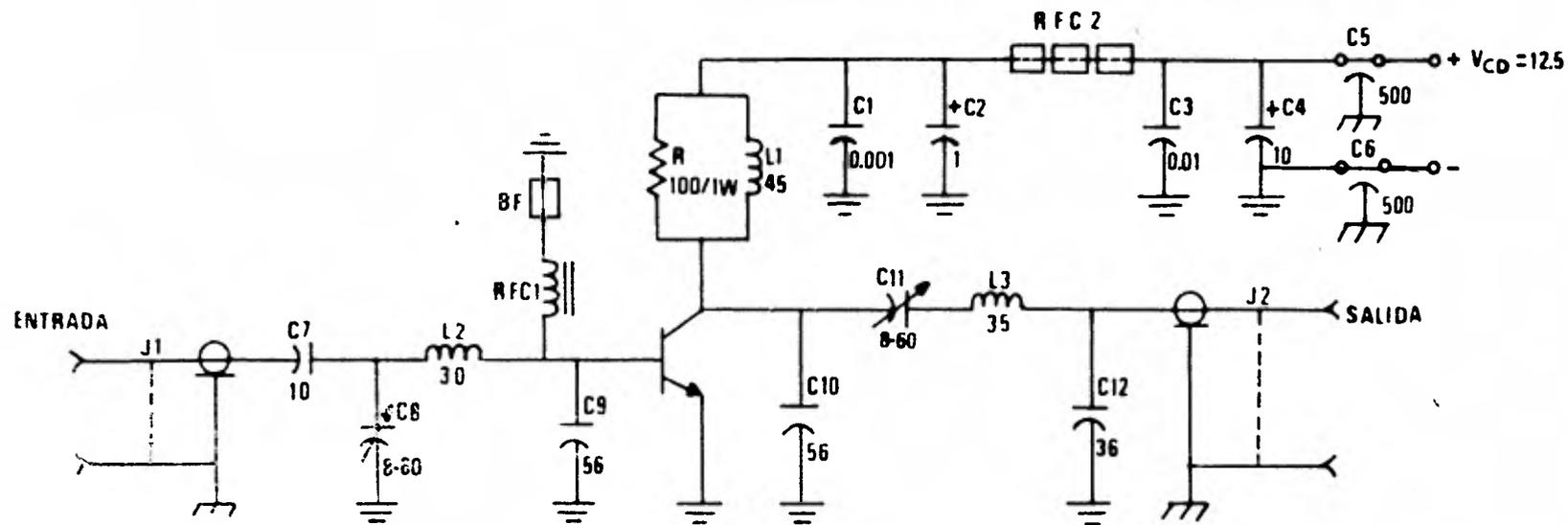


Fig 19 Circuito equivalente para el cálculo de la red de acoplamiento a la salida.

las componentes corresponden a los utilizados en la construcción del mismo. Para C6 y C9 se utilizaron capacitores variables con objeto de compensar las variaciones que se presentan en las impedancias del transistor a las diferentes frecuencias de operación, y para sintonizar la frecuencia deseada.



Los capacitores ≤ 10 en la alimentación están en microfarads (μ F), los demás en picofarads (pF).
 Las inductancias están en nanohenrys (nH).
 J1, J2 son conectores tipo N

SIMBOLOS

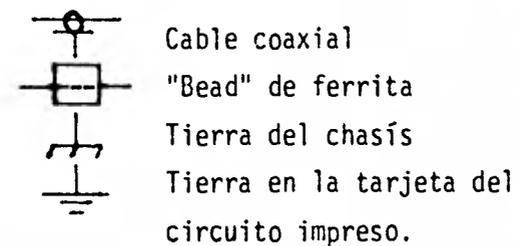


Fig 20 Diagrama del amplificador de potencia de RF.

4. CONSTRUCCION DEL AMPLIFICADOR

A continuación se describen las características físicas del amplificador y se dan los criterios seguidos para su construcción.

4.1 Características generales

El amplificador se construyó en una tarjeta de circuito impreso de 10 x 15 cm. La tarjeta es de fibra de vidrio y tiene cobre por un sólo lado; se escogió éste material porque tiene mejores características dieléctricas y mecánicas (mayor rigidez) que el fenólico.

El número de ajustes de sintonía se minimizó, teniéndose solamente uno para la etapa de entrada y otro para la etapa de salida; con los cuales se logra la operación del amplificador en la banda de frecuencias deseada, resintonizándolo para cada frecuencia.

La tarjeta del circuito impreso se montó en un chasis de tamaño adecuado, con conectores apropiados a la entrada y a -

la salida para la interconexión del amplificador con el transmisor y la antena correspondiente, así como un disipador que elimina el calor generado por el transistor (fig 21).

4.2 Características de las componentes.

Los capacitores fijos y variables que se utilizaron en la construcción de las redes de acoplamiento a la entrada y a la salida del amplificador, son del tipo "dipped silvered mica" y "mica compression trimmer" respectivamente. A continuación se proporciona el valor aproximado de capacitancia e impedancia a la frecuencia de operación para algunos capacitores de ambos tipos.

CAPACITANCIA NOMINAL (pF)	CAPACITANCIA APROXIMADA A fOPERACION (pF)	REACTANCIA (X_C) APROXIMADA A fOPERACION (ohms)
22	27.5	36.7
27	33.5	30.1
33	47	21.8
39	52	19.3
47	68	14.9
56	75	13.4
8-60 (VARIABLE)	10-110	108-9.1
Las mediciones se realizaron en componentes con terminales de 1/16" de longitud.		

Los capacitores de cerámica se utilizaron solamente como elementos de by-pass, debido a que tienen resonancias espurias y sus valores de capacitancia y voltaje son sensibles a la temperatura.

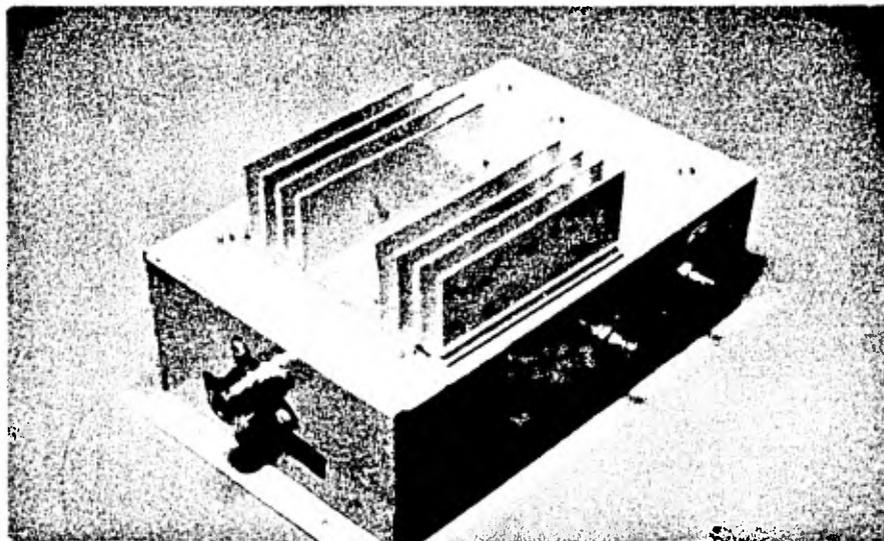


Fig 21 Vista exterior del amplificador prototipo construido mostrando el dissipador y conectores montados en el chasis.

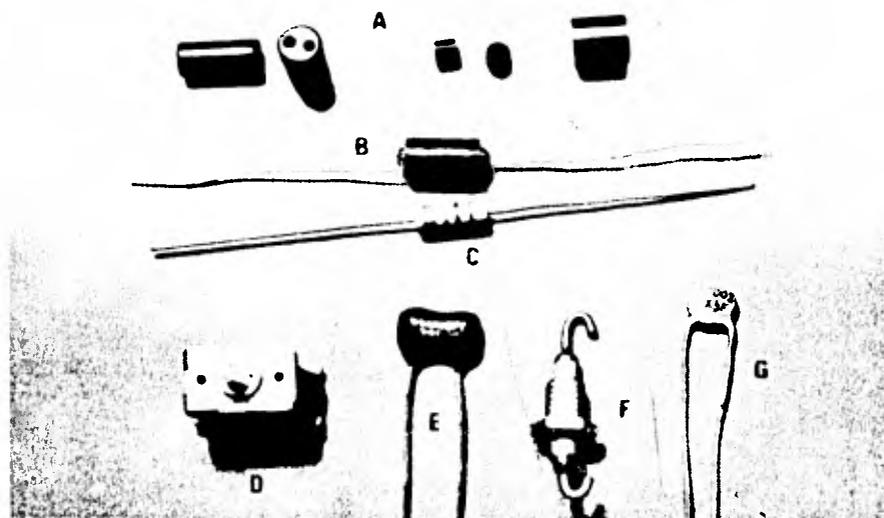


Fig 22 Componentes de RF: "beads" de ferrita (A); chokes de RF: tipos ferroxcube (B) y moldeado (C); capacitores: trimmer (D), silver mica (E), feedthrough (F), cerámica (G).

Las bobinas utilizadas se calcularon como se indica en el Apéndice C y se construyeron con alambre de cobre esmaltado, ya que es el más eficiente en altas frecuencias, pues los alambres estañados y "stranded" tienen mayores pérdidas. Se siguió el procedimiento de prueba y error hasta obtener las bobinas adecuadas que nos permitieron sintonizar las frecuencias deseadas.

Para tener una baja impedancia en corriente directa y polarizar al transistor en Clase C, se utilizó un choke moldeado de $0.15 \mu\text{H}$ de alto Q con un "bead" de ferrita insertado en la terminal que va a tierra. Con lo que se satisficieron los requisitos de bajo Q para minimizar las condiciones resonantes, y una alta impedancia a la frecuencia de operación para evitar las pérdidas de potencia.

El suministro de alimentación al colector se hizo a través de un choke formado con una bobina y una resistencia de carbón en paralelo para disminuir su Q. Además, este choke junto con el construido con tres "beads" de ferrita insertados en un conductor, los capacitores de by-pass de cerámica y los "feed through", desacoplan adecuadamente las trayectorias de la fuente de alimentación en altas frecuencias, impidiendo que la señal de RF circule a través de ella.

Los diferentes tipos de componentes mencionadas se muestran en la fig 22.

4.3 Características de instalación de las componentes en la tarjeta del circuito impreso.

Puesto que son necesarios un buen plano de tierra y la eliminación de retornos de tierra largos, para evitar los lazos indeseados de RF y contribuir en esta forma a la estabilidad del amplificador, las componentes se distribuyeron y montaron en la tarjeta del circuito impreso, de tal forma que la longitud de sus terminales y la inductancia de interconexión en la trayecto-

ria de la señal de RF fuesen mínimas y el área disponible para el plano de tierra máxima (fig 24). Particularmente las terminales del emisor se soldaron a tierra en la tarjeta del circuito impreso lo más cerca posible al cuerpo del transistor para minimizar la inductancia indeseada en dichas terminales, -- pues la impedancia en serie en el circuito de emisor puede disminuir drásticamente la ganancia del amplificador.

Idealmente, el transistor debía sujetarse al disipador aplicando el par adecuado a la tuerca utilizada para sujetar el tornillo de montaje, antes de soldar sus terminales a la tarjeta del circuito impreso, para evitar que se apliquen fuerzas -- verticales sobre las terminales cerca del cuerpo del transistor que pudieran dañarlas. En nuestro caso, lo anterior no fue posible porque las componentes se instalaron en el lado opuesto -- al plano de tierra de la tarjeta (fig 24).

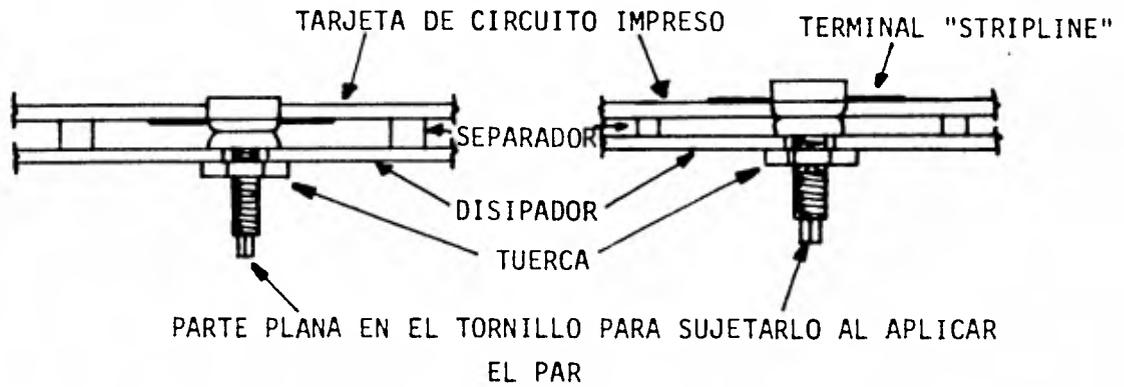
En la fig 23 se muestra la forma en que se montó el transistor en la tarjeta del circuito impreso (fig 23(A)); además se muestra la otra alternativa para el montaje adecuado --- (fig 23(B)) y dos formas incorrectas de montar el transistor -- (fig 23 (C)-(D)).

En la fig 23 (C) las terminales del transistor no quedan sometidas a esfuerzos, pero se afecta la ganancia.

El montaje indicado en la fig 23 (D) nunca debe ser -- utilizado, pues además de existir un esfuerzo indebido, está -- presente la degeneración en la ganancia.

4.4 Características de montaje de la tarjeta del circuito impreso en el chasis

La tarjeta se montó en un chasis de tamaño adecuado; -- la sujeción de esta al chasis se hizo por medio de tornillos y separadores a la distancia adecuada entre la tarjeta del circui



(A)

(B)



(C)



(D)

Fig 23 Montaje del transistor de potencia.

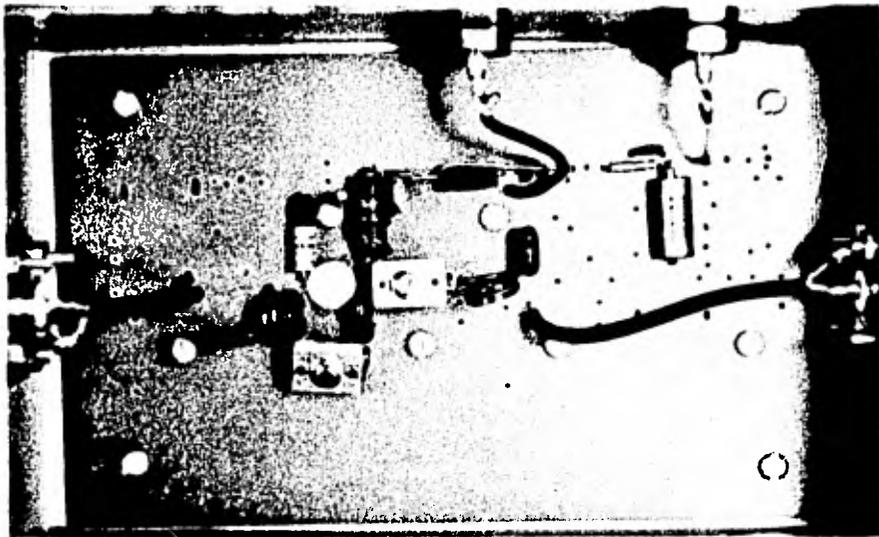


Fig 24 Vista interior del chasis, mostrando el montaje de la tarjeta de circuito impreso y de las componentes.

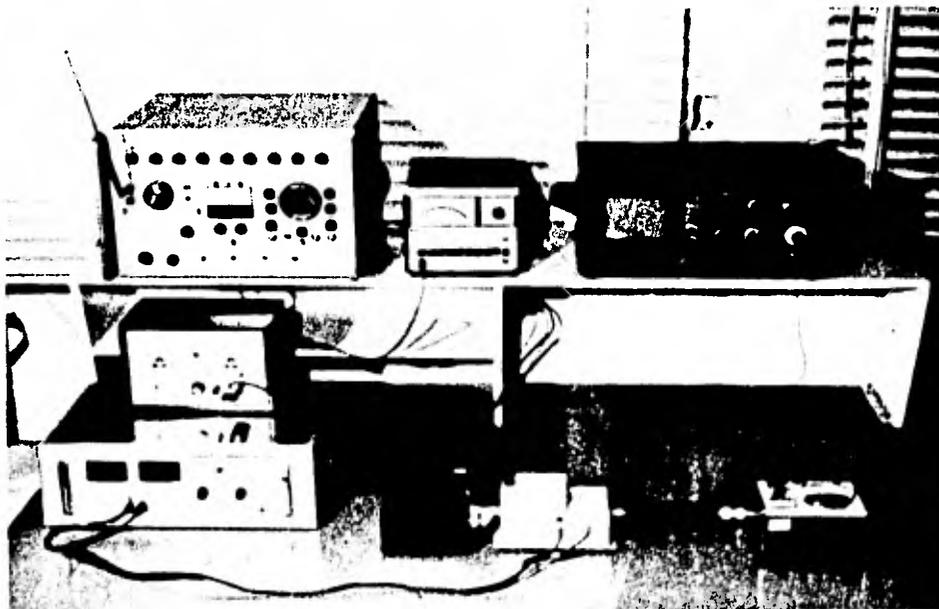


Fig 25 Equipo de laboratorio utilizado para las pruebas y operación del amplificador (sin incluir voltmetro RMS para medir la potencia).

to impreso y el chasis. Para que la superficie de disipación - del transistor hiciera buen contacto con el disipador y se disminuyera la resistencia térmica entre ambos, se utilizó grasa de silicón. El par máximo para el transistor utilizado (2N5590) es 6.5 lb-in (TABLA 1, Apéndice D), pero como no se disponía de un aplicador de par, el par que se aplicó a la tuerca para sujetar el transistor al disipador fue el obtenido con la fuerza de los dedos, con lo que se evitó exceder el par máximo permisible.

Como es difícil controlar el flujo de corriente a tierra, si el chasis se conecta únicamente cerca de la entrada y - la salida del amplificador, se proporcionaron retornos adicionales de RF a tierra, entre el chasis y el circuito de tierra, -- por medio de separadores localizados adecuadamente y capaces de proporcionar una buena conexión de RF entre la tierra del circuito impreso y el chasis (fig 24).

4.5 Características del disipador

A continuación se describe el procedimiento para calcular la resistencia térmica del disipador (el procedimiento detallado se describe en el Apéndice D).

Los datos térmicos del transistor utilizado (2N5590) - son los siguientes:

$$\begin{aligned} R_{JC} &= 5.85 \quad ^\circ\text{C/W} \\ R_{CD} &= 0.3 \quad ^\circ\text{C/W} \\ T_J (\text{MAX}) &= 200 \quad ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

El valor de RCD es válido cuando se utiliza compuesto-térmico y se aplica un par de 6.5 lb-in a la tuerca que sujeta al transistor.

La potencia disipada por el transistor se va a calcular

para los valores medidos a 172.650 MHz (ver sección 5.2) ya -- que ésta puede considerarse como la operación del peor caso, -- pues se tiene el mayor consumo de corriente, 0.8A, para obtener 5 Watts de potencia a la salida con una excitación de aproximadamente 510 mW y 12.5 VCD.

Por lo tanto, de la ec 3, Apéndice D

$$PD = (12.5) (0.8) + 0.510 - 5 = 5.51 \text{ W}$$

De la ec 2 del mismo Apéndice.

$$RJD = 5.85 + 0.3 = 6.25 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Finalmente de la ec 1 (Apéndice D) considerando que la máxima temperatura ambiente a la que va a funcionar el amplificador es $T_A = 40 \text{ } ^\circ\text{C}$

$$RDA = \frac{200 - 40}{5.51} - 6.25 = 22.78 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Del resultado anterior se observa que la resistencia - térmica que el disipador debe tener no es crítica, lo cual era de esperarse pues la potencia disipada no es muy elevada. Debido a esto, la selección del disipador no fue crítica y se escogió de entre los disponibles en el mercado el más conveniente - por su tamaño y forma de montaje. El disipador es de aluminio, plano, de 8 aletas, y sus dimensiones son: 7.5 X 8.5 X 3.5 cm.- (fig 21).

5. ALINEACION, PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se describe el procedimiento seguido-- para alinear el amplificador, así como las pruebas realizadas al mismo para obtener sus características de operación y finalmente se dan los resultados obtenidos comparándolos con las características deseadas.

5.1 Alineación

La alineación y prueba del amplificador se llevó a cabo en el laboratorio empleando el equipo que se observa en las figs 25 y 26. La fig 28 muestra la manera en que se interconectó dicho equipo.

El procedimiento de alineación es el siguiente:

- a. Se aplica el voltaje de alimentación al amplificador sin excitación de RF y se verifica que la corriente del colector sea nula.
- b. Se excita el amplificador con un trasmisor de la frecuencia

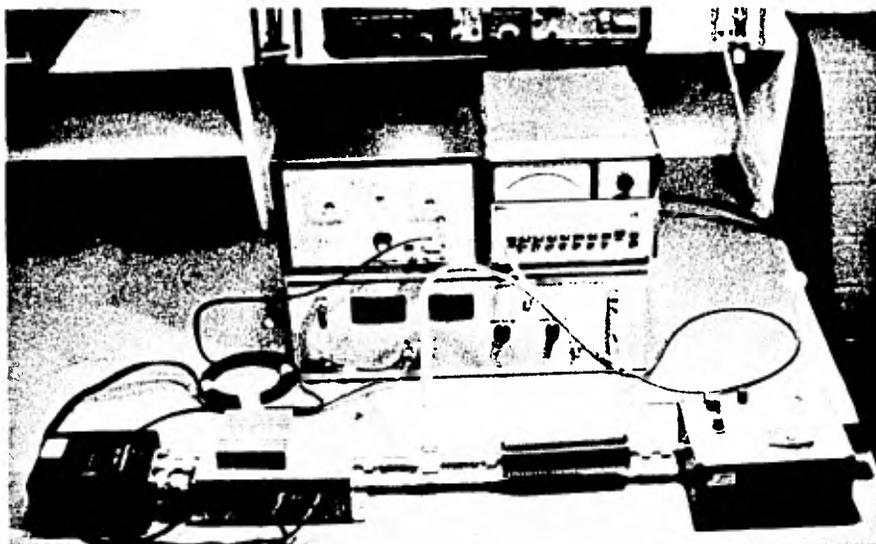


Fig 26 Vóltmetro RMS interconectado para realizar las pruebas.

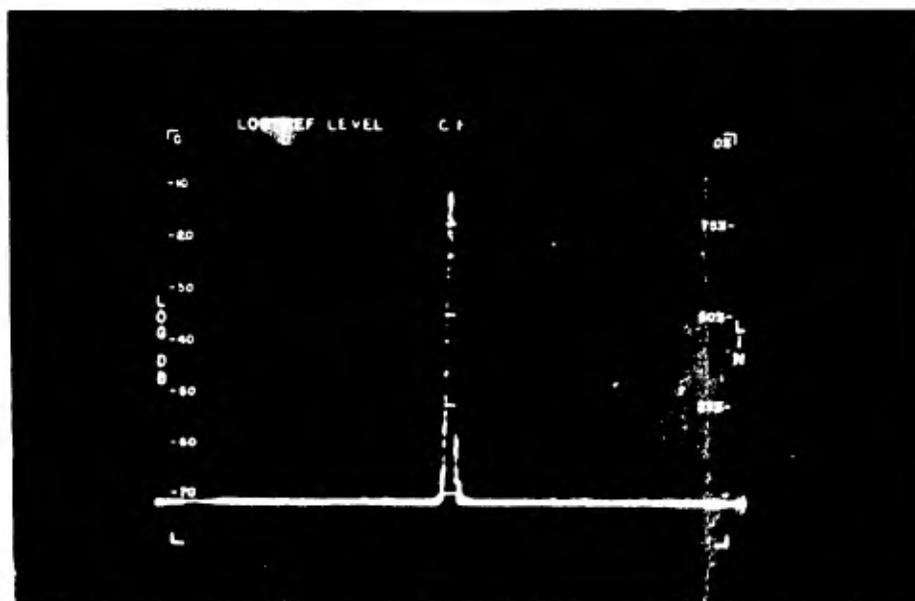


Fig 27 Forma del espectro obtenido para las diferentes frecuencias probadas.

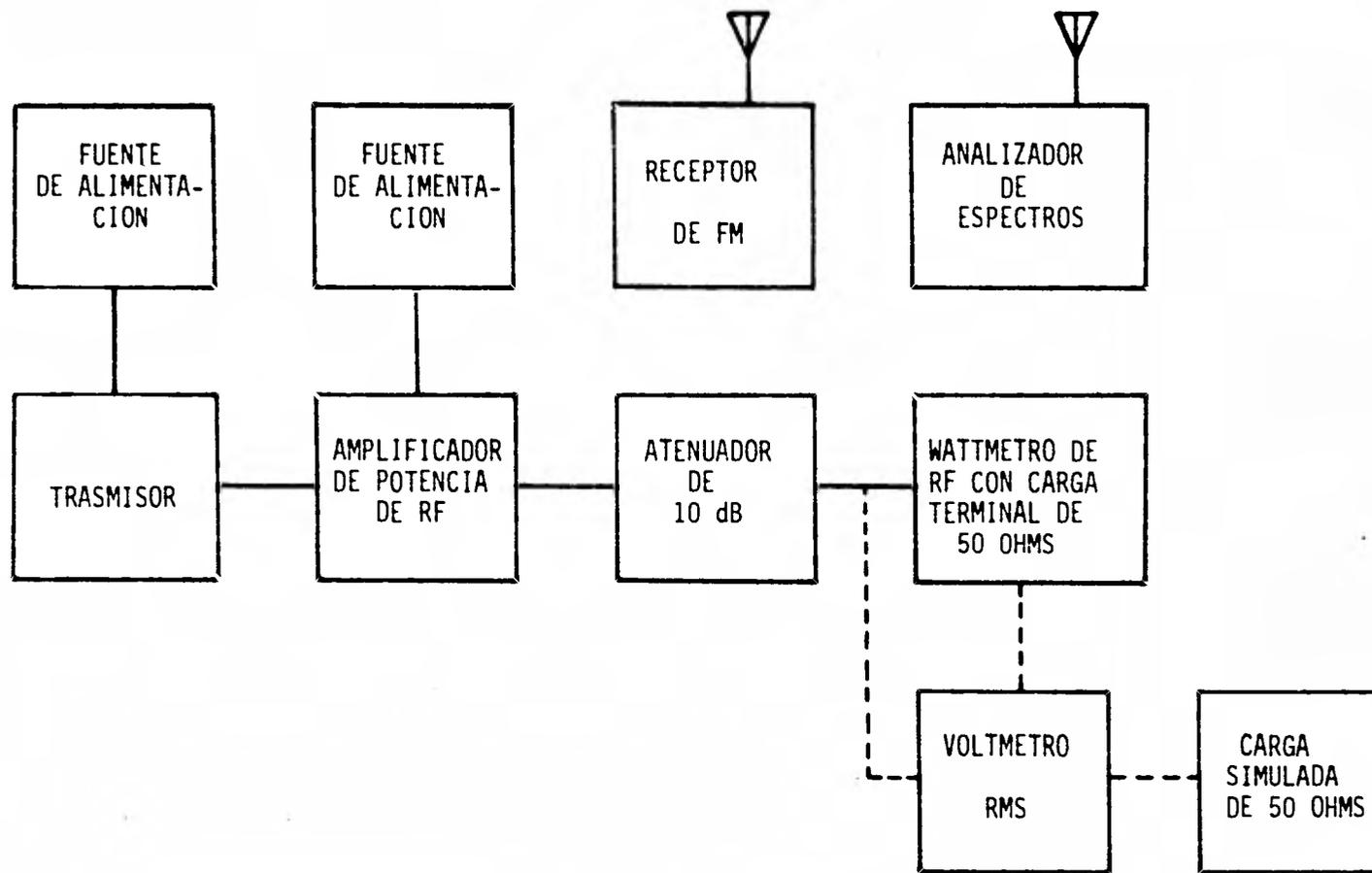


Fig 28 Diagrama de bloques de la interconexión del equipo utilizado para alinear y probar el amplificador de potencia de RF. (Con líneas punteadas se indica otra alternativa para medir la potencia.)

deseada, verificando previamente la potencia de salida que proporciona.

- c. Se ajustan alternativamente los capacitores variables a la entrada y a la salida del amplificador, tratando de obtener la máxima potencia a la salida del mismo. Durante esta operación, con un radio de AM y el analizador de espectros se monitorea la señal a la salida para detectar las posibles oscilaciones en baja frecuencia y la presencia de espurias. Si se encuentra una oscilación en baja frecuencia, es necesario quitar la excitación, pues no se debe permitir la presencia de la misma ya que podría dañar al transistor. Posteriormente se sigue con la alineación reajustando los capacitores variables hasta obtener la indicación máxima en el -- wáttmetro o vóltmetro RMS, la máxima pureza espectral en el analizador de espectros y el consumo mínimo de corriente. Una vez acoplados el trasmisor y el amplificador las oscilaciones no deberán presentarse ya.

Durante el proceso anterior se debe tener mucho cuidado para impedir el sobrecalentamiento del transistor, recomendándose que si esto ocurre se apague y se espere hasta que se enfrie volviendo a continuar posteriormente hasta concluir la alineación.

También, es recomendable iniciar la alineación con un voltaje de alimentación y una excitación de RF menor a las nominales, ya que de esa forma se limita la excursión a la salida del transistor y en caso de que se presenten oscilaciones en baja frecuencia su intensidad será menor. La alineación se continuará, incrementando progresivamente la excitación y la alimentación hasta llegar a los valores nominales y obtener la indicación máxima de potencia.

5.2 Pruebas.

Las pruebas que se hicieron al amplificador de potencia consistieron en observar para cada una de las frecuencias de interés, como variaba la potencia de salida y el consumo de corriente a diferentes niveles de excitación a la entrada y para diferentes voltajes de alimentación, conservando fija la excitación de RF (figs 29, 30, 31). El amplificador se resintonizó en cada frecuencia para obtener la máxima potencia de salida.

La pareja transmisor-amplificador se probó además en operación continua para condiciones nominales, observándose un comportamiento adecuado y estable durante toda la prueba tanto en potencia de salida, pureza espectral (fig 28) y consumo.

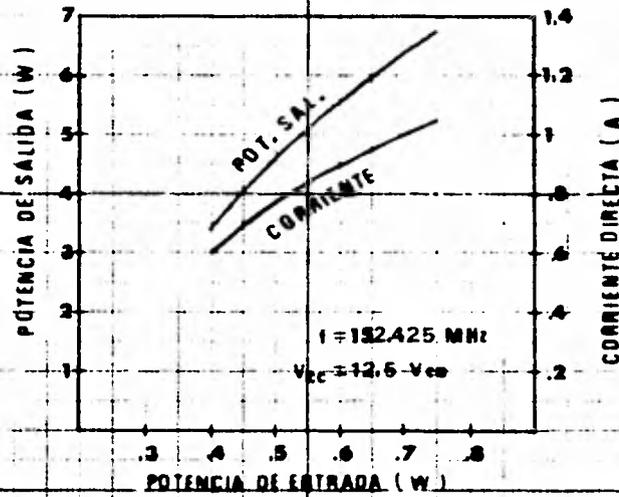
5.3 Resultados

De las curvas obtenidas como resultado de las pruebas de laboratorio realizadas al prototipo construido, se puede observar que el consumo de corriente, la potencia de salida, la ganancia y la eficiencia son aproximadamente iguales para las diferentes frecuencias de operación probadas, y que permanece estable para los distintos niveles de excitación y voltajes de alimentación aplicados.

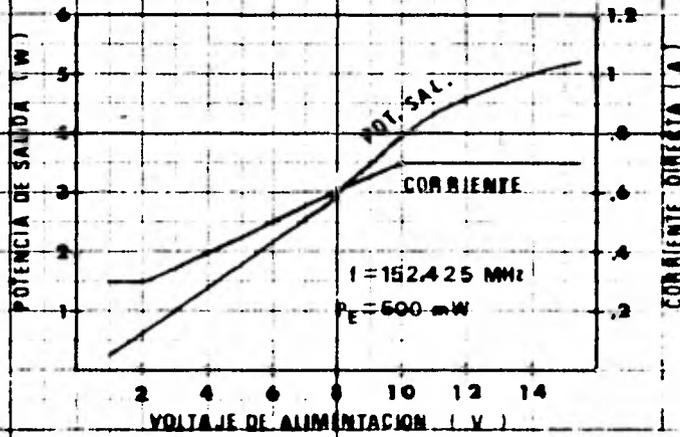
Aún cuando la frecuencia de 152.425 MHz no está contemplada para el uso del amplificador, se hizo la prueba en dicha frecuencia para verificar el comportamiento del mismo, puesto que es la frecuencia más baja en la que operan los transmisores y de esa forma se cubre la banda de frecuencias en la que operan los radio enlaces en la red.

A continuación se proporcionan las características de operación promedio obtenidas para el amplificador.

Voltaje de operación	12.5 VCD
Ciclo de trabajo	CONTINUO (se probó en-- operación continua duran <u>te</u> te 2 semanas)
Frecuencia de operación	de 152.425 MHz a 172.650 MHz, sintonizable dentro de esta banda sin necesi <u>dad</u> dad de cambios.
Impedancia de entrada y salida	50 ohms
Potencia de entrada	0.5 W aprox
Potencia de salida	5 W aprox
Corriente total	0.8 A
Espurias	< 40 dB respecto a la - fundamental
Ganancia	10 dB
Eficiencia	50 %

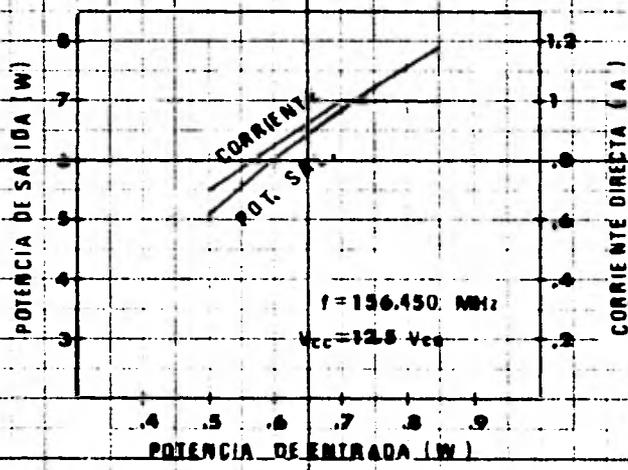


(A)

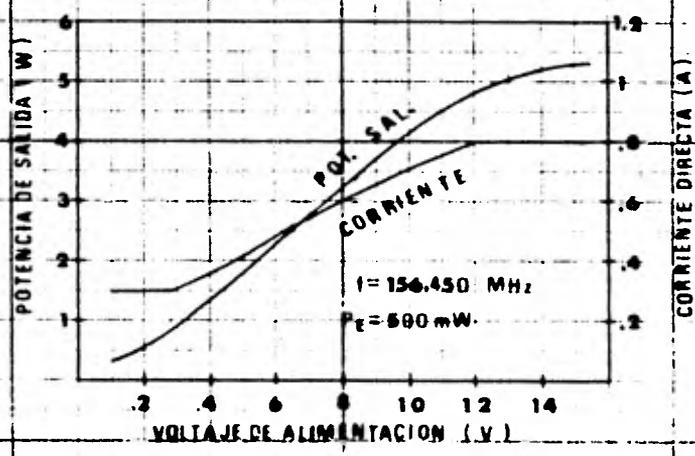


(B)

Fig 29 Curvas de potencia de salida y corriente en función de la potencia de entrada (A) y el voltaje de alimentación (B) a 152.425 MHz.

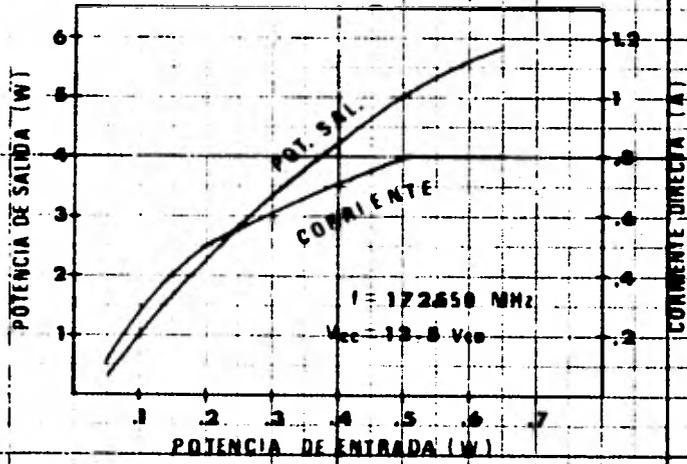


(A)

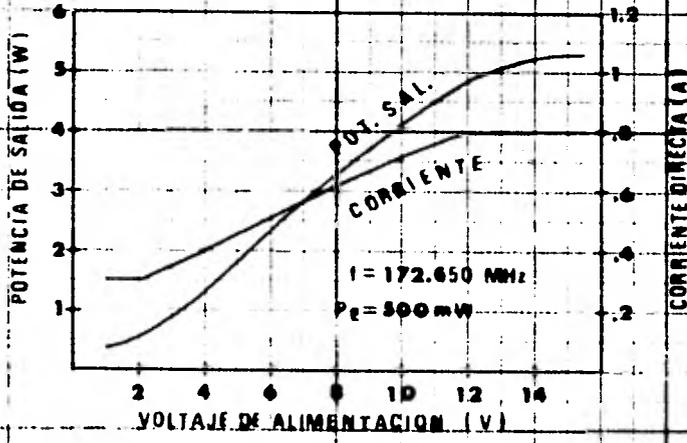


(B)

Fig 30 Curvas de potencia de salida y corriente en función de la potencia de entrada (A) y el voltaje de alimentación (B) a 156.450 MHz.



(A)



(B)

Fig 31 Curvas de potencia de salida y corriente en función de la potencia de entrada (A) y el voltaje de alimentación (B) a 172.650 MHz.

6. CONCLUSIONES

De los resultados obtenidos durante las pruebas se observa que el amplificador cumple satisfactoriamente con las características impuestas para su diseño.

El prototipo construido se probó en el laboratorio en operación continua, observándose una operación adecuada.

El amplificador puede ser empleado, con solo reajustarlo en cualquiera de las frecuencias empleadas en la red de -- SISMEX.

El diseño y la construcción del amplificador permiten incrementar su potencia hasta 25 W con solo aumentar una etapa adicional.

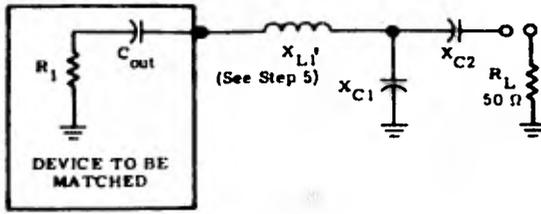
7. BIBLIOGRAFIA

1. Boletín del Instituto de Ingeniería, UNAM, Vol V, No 15 (1979)
2. Alvarez, A. M., Cajiga, J. y Fortoul, P., "Manuales de operación y mantenimiento de las instalaciones de SISMEEX", Tesis profesional, Facultad de Ingeniería, UNAM (1978)
3. Gray, L., Graham, R., "Radio Transmitters", McGraw-Hill, (1961)
4. De Maw, M.F., "Practical RF Communications Data for Engineers and Technicians", Howard W. Sams & Co., Inc., (1978)
5. RF Power Transistor Manual, Technical Series RFM-430, RCA Corporation, (1971)
6. Hejhall, R., "Systemizing RF Power Amplifier Design", AN-282A, Motorola Semiconductor Products Inc.
7. Terman, Frederick E., "Electronic and Radio Engineering", 4th Ed., McGraw-Hill, (1955)

8. RF Data Manual, Motorola Inc., (1978)
9. Becciolini, B., "Impedance Matching Networks Applied to RF Power Transistors", AN-721, Motorola Semiconductor Products Inc.
10. Davis, F., "Matching Network Designs with Computer Solutions, AN-267, Motorola Semiconductor Products Inc.
11. "The ARRL Radio Amateurs Handbook", 51th Ed., American Radio Relay League, Inc. (1974)
12. "Manual de Transistores Tiristores y Diodos RCA-SC-15", Arbó S.A.C. e I (1972)
13. Hatchett, J., "Design Techniques For an 80 Watt, 175 MHz Transmitter For 12.5 Volt Operation", AN-577, Motorola Semiconductor Products Inc.
14. Hatchett, J., "VHF Power Amplifiers Using Paralleled Output Transistors", AN-585, Motorola Semiconductor Products Inc.
15. Hatchett, J., "25-Watt and 10-Watt Marine Band Transmitters", AN-595, Motorola Semiconductor Products Inc.
16. Hardy, James K., "High Frequency Circuit Design", Reston Publishing Co. Inc., (1979)
17. "Mounting Stripline-Opposed-Emitter (SOE) Transistors", AN-555, Motorola Semiconductor Products Inc.
18. Cristo Alvarez, E., "Consideraciones Térmicas para Semiconductores de Potencia", Sección de Electrónica de la División de Estudios Superiores de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, (1978)
19. Orr, William I., "Radio Handbook", 21th Ed., Editors and Engineers, Division Howard W. Sams & Co., Inc., (1978)

20. "Reference Data for Radio Engineers", 5th Ed., Howard W. Sams & Co., Inc., (1974)
21. Gronner, Alfred D., "Análisis de Circuitos Transistorizados", Fondo Educativo Interamericano, S.A. (1974)

APENDICE A. TABLAS PARA EL DISEÑO DE REDES DE
ACOPLAMIENTO



TO DESIGN A NETWORK USING THE TABLES

1. Transform the parallel impedance of the device to be matched to series form ($R_1 + jX_{C_{out}}$).
2. Define Q , in column one, as X_{L1}/R_1 .
3. Choose a Q .
4. For a Q , find the R_s to be matched in the R column and read the reactive value of the components.
5. X_{L1} is equal to the quantity X_{L1} obtained from the tables plus $|X_{C_{out}}|$.
6. This completes the network.

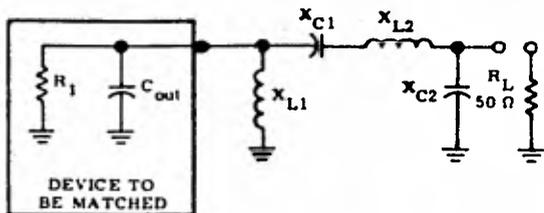
Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1	Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1	Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
1	26	65	10	26	3	42	84	67	14	4	112	440	146	28
1	27	75.3	14.14	27	3	45	95	71	15	4	116	482	149	29
1	28	85.68	17.32	28	3	48	105	74	16	4	120	527	152	30
1	29	96.66	20	29	3	51	117	77	17	4	128	635	157	32
1	30	108.5	22.36	30	3	54	130	81	18	4	136	770	162	34
1	32	136	26.46	32	3	57	143	84	19	4	144	945	168	36
1	34	170	30	34	3	60	158	87	20	4	152	1180	173	38
1	36	213.8	33.16	36	3	63	173	89	21	4	160	1510	177	40
1	38	272.5	36.05	38	3	66	190	92	22	4	168	2007	182	42
1	40	355	38.7	40	3	69	209	95	23	4	176	2837	187	44
1	42	479	41.23	42	3	72	228	97	24	4	184	4500	191	46
1	44	686.32	43.59	44	3	75	250	100	25	4	192	9497	196	48
1	46	1102	45.83	46	3	78	274	102	26					
1	48	2351	48	48	3	81	299	105	27					
					3	84	327	107	28					
					3	87	358	110	29	5	10	10.8	10	2
2	22	32.7	15.8	11	3	90	393	112	30	5	15	18.3	37.4	3
2	24	38.6	22.4	12	3	96	473	116	32	5	20	26.3	52	4
2	26	45	27.4	13	3	102	575	120	34	5	25	34.8	63.2	5
2	28	51.2	31.6	14	3	108	706	124	36	5	30	44	73	6
2	30	58	35.4	15	3	114	882	128	38	5	35	54	81	7
2	32	65.3	38.7	16	3	120	1129	132	40	5	40	65	89	8
2	34	73.1	41.8	17	3	126	1502	136	42	5	45	76	96	9
2	36	81.4	44.7	18	3	132	2124	140	44	5	50	88	102	10
2	38	90.3	47.4	19	3	138	3372	143	46	5	55	101	108	11
2	40	100	50	20	3	144	7119	146	48	5	60	115	114	12
2	42	110.4	52.4	21						5	65	130	120	13
2	44	122	55	22						5	70	146	125	14
2	46	134	57	23	4	12	13.2	7.1	3	5	75	163	130	15
2	48	147	59	24	4	16	20	30	4	5	80	181	135	16
2	50	161	61	25	4	20	26.9	41.8	5	5	85	201	140	17
2	52	177	63	26	4	24	34.2	51	6	5	90	222	145	18
2	54	194	65	27	4	28	42.1	58.7	7	5	95	245	149	19
2	56	213	67	28	4	32	50.6	66	8	5	100	269	153	20
2	58	233	69	29	4	36	60	72	9	5	105	295	157	21
2	60	256	71	30	4	40	69	77	10	5	110	323	162	22
2	64	310	74	32	4	44	80	83	11	5	115	354	166	23
2	68	377	77	34	4	48	91	88	12	5	120	387	169	24
2	72	464	81	36	4	52	103	92	13	5	125	423	173	25
2	76	582	84	38	4	56	115	97	14	5	130	462	177	26
2	80	746	87	40	4	60	129	101	15	5	135	505	181	27
2	84	995	89	42	4	64	144	105	16	5	140	553	184	28
2	88	1409	92	44	4	68	159	109	17	5	145	604	188	29
2	92	2241	95	46	4	72	176	113	18	5	150	662	191	30
2	96	4739	97	48	4	76	194	117	19	5	160	796	198	32
3	18	23.5	22.3	6	4	80	214	120	20	5	170	965	204	34
3	21	29.6	31.6	7	4	84	235	124	21	5	180	1184	210	36
3	24	35.9	38.7	8	4	88	257	127	22	5	190	1477	217	38
3	27	42.7	44.7	9	4	92	282	131	23	5	200	1890	222	40
3	30	50	50	10	4	96	308	134	24	5	210	2510	228	42
3	33	57.8	54.8	11	4	100	337	137	25	5	220	3548	234	44
3	36	66	59	12	4	104	368	140	26	5	230	5628	239	46
3	39	75	63.2	13	4	108	403	143	27	5	240	11874	245	48

Q	X _{L1}	X _{C1}	X _{C2}	R ₁	Q	X _{L1}	X _{C1}	X _{C2}	R ₁	Q	X _{L1}	X _{C1}	X _{C2}	R ₁
6	12	13.9	34.6	2	7	189	710	255	27	9	108	210	216	12
6	18	22.7	55.2	3	7	196	776	260	28	9	117	237	225	13
6	24	32.2	70	4	7	203	849	265	29	9	126	266	234	14
6	30	42.5	82	5	7	210	929	269	30	9	135	297	243	15
6	36	53.6	93	6	7	224	1117	278	32	9	144	330	251	16
6	42	65.5	102	7	7	238	1354	287	34	9	153	365	259	17
6	48	78	110	8	7	252	1661	296	36	9	162	403	267	18
6	54	92	119	9	7	266	2071	304	38	9	171	444	275	19
6	60	107	126	10	7	280	2649	312	40	9	180	488	282	20
6	66	122	133	11	7	294	3518	320	42	9	189	535	289	21
6	72	139	140	12	7	308	4971	328	44	9	198	586	296	22
6	78	157	147	13	7	322	7882	335	46	9	207	641	303	23
6	84	176	153	14	7	336	16626	343	48	9	216	701	310	24
6	90	197	159	15	8	8	8.7	27.4	1	9	225	766	316	25
6	96	219	165	16	8	16	19.3	63.2	2	9	234	837	323	26
6	102	242	170	17	8	24	31	85	3	9	243	914	329	27
6	108	267	175	18	8	32	43.6	102	4	9	252	999	335	28
6	114	295	181	19	8	40	57.4	117	5	9	261	1092	341	29
6	120	324	186	20	8	48	72	130	6	9	270	1196	347	30
6	126	355	191	21	8	56	88	142	7	9	288	1438	359	32
6	132	389	195	22	8	64	105	153	8	9	306	1743	370	34
6	138	426	200	23	8	72	124	164	9	9	324	2137	381	36
6	144	466	205	24	8	80	143	173	10	9	342	2665	391	38
6	150	509	209	25	8	88	164	182	11	9	360	3407	402	40
6	156	556	214	26	8	96	187	191	12	9	378	4525	412	42
6	162	608	218	27	8	104	211	199	13	9	396	6393	422	44
6	168	664	222	28	8	112	236	207	14	10	10	11.2	50.5	1
6	174	727	226	29	8	120	264	215	15	10	20	24.5	87	2
6	180	795	230	30	8	128	293	222	16	10	30	39	112	3
6	192	957	238	32	8	136	324	230	17	10	40	55	133	4
6	204	1160	246	34	8	144	358	237	18	10	50	72	151	5
6	216	1422	253	36	8	152	394	243	19	10	60	91	167	6
6	228	1775	260	38	8	160	433	250	20	10	70	111	181	7
6	240	2270	267	40	8	168	475	256	21	10	80	132	195	8
6	252	3015	274	42	8	176	521	263	22	10	90	155	207	9
6	264	4260	281	44	8	184	570	269	23	10	100	180	219	10
6	276	6755	287	46	8	192	623	275	24	10	110	206	230	11
6	288	14250	294	48	8	200	681	281	25	10	120	234	241	12
7	14	16.7	50	2	8	208	744	286	26	10	130	264	251	13
7	21	26.8	71	3	8	216	812	292	27	10	140	296	261	14
7	28	38	87	4	8	224	888	297	28	10	150	330	271	15
7	35	50	100	5	8	232	971	303	29	10	160	367	280	16
7	42	63	112	6	8	240	1062	308	30	10	170	406	289	17
7	49	77	122	7	8	256	1277	318	32	10	180	448	297	18
7	56	92	132	8	8	272	1548	329	34	10	190	494	306	19
7	63	108	141	9	8	288	1899	338	36	10	200	543	314	20
7	70	125	150	10	8	304	2368	348	38	10	210	595	322	21
7	77	143	158	11	8	320	3028	357	40	10	220	652	330	22
7	84	163	166	12	8	336	4022	366	42	10	230	713	337	23
7	91	184	173	13	8	352	5682	375	44	10	240	780	345	24
7	98	206	180	14	8	368	9009	383	46	10	250	852	352	25
7	105	230	187	15	9	9	10	40	1	10	260	930	359	26
7	112	256	193	16	9	18	21.9	76	2	10	270	1016	366	27
7	119	283	200	17	9	27	35	99	3	10	280	1111	373	28
7	126	313	206	18	9	36	49.4	118	4	10	290	1214	379	29
7	133	344	212	19	9	45	65	134	5	10	300	1329	383	30
7	140	379	218	20	9	54	82	149	6	10	320	1598	399	32
7	147	415	224	21	9	63	100	162	7	10	340	1937	411	34
7	154	455	229	22	9	72	119	174	8	10	360	2375	423	36
7	161	498	234	23	9	81	139	185	9	10	380	2961	435	38
7	168	544	239	24	9	90	162	196	10	10	400	3787	446	40
7	175	595	245	25	9	99	185	206	11	10	420	5029	458	42
7	182	650	250	26	9	99	185	206	11	10	440	7104	469	44

Q	X _{C1}	X _{C2}	X _L	R ₁	Q	X _{C1}	X _{C2}	X _L	R ₁	Q	X _{C1}	X _{C2}	X _L	R ₁
7	21.43	12.63	32.87	150	10	0.1	0.7	0.8	1	16	18.75	7.73	26.23	300
7	25	13.72	37.26	175	10	5	5	9.9	50	16	25	8.96	33.59	400
7	28.57	14.74	41.56	200	10	10	7.11	16.87	100	16	31.25	10.06	40.8	500
7	32.14	15.72	45.81	225	10	15	8.75	23.34	150	16	37.5	11.07	47.9	600
7	35.71	16.67	50	250	10	20	10.15	29.55	200	16	43.75	12	54.93	700
7	42.86	18.46	58.25	300	10	25	11.41	35.6	250	16	50	12.88	61.89	800
7	57.14	21.82	74.33	400	10	30	12.57	41.52	300	16	56.25	13.72	68.79	900
7	71.43	25	90	500	10	40	14.66	53.11	400	16	62.5	14.52	75.65	1000
7	85.71	28.1	105.35	600	10	50	16.57	64.44	500	16	75	16.05	89.26	1200
7	100	31.18	120.45	700	10	60	18.36	75.58	600	16	87.5	17.48	102.74	1400
7	114.29	34.3	135.32	800	10	70	20.06	86.58	700	16	100	18.86	116.12	1600
7	128.57	37.5	150	900	10	80	21.69	97.46	800	16	112.5	20.18	129.42	1800
7	142.86	40.82	164.49	1000	10	90	23.28	108.24	900	16	125	21.47	142.64	2000
7	171.43	48.04	192.98	1200	10	100	24.85	118.94	1000	16	137.5	22.73	155.8	2200
7	200	56.41	220.82	1400	10	120	27.91	140.09	1200	16	150	23.96	168.9	2400
7	228.57	66.67	248	1600	10	140	30.97	161	1400	16	162.5	25.18	181.95	2600
7	257.14	80.18	274.45	1800	10	160	34.05	181.68	1600	16	175	26.39	194.96	2800
7	285.71	100	300	2000	10	180	37.21	202.17	1800	16	187.5	27.59	207.92	3000
7	314.29	135.4	324.25	2200	10	200	40.49	222.47	2000	16	218.75	30.59	240.16	3500
7	342.86	244.95	345.8	2400	10	220	43.93	242.61	2200	16	250	33.61	272.18	4000
					10	240	47.58	262.59	2400	16	281.25	36.71	304.01	4500
										16	312.5	39.9	335.66	5000
										16	343.75	43.25	367.15	5500
										16	375	46.8	398.49	6000
8	0.13	0.88	1	1	12	25	10.39	34.79	300	18	16.67	6.86	23.35	300
8	3.13	4.4	7.45	25	12	33.33	12.08	44.52	400	18	22.22	7.94	29.9	400
8	6.25	6.25	12.31	50	12	41.67	13.61	54.05	500	18	27.78	8.91	36.33	500
8	9.38	7.68	16.74	75	12	50	15.02	63.43	600	18	33.33	9.79	42.66	600
8	12.5	8.91	20.94	100	12	58.33	16.35	72.7	700	18	38.89	10.61	48.92	700
8	15.63	10	25	125	12	66.67	17.61	81.87	800	18	44.44	11.38	55.13	800
8	18.75	11	28.95	150	12	75	18.82	90.97	900	18	50	12.11	61.28	900
8	21.88	11.93	32.82	175	12	83.33	20	100	1000	18	55.56	12.8	67.4	1000
8	25	12.8	36.63	200	12	100	22.27	117.89	1200	18	66.67	14.12	79.54	1200
8	28.13	13.64	40.38	225	12	116.67	24.46	135.6	1400	18	77.78	15.35	91.57	1400
8	31.25	14.43	44.09	250	12	133.33	26.61	153.15	1600	18	88.89	16.52	103.51	1600
8	37.5	15.94	51.4	300	12	150	28.73	170.57	1800	18	100	17.65	115.38	1800
8	50	18.73	65.66	400	12	166.67	30.86	187.86	2000	18	111.11	18.73	127.2	2000
8	62.5	21.32	79.58	500	12	183.33	33	205.06	2200	18	122.22	19.79	138.95	2200
8	75	23.79	93.25	600	12	200	35.17	222.15	2400	18	133.33	20.81	150.66	2400
8	87.5	26.2	106.71	700	12	216.67	37.39	239.16	2600	18	144.44	21.82	162.33	2600
8	100	28.57	120	800	12	233.33	39.66	256.07	2800	18	155.56	22.81	173.96	2800
8	112.5	30.94	133.14	900	12	250	42.01	272.9	3000	18	166.67	23.79	185.55	3000
8	125	33.33	146.15	1000	12	291.67	48.3	314.64	3500	18	194.44	26.2	214.4	3500
8	150	38.25	171.82	1200	12	333.33	55.47	355.9	4000	18	222.22	28.57	243.08	4000
8	175	43.5	197.07	1400	12	375	63.96	396.67	4500	18	250	30.94	271.6	4500
8	200	49.24	221.92	1600	12	416.67	74.54	436.92	5000	18	277.78	33.33	300	5000
8	225	55.71	246.39	1800	12	458.33	88.64	476.57	5500	18	305.56	35.76	328.27	5500
8	250	63.25	270.48	2000	12	500	109.54	515.44	6000	18	333.33	38.25	356.44	6000
8	275	72.37	294.15	2200										
8	300	84.02	317.36	2400										
9	8.33	6.83	14.93	75	14	21.43	8.86	29.91	300	20	15	6.16	21.03	300
9	11.11	7.91	18.69	100	14	28.57	10.29	38.3	400	20	20	7.13	26.94	400
9	13.89	8.87	22.32	125	14	35.71	11.56	46.51	500	20	25	8	32.73	500
9	16.67	9.74	25.85	150	14	42.86	12.73	54.6	600	20	30	8.78	38.44	600
9	19.44	10.56	29.31	175	14	50	13.83	62.59	700	20	35	9.51	44.09	700
9	22.22	11.32	32.72	200	14	57.14	14.87	70.51	800	20	40	10.19	49.69	800
9	25	12.05	36.08	225	14	64.29	15.86	78.37	900	20	45	10.84	55.24	900
9	27.78	12.74	39.4	250	14	71.43	16.81	86.17	1000	20	50	11.46	60.76	1000
9	33.33	14.05	45.95	300	14	85.71	18.62	101.63	1200	20	60	12.62	71.71	1200
9	44.44	16.44	58.74	400	14	100	20.35	116.95	1400	20	70	13.7	82.57	1400
9	55.56	18.63	71.24	500	14	114.29	22.02	132.15	1600	20	80	14.72	93.35	1600
9	66.67	20.7	83.53	600	14	128.57	23.64	147.24	1800	20	90	15.7	104.07	1800
9	77.78	22.69	95.64	700	14	142.86	25.24	162.25	2000	20	100	16.64	114.73	2000
9	88.89	24.62	107.62	800	14	157.14	26.81	177.17	2200	20	110	17.55	125.35	2200
9	100	26.52	119.48	900	14	171.43	28.38	192.02	2400	20	120	18.44	135.93	2400
9	111.11	28.4	131.23	1000	14	185.71	29.94	206.81	2600	20	130	19.3	146.47	2600
9	133.33	32.16	154.46	1200	14	200	31.51	221.54	2800	20	140	20.14	156.98	2800
9	155.56	36	177.37	1400	14	214.29	33.09	236.21	3000	20	150	20.97	167.46	3000
9	177.78	40	200	1600	14	250	37.12	272.66	3500	20	175	22.99	193.54	3500
9	200	44.23	222.37	1800	14	285.71	41.34	308.82	4000	20	200	24.96	219.48	4000
9	222.22	48.8	244.5	2000	14	321.43	45.86	344.7	4500	20	225	26.9	245.3	4500
9	244.44	53.8	266.4	2200	14	357.14	50.77	380.33	5000	20	250	28.82	271.01	5000
9	266.67	59.41	288.05	2400	14	392.86	56.22	415.69	5500	20	275	30.74	296.62	5500
					14	428.57	62.42	450.79	6000	20	300	32.67	322.15	6000

NETWORK C₁

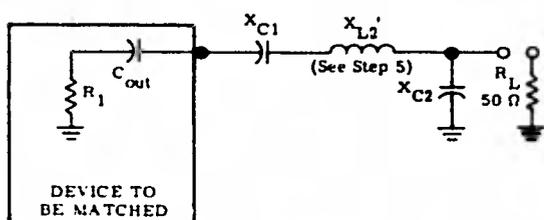
The following is a computer solution for an RF matching network. This computer solution is applicable for two forms of matching networks.



TO DESIGN A NETWORK USING THE TABLES

1. $X_{L1} = X_{Cout}'$
2. Define Q, in column one, as X_{C1}/R_1 .
3. All network values can now be read from the charts in terms of reactance.
4. This completes network C₁.

NETWORK C₂



TO DESIGN A NETWORK USING THE TABLES

1. L₁ is not used in this network.
2. Transform the impedance of the device to be matched to series form ($R_1 + jX_{Cout}'$).
3. Define Q, in column one, as X_{C1}/R_1 .
4. For a desired Q, find the R_s to be matched in the R₁ column and read the reactive value of the components.
5. X_{L2}' is equal to the quantity X_{L2} obtained from the tables plus $|X_{Cout}'|$.
6. This completes network C₂.

Q	X _{C1}	X _{C2}	X _{L2}	R ₁	Q	X _{C1}	X _{C2}	X _{L2}	R ₁	Q	X _{C1}	X _{C2}	X _{L2}	R ₁
1	1	7.14	8	1	1	38	88.98	59.35	38	2	54	54.17	78.92	27
1	2	10.21	11.8	2	1	40	100	60	40	2	56	56.41	80.82	28
1	3	12.63	14.87	3	1	42	114.56	60.33	42	2	58	58.76	82.68	29
1	4	14.74	17.56	4	1	44	135.4	60.25	44	2	60	61.24	84.49	30
1	5	16.67	20	5	1	46	169.56	59.56	46	2	64	66.67	88	32
1	6	18.46	22.25	6	1	48	244.95	57.8	48	2	68	72.89	91.32	34
1	7	20.17	24.35	7						2	72	80.18	94.45	36
1	8	21.82	26.33	8	2	2	7.14	9	1	2	76	88.98	97.35	38
1	9	23.43	28.21	9	2	4	10.21	13.8	2	2	80	100	100	40
1	10	25	30	10	2	6	12.63	17.87	3	2	84	114.56	102.33	42
1	11	26.55	31.81	11	2	8	14.74	21.56	4	2	88	135.4	104.25	44
1	12	28.1	33.35	12	2	10	16.67	25	5	2	92	169.56	105.56	46
1	13	29.64	34.93	13	2	12	18.46	28.25	6	2	96	244.95	105.8	48
1	14	31.13	36.45	14	2	14	20.17	31.35	7					
1	15	32.73	37.91	15	2	16	21.82	34.33	8	3	3	7.14	10	1
1	16	34.3	39.32	16	2	18	23.43	37.21	9	3	6	10.21	15.8	2
1	17	35.89	40.69	17	2	20	25	40	10	3	9	12.63	20.87	3
1	18	37.5	42	18	2	22	26.55	42.71	11	3	12	14.74	25.56	4
1	19	39.14	43.27	19	2	24	28.1	45.35	12	3	15	16.67	30	5
1	20	40.82	44.49	20	2	26	29.64	47.93	13	3	18	18.46	34.25	6
1	21	42.55	45.68	21	2	28	31.18	50.45	14	3	21	20.17	38.35	7
1	22	44.32	46.82	22	2	30	32.73	52.91	15	3	24	21.82	42.33	8
1	23	46.15	47.92	23	2	32	34.3	55.32	16	3	27	23.43	46.21	9
1	24	48.04	48.98	24	2	34	35.89	57.69	17	3	30	25	50	10
1	25	50	50	25	2	36	37.5	60	18	3	33	26.55	53.71	11
1	26	52.04	50.98	26	2	38	39.14	62.27	19	3	36	28.1	57.35	12
1	27	54.17	51.92	27	2	40	40.82	64.49	20	3	39	29.64	60.98	13
1	28	56.41	52.82	28	2	42	42.55	66.68	21	3	42	31.18	64.45	14
1	29	58.76	53.68	29	2	44	44.32	68.82	22	3	45	32.73	67.91	15
1	30	61.24	54.49	30	2	46	46.15	70.92	23	3	48	34.3	71.32	16
1	32	66.67	56	32	2	48	48.04	72.96	24	3	51	35.89	74.69	17
1	34	72.89	57.32	34	2	50	50	75	25	3	54	37.5	78	18
1	36	80.18	58.45	36	2	52	52.04	76.98	26	3	57	39.14	81.27	19

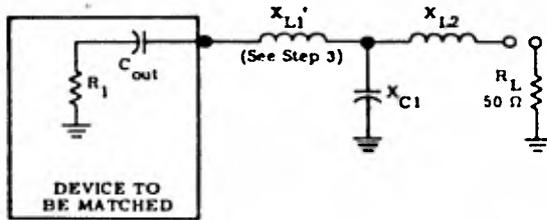
Q	X _{C1}	X _{C2}	X _{L2}	R ₁	Q	X _{C1}	X _{C2}	X _{L2}	R ₁	Q	X _{C1}	X _{C2}	X _{L2}	R ₁
3	60	40.82	84.49	20	5	60	28.1	81.35	12	7	28	14.74	41.56	4
3	63	42.55	87.68	21	5	65	29.64	86.93	13	7	35	16.67	50	5
3	66	44.32	90.82	22	5	70	31.18	92.45	14	7	42	18.46	58.25	6
3	69	46.15	93.93	23	5	75	32.73	97.91	15	7	49	20.17	66.35	7
3	72	48.04	96.98	24	5	80	34.3	103.32	16	7	56	21.82	74.33	8
3	75	50	100	25	5	85	35.89	108.69	17	7	63	23.43	82.21	9
3	78	52.04	102.98	26	5	90	37.5	114	18	7	70	25	90	10
3	81	54.17	105.92	27	5	95	39.14	119.27	19	7	77	26.55	97.71	11
3	84	56.41	108.82	28	5	100	40.82	124.49	20	7	84	28.1	105.35	12
3	87	58.76	111.68	29	5	105	42.55	129.68	21	7	91	29.64	112.93	13
3	90	61.24	114.49	30	5	110	44.32	134.82	22	7	98	31.18	120.45	14
3	96	66.67	120	32	5	115	46.15	139.92	23	7	105	32.73	127.91	15
3	102	72.89	125.32	34	5	120	48.04	144.98	24	7	112	34.3	135.32	16
3	108	80.18	130.45	36	5	125	50	150	25	7	119	35.89	142.69	17
3	114	88.98	135.35	38	5	130	52.04	154.98	26	7	126	37.5	150	18
3	120	100	140	40	5	135	54.17	159.92	27	7	133	39.14	157.27	19
3	126	114.56	144.33	42	5	140	56.41	164.82	28	7	140	40.82	164.49	20
3	132	135.4	148.25	44	5	145	58.76	169.68	29	7	147	42.55	171.68	21
3	138	169.56	151.56	46	5	150	61.24	174.49	30	7	154	44.32	178.82	22
3	144	244.95	153.8	48	5	160	66.67	184	32	7	161	46.15	185.92	23
4	4	7.14	11	1	5	170	72.89	193.32	34	7	168	48.04	192.98	24
4	8	10.21	17.8	2	5	180	80.18	202.45	36	7	175	50	200	25
4	12	12.63	23.87	3	5	190	88.98	211.35	38	7	182	52.04	206.98	26
4	16	14.74	29.56	4	5	200	100	220	40	7	189	54.17	213.92	27
4	20	16.67	35	5	5	210	114.56	228.33	42	7	196	56.41	220.82	28
4	24	18.46	40.25	6	5	220	135.4	236.25	44	7	203	58.76	227.68	29
4	28	20.17	45.35	7	5	230	169.56	243.56	46	7	210	61.24	234.49	30
4	32	21.82	50.33	8	5	240	244.95	249.8	48	7	224	66.67	248	32
4	36	23.43	55.21	9	6	6	7.14	13	1	7	238	72.89	261.32	34
4	40	25	60	10	6	12	10.21	21.8	2	7	252	80.18	274.45	36
4	44	26.55	64.71	11	6	18	12.63	29.87	3	7	266	88.98	287.35	38
4	48	28.1	69.35	12	6	24	14.74	37.56	4	7	280	100	300	40
4	52	29.64	73.93	13	6	30	16.67	45	5	7	294	114.56	312.33	42
4	56	31.18	78.45	14	6	36	18.46	52.25	6	7	308	135.4	324.25	44
4	60	32.73	82.91	15	6	42	20.17	59.35	7	7	322	169.56	335.56	46
4	64	34.3	87.32	16	6	48	21.82	66.33	8	7	336	244.95	345.8	48
4	68	35.89	91.69	17	6	54	23.43	73.21	9	8	8	7.14	15	1
4	72	37.5	96	18	6	60	25	80	10	8	16	10.21	25.8	2
4	76	39.14	100.27	19	6	66	26.55	86.71	11	8	24	12.63	35.87	3
4	80	40.82	104.49	20	6	72	28.1	93.35	12	8	32	14.74	45.56	4
4	84	42.55	108.68	21	6	78	29.64	99.93	13	8	40	16.67	55	5
4	88	44.32	112.82	22	6	84	31.18	106.45	14	8	48	18.46	64.25	6
4	92	46.15	116.92	23	6	90	32.73	112.91	15	8	56	20.17	73.35	7
4	96	48.04	120.98	24	6	96	34.3	119.32	16	8	64	21.82	82.33	8
4	100	50	125	25	6	102	35.89	125.69	17	8	72	23.43	91.21	9
4	104	52.04	128.98	26	6	108	37.5	132	18	8	80	25	100	10
4	108	54.17	132.92	27	6	114	39.14	138.27	19	8	88	26.55	108.71	11
4	112	56.41	136.82	28	6	120	40.82	144.49	20	8	96	28.1	117.35	12
4	116	58.76	140.68	29	6	126	42.55	150.68	21	8	104	29.64	125.93	13
4	120	61.24	144.49	30	6	132	44.32	156.82	22	8	112	31.18	134.45	14
4	128	66.67	152	32	6	138	46.15	162.92	23	8	120	32.73	142.91	15
4	136	72.89	159.32	34	6	144	48.04	168.98	24	8	128	34.3	151.32	16
4	144	80.18	166.45	36	6	150	50	175	25	8	136	35.89	159.69	17
4	152	88.98	173.35	38	6	156	52.04	180.98	26	8	144	37.5	168	18
4	160	100	180	40	6	162	54.17	186.92	27	8	152	39.14	176.27	19
4	168	114.56	186.33	42	6	168	56.41	192.82	28	8	160	40.82	184.49	20
4	176	135.4	192.25	44	6	174	58.76	198.68	29	8	168	42.55	192.68	21
4	184	169.56	197.56	46	6	180	61.24	204.49	30	8	176	44.32	200.82	22
4	192	244.95	201.8	48	6	192	66.67	216	32	8	184	46.15	208.92	23
5	5	7.14	12	1	6	204	72.89	227.32	34	8	192	48.04	216.98	24
5	10	10.21	19.8	2	6	216	80.18	238.45	36	8	200	50	225	25
5	15	12.63	26.87	3	6	228	88.98	249.35	38	8	208	52.04	232.98	26
5	20	14.74	33.56	4	6	240	100	260	40	8	216	54.17	240.92	27
5	25	16.67	40	5	6	252	114.56	270.33	42	8	224	56.41	248.82	28
5	30	18.46	46.25	6	6	264	135.4	280.25	44	8	232	58.76	256.68	29
5	35	20.17	52.35	7	6	276	169.56	289.56	46	8	240	61.24	264.49	30
5	40	21.82	58.33	8	6	288	244.95	297.8	48	8	256	66.67	280	32
5	45	23.43	64.21	9	7	7	7.14	14	1	8	272	72.89	295.32	34
5	50	25	70	10	7	14	10.21	23.8	2	8	288	80.18	310.45	36
5	55	26.55	75.71	11	7	21	12.63	32.87	3	8	304	88.98	325.35	38

Q	X _{C1}	X _{C2}	X _{L2}	R ₁	Q	X _{C1}	X _{C2}	X _{L2}	R ₁	Q	X _{C1}	X _{C2}	X _{L2}	R ₁
8	320	100	340	40	9	414	169.56	427.56	46	10	120	28.1	141.35	12
8	336	114.56	354.33	42	9	432	244.95	441.8	48	10	130	29.64	151.93	13
8	352	135.4	368.25	44	9	216	48.04	240.98	24	10	140	31.18	162.45	14
8	368	169.56	381.56	46	9	225	50	250	25	10	150	32.73	172.91	15
8	384	244.95	393.8	48	9	234	52.04	258.98	26	10	160	34.3	183.32	16
9	9	7.14	16	1	9	243	54.17	267.92	27	10	170	35.89	193.69	17
9	18	10.21	27.8	2	9	252	56.41	276.82	28	10	180	37.5	204	18
9	27	12.63	38.87	3	9	261	58.76	285.88	29	10	190	39.14	214.27	19
9	36	14.74	49.56	4	9	270	61.24	294.49	30	10	200	40.82	224.49	20
9	45	16.67	60	5	9	288	66.67	312	32	10	210	42.55	234.68	21
9	54	18.46	70.25	6	9	306	72.89	329.32	34	10	220	44.32	244.82	22
9	63	20.17	80.35	7	9	324	80.18	346.45	36	10	230	46.15	254.92	23
9	72	21.82	90.33	8	9	342	88.98	363.35	38	10	240	48.04	264.98	24
9	81	23.43	100.21	9	9	360	100	380	40	10	250	50	275	25
9	90	25	110	10	9	378	114.56	396.33	42	10	260	52.04	284.98	26
9	99	26.55	119.71	11	9	396	135.4	412.25	44	10	270	54.17	294.92	27
9	108	28.1	129.35	12	10	10	7.14	17	1	10	280	56.41	304.82	28
9	117	29.64	138.93	13	10	20	10.21	29.8	2	10	290	58.76	314.68	29
9	126	31.18	148.45	14	10	30	12.63	41.87	3	10	300	61.24	324.49	30
9	135	32.73	157.91	15	10	40	14.74	53.56	4	10	320	66.67	344	32
9	144	34.3	167.32	16	10	50	16.67	65	5	10	340	72.89	363.32	34
9	153	35.89	176.69	17	10	60	18.46	76.25	6	10	360	80.18	382.45	36
9	162	37.5	186	18	10	70	20.17	87.35	7	10	380	88.98	401.35	38
9	171	39.17	195.27	19	10	80	21.82	98.33	8	10	400	100	420	40
9	180	40.82	204.49	20	10	90	23.43	109.21	9	10	420	114.56	438.33	42
9	189	42.55	213.68	21	10	100	25	120	10	10	440	135.4	456.25	44
9	198	44.32	222.82	22	10	110	26.55	130.71	11	10	460	169.56	473.56	46
9	207	46.15	231.92	23						10	480	244.95	489.8	48

NETWORK D

The following is a computer solution for an RF "Tee" matching network. Tuning is accomplished by using a variable capacitor for

C₁. Variable matching may also be accomplished by increasing X_{L2} and adding an equal amount of X_C in series in the form of a variable capacitor.



TO DESIGN A NETWORK USING THE TABLES

1. Define Q, in column one, as X_{L1}/R₁.
2. For an R₁ to be matched and a desired Q, read the reactances of the network components from the charts.
3. X_{L1}' is equal to the quantity X_{L1} obtained from the tables plus |X_{Cout}|.
4. This completes the network.

Q	X _{L1}	X _{L2}	X _{C1}	R ₁	Q	X _{L1}	X _{L2}	X _{C1}	R ₁	Q	X _{L1}	X _{L2}	X _{C1}	R ₁
1	26	10	43.33	26	1	175	122.47	101.46	175	2	68	77.46	47.9	34
1	27	14.14	42.09	27	1	200	132.29	109.72	200	2	72	80.62	49.83	36
1	28	17.32	41.59	28	1	225	141.42	117.54	225	2	76	83.67	51.72	38
1	29	20	41.43	29	1	250	150	125	250	2	80	86.6	53.59	40
1	30	22.36	41.46	30	1	275	158.11	132.14	275	2	84	89.44	55.43	42
1	32	26.46	41.85	32	1	300	165.83	139	300	2	88	92.2	57.23	44
1	34	30	42.5	34	2	22	15.81	23.75	11	2	92	94.87	59.01	46
1	36	33.17	43.29	36	2	24	22.36	24.52	12	2	96	97.47	60.77	48
1	38	36.06	44.16	38	2	26	27.39	25.51	13	2	100	100	62.5	50
1	40	38.72	45.08	40	2	28	31.62	26.59	14	2	110	106.07	66.73	55
1	42	41.23	46.04	42	2	30	35.36	27.7	15	2	120	111.8	70.62	60
1	44	43.59	47.01	44	2	32	38.73	28.83	16	2	130	117.26	74.8	65
1	46	45.83	48	46	2	34	41.83	29.96	17	2	140	122.47	78.66	70
1	48	47.96	49	48	2	36	44.72	31.09	18	2	150	127.48	82.43	75
1	50	50	50	50	2	38	47.43	32.22	19	2	160	132.29	86.1	80
1	55	54.77	52.49	55	2	40	50	33.33	20	2	170	136.93	89.69	85
1	60	59.16	54.96	60	2	42	52.44	34.44	21	2	180	141.42	93.2	90
1	65	63.25	57.4	65	2	44	54.77	35.54	22	2	190	145.77	96.63	95
1	70	67.08	59.79	70	2	46	57.01	36.62	23	2	200	150	100	100
1	75	70.71	62.13	75	2	48	59.16	37.7	24	2	250	169.56	115.93	125
1	80	74.16	64.43	80	2	50	61.24	38.76	25	2	300	187.08	130.62	150
1	85	77.46	66.69	85	2	52	63.25	39.82	26	2	350	203.1	144.34	175
1	90	80.62	68.9	90	2	54	65.19	40.86	27	2	400	217.94	157.26	200
1	95	83.67	71.07	95	2	56	67.08	41.9	28	2	450	231.84	169.51	225
1	100	86.6	73.21	100	2	58	68.92	42.92	29	2	500	244.95	181.19	250
1	125	109	82.33	125	2	60	70.71	43.93	30	2	550	257.39	192.37	275
1	150	131.8	87.21	150	2	64	74.16	45.93	32	2	600	269.26	203.11	300

Q	X _{L1}	X _{L2}	X _{C1}	R ₁	Q	X _{L1}	X _{L2}	X _{C1}	R ₁	Q	X _{L1}	X _{L2}	X _{C1}	R ₁
3	18	22.36	17.41	6	4	112	145.95	68.8	28	5	625	400	250	125
3	21	31.62	19.27	7	4	116	148.83	70.67	29	5	750	438.75	283.12	150
3	24	38.73	21.19	8	4	120	151.66	72.51	30	5	875	474.34	314.08	175
3	27	44.72	23.11	9	4	128	157.16	76.16	32	5	1000	507.44	343.26	200
3	30	50	25	10	4	136	162.48	79.73	34	5	1125	538.52	370.95	225
3	33	54.77	26.86	11	4	144	167.63	83.24	36	5	1250	567.89	397.36	250
3	36	59.16	28.69	12	4	152	172.63	86.68	38	5	1375	595.82	422.67	275
3	39	63.25	30.48	13	4	160	177.48	90.07	40	5	1500	622.49	446.99	300
3	42	67.08	32.25	14	4	168	182.21	93.4	42	6	12	34.64	11.06	2
3	45	70.71	33.98	15	4	176	186.82	96.69	44	6	18	55.23	15.62	3
3	48	74.16	35.69	16	4	184	191.31	99.92	46	6	24	70	20	4
3	51	77.46	37.37	17	4	192	195.7	103.11	48	6	30	82.16	24.2	5
3	54	80.62	39.02	18	4	200	200	106.25	50	6	36	92.74	28.26	6
3	57	83.67	40.66	19	4	220	210.36	113.93	55	6	42	102.23	32.2	7
3	60	86.6	42.26	20	4	240	220.23	121.36	60	6	48	110.91	36.02	8
3	63	89.44	43.85	21	4	260	229.67	128.59	65	6	54	118.95	39.74	9
3	66	92.2	45.42	22	4	280	238.75	135.61	70	6	60	126.49	43.38	10
3	69	94.87	46.96	23	4	300	247.49	142.46	75	6	66	133.6	46.93	11
3	72	97.47	48.49	24	4	320	255.93	148.15	80	6	72	140.36	50.41	12
3	75	100	50	25	4	340	264.1	155.68	85	6	78	146.8	53.83	13
3	78	102.47	51.49	26	4	360	272.03	162.07	90	6	84	152.97	57.18	14
3	81	104.88	52.97	27	4	380	279.73	168.32	95	6	90	158.9	60.47	15
3	84	107.24	54.42	28	4	400	287.23	174.46	100	6	96	164.62	63.71	16
3	87	109.54	55.87	29	4	500	322.1	203.5	125	6	102	170.15	66.89	17
3	90	111.8	57.29	30	4	600	353.55	230.33	150	6	108	175.5	70.03	18
3	96	116.19	60.11	32	4	700	382.43	255.4	175	6	114	180.69	73.12	19
3	102	120.42	62.87	34	4	800	409.27	279.02	200	6	120	185.74	76.17	20
3	108	124.5	65.57	36	4	900	434.45	301.44	225	6	126	190.66	79.18	21
3	114	128.45	68.23	38	4	1000	458.26	322.82	250	6	132	195.45	82.15	22
3	120	132.29	70.85	40	4	1100	480.88	343.3	275	6	138	200.12	85.08	23
3	126	136.01	73.42	42	4	1200	502.49	362.99	300	6	144	204.69	87.97	24
3	132	139.64	75.96	44	5	10	10	10	2	6	150	209.17	90.83	25
3	138	143.18	78.45	46	5	15	37.42	13.57	3	6	156	213.54	93.66	26
3	144	146.63	80.91	48	5	20	51.96	17.22	4	6	162	217.83	96.46	27
3	150	150	83.33	50	5	25	63.25	20.75	5	6	168	222.04	99.23	28
3	165	158.11	89.25	55	5	30	72.8	24.16	6	6	174	226.16	101.96	29
3	180	165.83	94.99	60	5	35	81.24	27.47	7	6	180	230.22	104.67	30
3	195	173.21	100.56	65	5	40	88.88	30.69	8	6	192	238.12	110.01	32
3	210	180.28	105.97	70	5	45	95.92	33.82	9	6	204	245.76	115.25	34
3	225	187.08	111.25	75	5	50	102.47	36.88	10	6	216	253.18	120.39	36
3	240	193.65	116.4	80	5	55	108.63	39.87	11	6	228	260.38	125.45	38
3	255	200	121.43	85	5	60	114.46	42.8	12	6	240	267.39	130.42	40
3	270	206.16	126.35	90	5	65	120	45.68	13	6	252	274.23	135.31	42
3	285	212.13	131.17	95	5	70	125.3	48.49	14	6	264	280.89	140.13	44
3	300	217.94	135.89	100	5	75	130.38	51.26	15	6	276	287.4	144.88	46
3	375	244.95	158.25	125	5	80	135.28	53.99	16	6	288	293.77	149.55	48
3	450	269.26	178.89	150	5	85	140	56.67	17	6	300	300	154.17	50
3	525	291.55	198.17	175	5	90	144.57	59.31	18	6	330	315.04	165.44	55
3	600	312.25	216.33	200	5	95	149	61.91	19	6	360	329.39	176.36	60
3	675	331.66	233.57	225	5	100	153.3	64.47	20	6	390	343.15	186.97	65
3	750	350	250	250	5	105	157.48	67.01	21	6	420	356.37	197.3	70
3	825	367.42	265.74	275	5	110	161.55	69.49	22	6	450	369.12	207.36	75
3	900	384.06	280.87	300	5	115	165.53	71.96	23	6	480	381.44	217.19	80
4	12	7.07	12.31	3	5	120	169.41	74.39	24	6	510	393.38	226.79	85
4	16	30	14.78	4	5	125	173.21	76.79	25	6	540	404.97	236.18	90
4	20	41.83	17.57	5	5	130	176.92	79.17	26	6	570	416.23	245.38	95
4	24	50.99	20.32	6	5	135	180.55	81.52	27	6	600	427.2	254.4	100
4	28	58.74	23	7	5	140	184.12	83.85	28	6	750	478.28	297.13	125
4	32	65.57	25.6	8	5	145	187.62	86.15	29	6	900	524.4	336.61	150
4	36	71.76	28.15	9	5	150	191.05	88.43	30	6	1050	566.79	373.5	175
4	40	77.46	30.64	10	5	160	197.74	92.91	32	6	1200	606.22	408.29	200
4	44	82.76	33.07	11	5	170	204.21	97.31	34	6	1350	643.23	441.3	225
4	48	87.75	35.45	12	5	180	210.48	101.63	36	6	1500	678.23	472.79	250
4	52	92.47	37.78	13	5	190	216.56	105.88	38	6	1650	711.51	502.96	275
4	56	96.95	40.07	14	5	200	222.49	110.06	40	6	1800	743.3	531.96	300
4	60	101.24	42.32	15	5	210	228.25	114.17	42	7	14	50	12.5	2
4	64	105.36	44.54	16	5	220	233.88	118.21	44	7	21	70.71	17.83	3
4	68	109.32	46.72	17	5	230	239.37	122.2	46	7	28	86.6	22.9	4
4	72	113.14	48.86	18	5	240	244.74	126.13	48	7	35	100	27.78	5
4	76	116.83	50.97	19	5	250	260	130	50	7	42	111.8	32.48	6
4	80	120.42	53.06	20	5	275	262.68	139.46	55	7	49	122.47	37.04	7
4	84	123.9	55.11	21	5	300	274.77	148.64	60	7	56	132.29	41.47	8
4	88	127.28	57.14	22	5	325	286.36	157.54	65	7	63	141.42	45.79	9
4	92	130.58	59.14	23	5	350	297.49	166.21	70	7	70	150	50	10
4	96	133.79	61.12	24	5	375	308.22	174.66	75	7	77	158.11	54.12	11
4	100	136.93	63.07	25	5	400	318.59	182.91	80	7	84	165.83	58.16	12
4	104	140	65	26	5	425	328.63	190.97	85	7	91	173.21	62.12	13
4	108	143	66.91	27	5	450	338.38	198.85	90	7	98	180.28	66	14
					5	475	347.85	206.57	95	7	105	187.08	69.82	15
					5	500	357.07	214.14	100	7	112	193.65	73.58	16

Q	X _{L1}	X _{L2}	X _{C1}	R ₁	Q	X _{L1}	X _{L2}	X _{C1}	R ₁	Q	X _{L1}	X _{L2}	X _{C1}	R ₁
7	119	200	77.27	17	8	256	318.59	144.73	32	9	675	552.27	306.8	75
7	126	206.16	80.91	18	8	272	328.63	151.65	34	9	720	570.53	321.4	80
7	133	212.13	84.5	19	8	288	338.38	158.46	36	9	765	588.22	335.67	85
7	140	217.94	88.04	20	8	304	347.85	165.14	38	9	810	605.39	349.63	90
7	147	223.61	91.53	21	8	320	357.07	171.71	40	9	855	622.09	363.31	95
7	154	229.13	94.97	22	8	336	366.06	178.18	42	9	900	638.36	376.71	100
7	161	234.52	98.37	23	8	352	374.83	184.56	44	9	1125	714.14	440.24	125
7	168	239.79	101.73	24	8	368	383.41	190.83	46	9	1350	782.62	498.94	150
7	175	244.95	105.05	25	8	384	391.79	197.02	48	9	1575	845.58	553.81	175
7	182	250	108.33	26	8	400	400	203.13	50	9	1800	904.16	605.54	200
7	189	254.95	111.58	27	8	440	419.82	218.04	55	9	2025	959.17	654.64	225
7	196	259.81	114.79	28	8	480	438.75	232.49	60	9	2250	1011.19	701.48	250
7	203	264.58	117.97	29	8	520	456.89	246.53	65	9	2475	1060.66	746.36	275
7	210	269.26	121.11	30	8	560	474.34	260.2	70	9	2700	1107.93	789.51	300
7	224	278.39	127.31	32	8	600	491.17	273.52	75	10	10	50.5	9.17	1
7	238	287.23	133.39	34	8	640	507.44	286.52	80	10	20	87.18	17.2	2
7	252	295.8	139.36	36	8	680	523.21	299.23	85	10	30	112.47	24.74	3
7	266	304.14	145.23	38	8	720	538.52	311.66	90	10	40	133.04	31.91	4
7	280	312.25	151	40	8	760	553.4	323.84	95	10	50	150.83	38.8	5
7	294	320.16	156.68	42	8	800	567.89	335.78	100	10	60	166.73	45.45	6
7	308	327.87	162.27	44	8	1000	635.41	392.36	125	10	70	181.25	51.89	7
7	322	335.41	167.78	46	8	1200	696.42	444.63	150	10	80	194.68	58.16	8
7	336	342.78	173.21	48	8	1400	752.5	493.49	175	10	90	207.24	64.26	9
7	350	350	178.57	50	8	1600	804.67	539.57	200	10	100	219.09	70.23	10
7	385	367.42	191.66	55	8	1800	853.67	583.29	225	10	110	230.33	76.06	11
7	420	384.06	204.34	60	8	2000	900	625	250	10	120	241.04	81.78	12
7	455	400	216.67	65	8	2200	944.06	664.96	275	10	130	251.3	87.38	13
7	490	415.33	228.66	70	8	2400	986.15	703.38	300	10	140	261.15	92.89	14
7	525	430.12	240.35	75	9	9	40	8.37	1	10	150	270.65	98.29	15
7	560	444.41	251.76	80	9	18	75.5	15.6	2	10	160	279.82	103.61	16
7	595	458.86	262.91	85	9	27	98.99	22.4	3	10	170	288.7	108.85	17
7	630	471.7	273.82	90	9	36	117.9	28.88	4	10	180	297.32	114.01	18
7	665	484.77	284.51	95	9	45	134.16	35.09	5	10	190	305.7	119.09	19
7	700	497.49	294.99	100	9	54	148.66	41.09	6	10	200	313.85	124.1	20
7	875	556.78	344.63	125	9	63	161.86	46.91	7	10	210	321.79	129.05	21
7	1050	610.33	390.49	150	9	72	174.07	52.56	8	10	220	329.55	133.93	22
7	1225	659.55	433.36	175	9	81	185.47	58.07	9	10	230	337.12	138.75	23
7	1400	705.34	473.78	200	9	90	196.21	63.45	10	10	240	344.53	143.51	24
7	1575	748.33	512.14	225	9	99	206.4	68.71	11	10	250	351.78	148.22	25
7	1750	788.99	548.73	250	9	108	216.1	73.86	12	10	260	358.89	152.87	26
7	1925	827.65	583.79	275	9	117	225.39	78.92	13	10	270	365.86	157.47	27
7	2100	864.58	617.5	300	9	126	234.31	83.88	14	10	280	372.69	162.03	28
8	8	27.39	7.6	1	9	135	242.9	88.76	15	10	290	379.41	166.53	29
8	16	63.25	14.03	2	9	144	251.2	93.55	16	10	300	386.01	170.99	30
8	24	85.15	20.1	3	9	153	259.23	98.28	17	10	320	398.87	179.78	32
8	32	102.47	25.87	4	9	162	267.02	102.93	18	10	340	411.34	188.4	34
8	40	117.26	31.42	5	9	171	274.59	107.51	19	10	360	423.44	196.87	36
8	48	130.38	36.77	6	9	180	281.96	112.03	20	10	380	435.2	205.2	38
8	56	142.3	41.95	7	9	189	289.14	116.49	21	10	400	446.65	213.38	40
8	64	153.3	46.99	8	9	198	296.14	120.89	22	10	420	457.82	221.44	42
8	72	163.55	51.9	9	9	207	302.99	125.23	23	10	440	468.72	229.37	44
8	80	173.21	56.7	10	9	216	309.68	129.53	24	10	460	479.37	237.19	46
8	88	182.35	61.39	11	9	225	316.23	133.77	25	10	480	489.8	244.9	48
8	96	191.05	65.98	12	9	234	322.65	137.97	26	10	500	500	252.5	50
8	104	199.37	70.49	13	9	243	328.94	142.12	27	10	550	524.64	271.07	55
8	112	207.36	74.91	14	9	252	335.11	146.22	28	10	600	548.18	289.07	60
8	120	215.06	79.26	15	9	261	341.17	150.28	29	10	650	570.75	306.56	65
8	128	222.49	83.54	16	9	270	347.13	154.3	30	10	700	592.45	323.58	70
8	136	229.67	87.74	17	9	288	358.75	162.23	32	10	750	613.39	340.18	75
8	144	236.64	91.89	18	9	306	370	170	34	10	800	633.64	356.37	80
8	152	243.41	95.97	19	9	324	380.92	177.63	36	10	850	653.26	372.21	85
8	160	250	100	20	9	342	391.54	185.14	38	10	900	672.31	387.7	90
8	168	256.42	103.97	21	9	360	401.87	192.52	40	10	950	690.83	402.87	95
8	176	262.68	107.9	22	9	378	411.95	199.78	42	10	1000	708.87	417.74	100
8	184	268.79	111.77	23	9	396	421.78	206.93	44	10	1250	792.94	488.23	125
8	192	274.77	115.59	24	9	414	431.39	213.98	46	10	1500	868.91	553.36	150
8	200	280.62	119.38	25	9	432	440.79	220.93	48	10	1750	938.75	614.25	175
8	208	286.36	123.11	26	9	450	450	227.78	50	10	2000	1003.74	671.66	200
8	216	291.98	126.81	27	9	495	472.23	244.52	55	10	2250	1064.78	726.14	225
8	224	297.49	130.47	28	9	540	493.46	260.74	60	10	2500	1122.5	778.12	250
8	232	302.9	134.09	29	9	585	513.81	276.51	65	10	2750	1177.39	827.92	275
8	240	308.22	137.67	30	9	630	533.39	291.85	70	10	3000	1229.84	875.8	300



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

3030 ZEEB RD. PHOENIX, ARIZONA 85016 • A SUBSIDIARY OF MOTOROLA INC.

1975 MOTOROLA SEMICONDUCTOR PRODUCTS INC.

MOT

APENDICE B. CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR DE
POTENCIA DE RF 2N5590



MOTOROLA
Semiconductors

BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036

2N5590

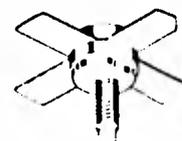
The RF Line

NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR

— designed for 13.6 volt, VHF large signal power amplifier applications required in military and industrial equipment operating to 240 MHz.

- Low lead inductance stripline package for easier design and increased broadband capability.
- Balanced Emitter Construction for increased Safe Operating Area. The 2N5590 is designed to withstand an Open or Shorted Load at rated Output Power.
- Specified 13.6 Volt, 175 MHz Characteristics —
Output Power = 10 Watts
Minimum Gain = 5.2 dB
Efficiency = 50%

**NPN SILICON
RF POWER
TRANSISTOR**



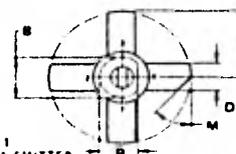
***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	18	Vdc
Collector Base Voltage	V_{CB}	36	Vdc
Emitter Base Voltage	V_{EB}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	2.0	Adc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	30 171	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	°C

*Indicates JEDEC Registered Data



SEATING PLANE
WRENCH FLAT



STYLE 1
PIN 1 EMITTER
2 BASE
3 EMITTER
4 COLLECTOR

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	2.50	9.78	0.100	0.385
B	8.13	8.38	0.320	0.330
C	17.02	20.07	0.670	0.790
D	5.46	5.97	0.215	0.235
E	1.78	—	0.070	—
F	0.08	0.18	0.003	0.007
G	12.45	—	0.490	—
H	1.40	1.78	0.055	0.070
I	45°	NOM	45°	NOM
J	—	1.27	—	0.050
K	7.50	7.80	0.299	0.307
L	4.01	4.52	0.158	0.178
M	2.11	2.54	0.083	0.100
N	2.49	3.25	0.098	0.128

145A 00

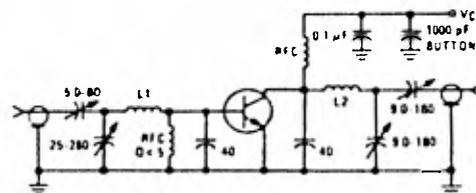
2N5590

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
*Collector-Emitter Sustaining Voltage (Note 1) ($I_C = 200\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$BV_{CE(sus)}$	18	-	-	Vdc
*Collector-Emitter Sustaining Voltage (Note 1) ($I_C = 200\text{ mAdc}$, $R_{BE} = 0$)	$BV_{CE(sus)}$	36	-	-	Vdc
*Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 2.5\text{ mAdc}$, $I_C = 0$)	BV_{EB0}	40	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 15\text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	I_{CBO}	-	-	10	mAdc
ON CHARACTERISTICS					
*DC Current Gain ($I_C = 250\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	50	-	-	-
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
*Output Capacitance ($V_{CB} = 15\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 0.1$ to 10 MHz)	C_{ob}	-	35	70	pF
FUNCTIONAL TEST					
*Power Input (Figure 1) ($P_{out} = 10\text{ W}$, $V_{CE} = 13.6\text{ Vdc}$, $f = 175\text{ MHz}$)	P_{in}	-	-	30	Watts
*Common-Emitter Amplifier Power Gain (Figure 1) ($P_{out} = 10\text{ W}$, $V_{CE} = 13.6\text{ Vdc}$, $f = 175\text{ MHz}$)	G_{PE}	52	-	-	dB
Collector Efficiency (Figure 1) ($P_{out} = 10\text{ W}$, $V_{CE} = 13.6\text{ Vdc}$, $f = 175\text{ MHz}$)	η	50	-	-	%

*Indicates JEDEC Registered Data.
Note 1: Pulsed through 25 mH inductor.

FIGURE 1 - 175 MHz TEST CIRCUIT



All capacitance values in pF unless otherwise indicated.
L1 - 1.38" length of #14 AWG Wire
L2 - 1 Turn #14 AWG Wire 3/8" Dia 1 1/2" Long



2N5590

POWER OUTPUT versus FREQUENCY

FIGURE 2

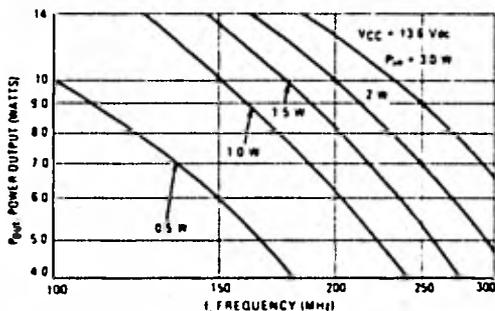


FIGURE 3

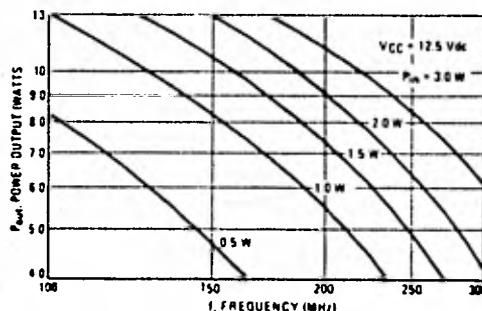


FIGURE 4 - POWER OUTPUT versus POWER INPUT

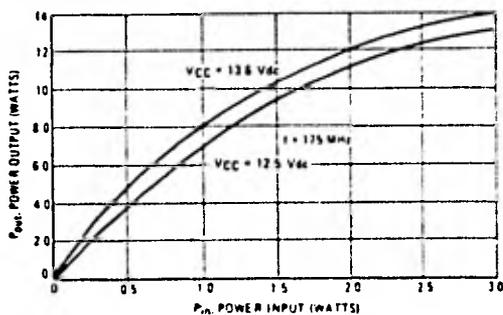
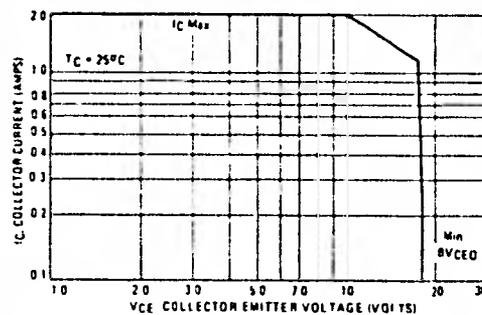


FIGURE 5 - DC SAFE OPERATING AREA



PARALLEL EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

FIGURE 6

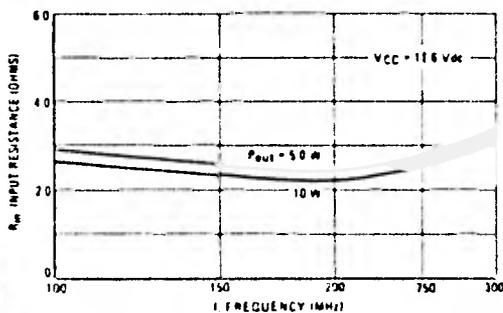
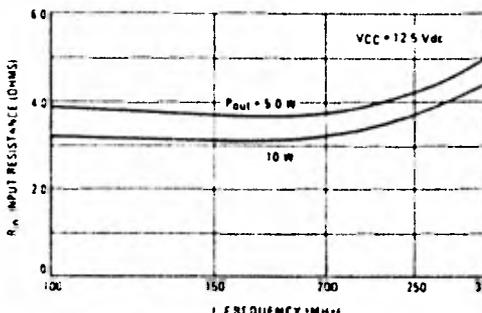


FIGURE 7



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

2N5590

PARALLEL EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

FIGURE 8

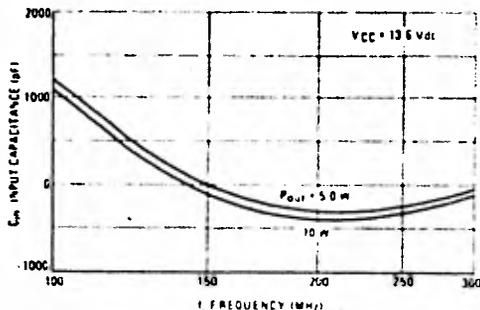
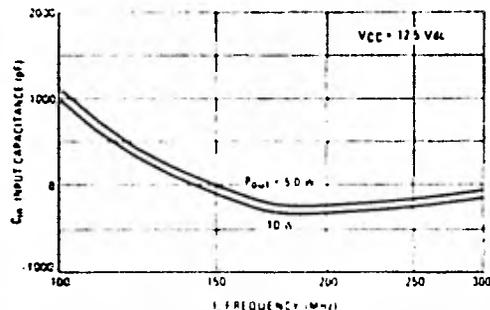


FIGURE 9



PARALLEL EQUIVALENT OUTPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

FIGURE 10

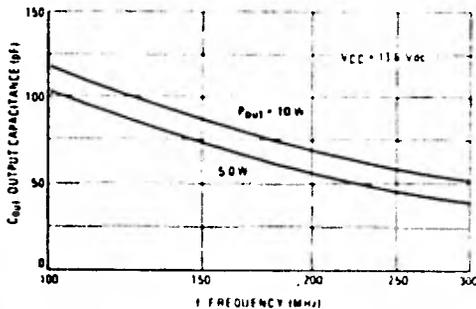
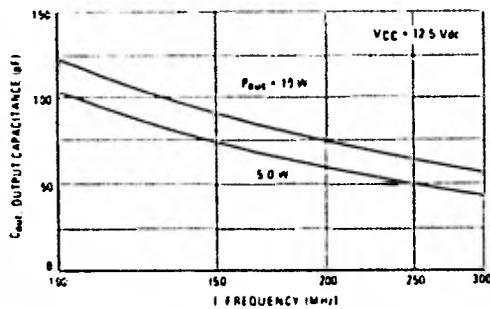


FIGURE 11



SERIES INPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY

FIGURE 12

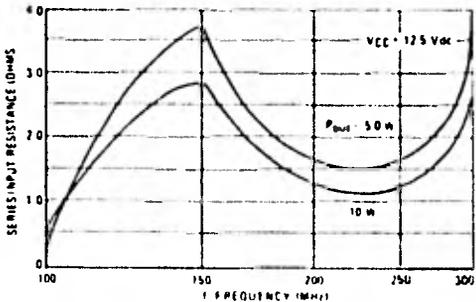
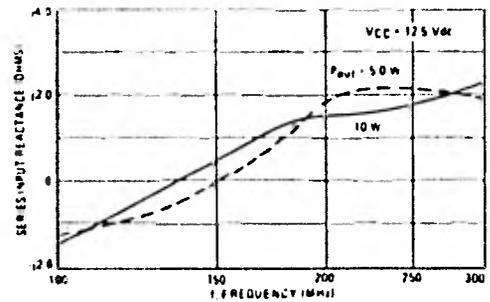


FIGURE 13



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

APENDICE C. SELECCION Y DISEÑO DE COMPONENTES REALES

La selección y la construcción de las componentes necesarias para llevar a cabo en forma práctica un diseño a partir de los valores ideales de las mismas, puede ser la mayor dificultad, debido a los elementos parásitos asociados con las componentes reales a la frecuencia y nivel de potencia de operación.

Para lograr el funcionamiento óptimo de un amplificador de potencia de RF (y en general de circuitos con transistores de RF), las componentes utilizadas en las redes de acoplamiento deben medirse a la frecuencia de operación con un puente de impedancias para determinar además sus impedancias parásitas y auto-resonancias; una vez encontradas, se debe evaluar su posible efecto nocivo para el funcionamiento del circuito. Lo anterior ayuda a seleccionar bobinas y capacitores con pocas pérdidas y auto-resonancias altas. Por otro lado, las resistencias empleadas en las trayectorias de corriente de RF deben tener inductancia en serie y capacitancia en paralelo bajas, por lo que las resistencias de carbón de baja potencia resultan muy adecuadas.

C.1 Inductores

A diferencia de las resistencias, capacitores y transistores, no es posible especificar el comportamiento eléctrico de una bobina cuando se conecta en un circuito, ya que la frecuencia a la que funciona afecta su inductancia y su Q (figura de mérito o factor de calidad).

Por esa razón se va a describir el comportamiento inductivo de un alambre recto y el de una bobina, así como la forma de cuantificarlo, a fin de que podamos realizar en forma práctica una bobina de acuerdo con nuestras necesidades.

C.1.1 Inductancia en un alambre recto.

Aunque a un conductor no se le de la forma de bobina tendrá una autoinductancia, debido al campo magnético que rodea a todos los conductores por los que circula corriente.

La inductancia en un alambre corto es pequeña, pero puede no ser despreciable, si la corriente cambia su intensidad lo suficientemente rápido para que el voltaje inducido sea considerable. En bajas frecuencias la inductancia de un alambre corto es insignificante ya que el voltaje inducido es muy pequeño, pero conforme la frecuencia aumenta, digamos alrededor de 100 MHz o más, hasta un centímetro de longitud en las terminales de los transistores y los capacitores presentan características inductivas importantes.

La inductancia de un alambre recto depende del diámetro y de su longitud. Su cálculo puede hacerse mediante la siguiente fórmula.

$$L = 0.129 \ell \left[2.303 \log_{10} \left(\frac{4\ell}{d} \right) - 0.75 \right] \quad (1)$$

Donde:

- L inductancia del alambre recto, en μH
- ℓ longitud del alambre, en mm
- d diámetro del alambre, en mm

En la fig 1 se muestra la inductancia de alambres de diferentes calibres para diversas longitudes y en la Tabla 1 se dan las principales características del alambre de cobre.

C. 1.2 Inductancia en un inductor.

Un inductor se forma enrollando en espiral un alambre para obtener una inductancia mayor de la que se tendría para la misma longitud de alambre si este fuese recto. Esto es posible debido a que las líneas de fuerza magnética de cada vuelta se suman a las de las otras vueltas, creando un campo magnético, más fuerte. La forma de la bobina afectará la inductancia, --- puesto que mejorando la concentración del campo se incrementa su valor.

La inductancia de una bobina depende del número, tamaño y arreglo de las vueltas que la forman, así como de la presencia o ausencia de material ferromagnético en el núcleo de la misma. La inductancia aproximada para una bobina de una sola capa con núcleo de aire (fig 2) puede calcularse con la siguiente expresión:

$$L = \frac{r^2 n^2}{22.9\ell + 25.4r} \quad (2)$$

Donde:

- L inductancia del inductor, en μH
- r radio de la bobina, en cm
- ℓ longitud de la bobina, en cm
- n número de vueltas

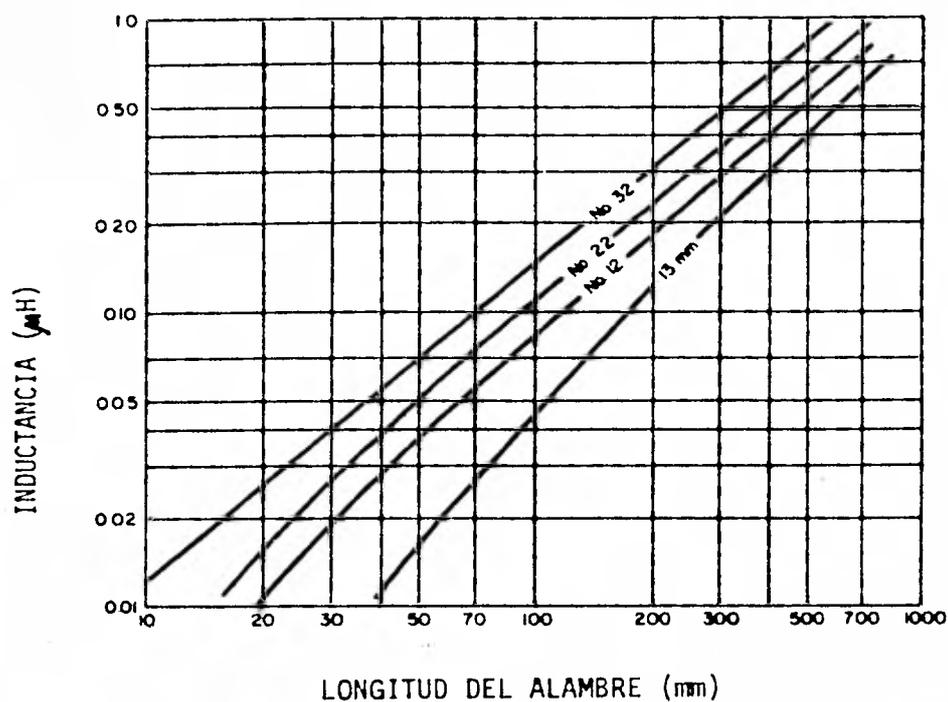


Fig 1 Inductancia en baja frecuencia para alambre recto de diferentes calibres y longitudes.

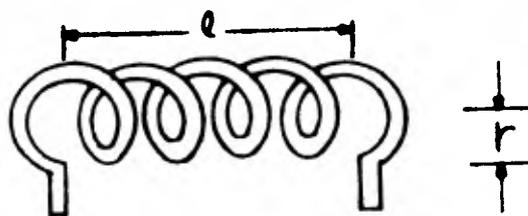


Fig 2 Bobina de una sola capa con núcleo de aire.

COPPER-WIRE TABLE

Wire Size A.W.G. (B&S)	Diam. in Mils ¹	Circular Mil Area	Turns per Linear Inch ²			Cont.-duty current ³ single wire in open air	Cont.-duty current ³ wires or cables in conduits or bundles	Feet per Pound, Bare	Ohms per 1000 ft. 25° C.	Current Carrying Capacity ⁴ at 700 C.M. per Amp.	Diam. in mm.	Nearest British S.W.G. No.
			Enamel	S.C.B.	D.C.C.							
1	289.3	83690	—	—	—	—	3.947	.1264	119.6	7.348	1	
2	257.6	66370	—	—	—	—	4.977	.1593	94.8	6.544	3	
3	229.4	52640	—	—	—	—	6.276	.2009	75.2	5.827	4	
4	204.3	41740	—	—	—	—	7.914	.2533	59.6	5.189	5	
5	181.9	33100	—	—	—	—	9.980	.3195	47.3	4.621	7	
6	162.0	26250	—	—	—	—	12.58	.4028	37.5	4.115	8	
7	144.3	20820	—	—	—	—	15.87	.5080	29.7	3.665	9	
8	128.5	16510	7.6	—	7.1	73	20.01	.6405	23.6	3.264	10	
9	114.4	13090	8.6	—	7.8	—	25.23	.8077	18.7	2.906	11	
10	101.9	10380	9.6	9.1	8.9	55	31.82	1.018	14.8	2.588	12	
11	90.7	8234	10.7	—	9.8	—	40.12	1.284	11.8	2.305	13	
12	80.8	6530	12.0	11.3	10.9	41	50.59	1.619	9.33	2.053	14	
13	72.0	5178	13.5	—	12.8	—	63.80	2.042	7.40	1.828	15	
14	64.1	4107	15.0	14.0	13.8	32	80.44	2.575	5.87	1.628	16	
15	57.1	3257	16.8	—	14.7	—	101.4	3.247	4.65	1.450	17	
16	50.8	2583	18.9	17.3	16.4	22	127.9	4.094	3.69	1.291	18	
17	45.3	2048	21.2	—	18.1	—	161.3	5.163	2.93	1.150	18	
18	40.3	1624	23.6	21.2	19.8	16	203.4	6.510	2.32	1.024	19	
19	35.9	1288	26.4	—	21.8	—	256.5	8.210	1.84	.912	20	
20	32.0	1022	29.4	25.8	23.8	—	323.4	10.35	1.46	.812	21	
21	28.5	810	33.1	—	26.0	—	407.8	13.05	1.16	.723	22	
22	25.3	642	37.0	31.3	30.0	—	514.2	16.46	.918	.644	23	
23	22.6	510	41.3	—	32.6	—	648.4	20.76	.728	.573	24	
24	20.1	404	46.3	37.8	38.6	—	817.7	26.17	.577	.511	25	
25	17.9	320	51.7	—	41.8	—	1031	33.00	.458	.455	26	
26	15.9	254	58.0	46.1	45.0	—	1300	41.62	.363	.405	27	
27	14.2	202	64.9	—	48.5	—	1639	52.48	.288	.361	29	
28	12.6	160	72.7	54.6	48.5	—	2067	66.17	.228	.321	30	
29	11.3	127	81.6	—	51.8	—	2607	83.44	.181	.286	31	
30	10.0	101	90.5	64.1	55.5	—	3287	105.2	.144	.255	33	
31	8.9	80	101	—	59.2	—	4145	132.7	.114	.227	34	
32	8.0	63	113	74.1	62.6	—	5227	167.3	.090	.202	36	
33	7.1	50	127	—	66.3	—	6591	211.0	.072	.180	37	
34	6.3	40	143	86.2	70.0	—	8310	266.0	.057	.160	38	
35	5.6	32	158	—	73.5	—	10480	335	.045	.143	38-39	
36	5.0	25	175	103.1	77.0	—	13210	423	.036	.127	39-40	
37	4.5	20	198	—	80.3	—	16660	533	.028	.113	41	
38	4.0	16	224	116.3	83.6	—	21010	673	.022	.101	42	
39	3.5	12	248	—	86.6	—	26500	848	.018	.090	43	
40	3.1	10	282	131.6	89.7	—	33410	1070	.014	.080	44	

¹ A mil is .001 inch. ² Figures given are approximate only; insulation thickness varies with manufacturer. ³ Max. wire temp. of 212° F and max. ambient temp. of 135° F. ⁴ 700 circular mils per ampere is a satisfactory design figure for small transformers, but values from 500 to 1000 c.m. are commonly used.

TABLA 1 CARACTERISTICAS DEL ALAMBRE DE COBRE.

Para obtener el mejor Q la longitud debe ser lo más aproximada posible al diámetro; es decir $\ell = 2r$, sin que esto sea crítico.

C.1.3 Q de una bobina.

Debido a que las bobinas se hacen enrollando un alambre, y el alambre tiene una cierta resistencia, las bobinas tendrán pérdidas; puesto que la resistencia del alambre aumenta con la frecuencia estas pérdidas frecuentemente son muy significativas. Por lo tanto, una bobina práctica tendrá una resistencia en serie con su valor inductivo. La relación de la reactancia inductiva a la resistencia en serie se define como el factor de calidad de una bobina y nos indica que tan grande es la componente resistiva asociada con la bobina (fig 3 (A)).

Como X_L y R_S cambian con la frecuencia, aunque no en la misma relación, el Q de una bobina cambiará con la frecuencia.

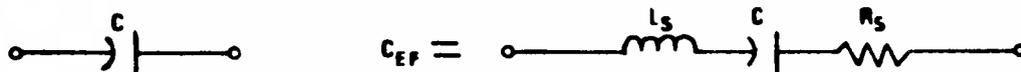
C. 2 Capacitores.

Los capacitores a diferencia de las bobinas no van a ser construidos por uno mismo. Pero, como se mencionó al principio, su valor de capacitancia se modifica en altas frecuencias, por lo que es importante conocerlo a la frecuencia de operación.

Los elementos parásitos asociados con un capacitor real son: una resistencia y una inductancia en serie, que dependen grandemente de la configuración física del capacitor y del material de que esta hecho. Su presencia hace que disminuya el Q y que la capacitancia efectiva aumente, como se muestra en la fig 3 (B).



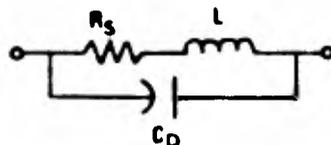
(A)



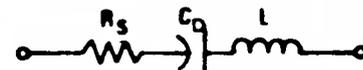
(B)



(C-1)



(C-2)



(C-3)

Fig 3 Características de componentes reales. Inductor (A), capacitor (B), choke de RF (C).

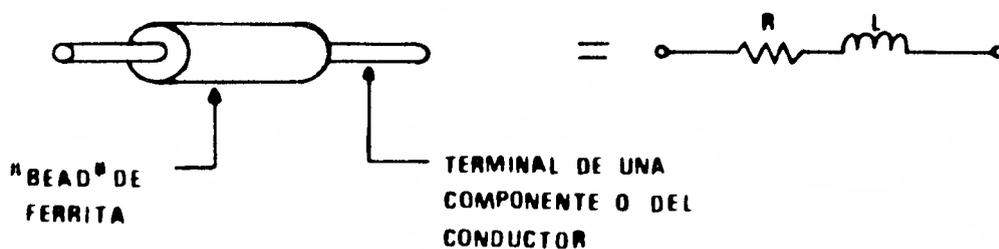


Fig 4 'Bead' de ferrita y circuito equivalente.

Por lo que:

$$C_{EF} = \frac{C}{1 - \omega^2 LC} \quad \text{y} \quad Q = \frac{X_{CEF}}{R_S} = \frac{X_C - X_L}{R_S}$$

Donde, C es la capacitancia en baja frecuencia y LS - y RS son los elementos parásitos asociados en alta frecuencia.

Por lo tanto, va a ser de gran importancia durante la construcción de un circuito de RF, reducir al mínimo la inductancia en serie asociada con el capacitor, recomendándose lo siguiente para lograrlo:

- a. Construir y distribuir las componentes en el circuito de -- tal forma que la interconexión sea lo más corta y directa posible para minimizar de esa forma la inductancia resultante por -- las terminales del capacitor.
- b. Utilizar, si es posible, capacitores chip de cerámica como -- capacitores de valor fijo. Ya que de esta forma se disminuye -- la inductancia ocasionada por el paquete del capacitor, pues es -- tos capacitores tienen baja inductancia parásita y alto Q.

C.3 Chokes de radio frecuencia y "beads" de ferritas.

Los chokes de RF (RFC) pueden considerarse como inductancias especiales diseñadas para que tengan un valor de impedancia alto sobre un gran rango de frecuencia. Un choke de RF -- práctico tiene inductancia, capacitancia distribuida y resistencia en serie, por lo que sus características variarán con la frecuencia. Comportándose como un inductor en bajas frecuencias -- (fig 3 (C-1)), un circuito resonante paralelo de alta impedancia (fig 3 (C-2)) conforme aumenta la frecuencia y un circuito resonante serie (fig 3 (C-3)) de baja impedancia a frecuencias más elevadas todavía. Repitiéndose este mismo ciclo con --

forme la frecuencia se sigue aumentando después de haber alcanzado el punto de resonancia en serie; teniéndose que la impedancia del choke disminuye rápidamente después de cada ciclo sucesivo.

Los "beads" son secciones de ferrita, huecas y pequeñas, utilizadas comúnmente en comunicaciones de RF. Su aplicación más común es en circuitos de desacoplo de RF y en supresión de oscilaciones parásitas, aunque en circuitos de potencia de RF se utilizan también como substitutos de chokes de RF insertándolos en un conductor, y como reductores de Q en serie con resistencias e inductancias, evitando de esta forma la tendencia a la auto-oscilación.

Al pasar un conductor a través del "bead", el circuito resultante es igual a una resistencia en serie con una reactancia (fig 4); los valores de R y L dependerán grandemente de la corriente de RF y de la frecuencia.

Al utilizarlos como choke de RF, introduciendo uno o varios en un conductor; las corrientes armónicas indeseadas -- crean un campo magnético alrededor del conductor y conforme el campo corta el material de ferrita, la impedancia se eleva rápidamente, creando el efecto de un choke de RF en esa área; a frecuencias más bajas, donde la permeabilidad del "bead" es baja -- casi no hay impedancia. Por lo tanto, al insertar uno o varios "beads" de ferrita en un conductor se logra el aislamiento entre etapas y el desacoplo de RF de la fuente de alimentación en altas frecuencias.

APENDICE D. DISEÑO TERMICO

La disipación máxima de potencia que un transistor de potencia de RF puede soportar esta limitada por la temperatura de la juntura. Como la eliminación del calor generado por el mismo es muy importante para alargar su vida útil, es necesario proporcionarle un medio adecuado de disipación térmica. Cuando la potencia es baja, el mismo chasis puede ser útil, pero si se trata de altas potencias, será necesario utilizar un disipador u otro medio para eliminar el calor generado, y mantener de esa forma la temperatura de la juntura por abajo del valor máximo que puede soportar.

Por lo tanto, el análisis y las técnicas de construcción térmicas adecuadas son muy importantes e incluyen:

- a. El empleo de una superficie de disipación plana para maximizar el área de contacto entre la superficie de disipación del transistor y el disipador.

- b. Utilizar una cantidad adecuada de compuesto térmico a base de silicón entre el disipador y la superficie de disipación del transistor. La cantidad de grasa de silicón utilizada será la mínima requerida para llenar cualquier espacio de aire que pudiera existir entre la superficie de disipación del transistor y la superficie del disipador.
- c. Aplicar el par especificado para el transistor cuando se sujeta al disipador.
- d. Localizar el disipador de manera que las etapas de mayor potencia estén cerca de la posición de máxima transferencia de calor.

Otro punto importante para lograr una buena disipación es el par aplicado para sujetar el transistor al disipador, por lo que en la Tabla 1 se proporcionan los valores de par máximo recomendados por Motorola, para los dos tamaños de cuerda que emplea en los paquetes con tornillo de montaje de los transistores de potencia de RF que fabrica.

	SI SE APLICA SOLO UNA VEZ	SI SE ESPERA UN MONTAJE/DES MONTAJE REPETIDO
CUERDA DE 8-32	6.5 lb-in	5.0 lb-in
CUERDA DE 10-32	11.0 lb-in	8.5 lb-in

TABLA 1 VALORES RECOMENDADOS DE PAR MAXIMO.

Los valores anteriores no deben excederse, pues un par demasiado grande puede romper el tornillo de montaje o inducir un esfuerzo excesivo sobre el cuerpo del transistor.

D.1 Cálculo de la resistencia térmica para el disipador.

Cuando se utiliza un disipador, se proporciona una trayectoria adicional de baja resistencia térmica para el flujo de calor entre la superficie de disipación del transistor y el medio ambiente. Para determinar dicha resistencia térmica vamos a utilizar el modelo electrotérmico que se muestra en la fig 1.

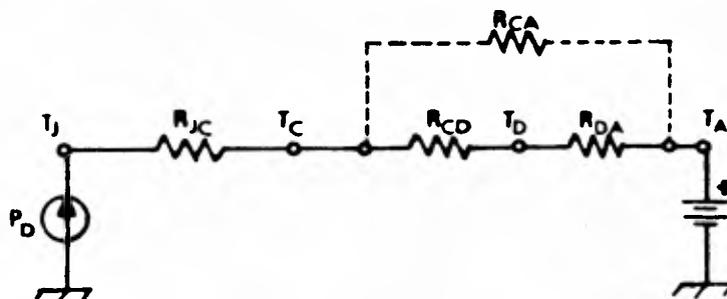


Fig 1 Diagrama electrotérmico transistor-disipador.

- Donde:
- PD Potencia disipada por el transistor, en Watts.
 - TJ Temperatura máxima permitida para la juntura del transistor, en °C.
 - RJC Resistencia térmica entre la juntura y la cápsula del transistor, en °C/W.
 - TC Temperatura del encapsulado del transistor, en °C
 - RCA Resistencia térmica entre el encapsulado y el ambiente, en °C/W.
 - RCD Resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador, en °C/W
 - RDA Resistencia térmica entre el disipador y el ambiente, en °C/W.
 - TA Temperatura ambiente máxima a la que el transistor va a operar, en °C

A partir de la figura anterior puede observarse claramente que la analogía entre el circuito eléctrico y el térmico se -

estableció considerando al flujo de calor a través de una resistencia térmica en forma semejante al flujo de corriente directa a través de una resistencia eléctrica.

RCA aparece con líneas punteadas porque su efecto se -- desprecia cuando se utiliza un disipador, debido a que la transferencia de calor a través del encapsulado es pequeña comparada con la que hay a través del disipador.

A partir de la fig 1 tenemos entonces que:

$$RDA = \frac{TJ(MAX) - TA}{PD} - RJD \quad (1)$$

Donde: $RJD = RJC + RCD \quad (2)$

Y la potencia disipada se calcula en la siguiente forma:

$$PD = PCD + PERF - PSRF \quad (3)$$

Donde:

PCD potencia de alimentación de corriente directa, en Watts.

PE potencia de entrada de RF, en Watts.

PS potencia de salida de RF, en Watts.

El valor de RCD incluye la resistencia térmica ocasionada por las irregularidades de las superficies de contacto y la ocasionada por el aislador eléctrico, si se usa entre la cápsula y el disipador; la primera se disminuye utilizando la grasa de silicón como se mencionó al principio. El valor de RCD, al igual que el de RJC y el de TJ (MAX) pueden encontrarse en la información proporcionada por el fabricante.

Cuando dos transistores se montan juntos sobre un disipador común, la ec 2 se modifica considerando las dos trayecto-

rias de resistencia térmica como un circuito en paralelo, por lo que

$$RJD_{(TOTAL)} = \frac{RJD1 - RJD2}{RJD1 + RJD2} \quad (4)$$

En donde RJD1 y RJD2 se calculan por separado para cada dispositivo.

Respecto al valor de RDA calculado con la ec 1, debe no tarse lo siguiente:

- a. Dicho valor será conservativo, pues los cálculos se hacen considerando el valor de RJC para el peor de los casos.
- b. Si se preven desacoplos de carga, el valor de RDA deberá mo dificarse para considerar el aumento en la disipación resul tante de estas condiciones de operación.
- c. La ec 4 es válida totalmente, si los transistores se locali zan en el mismo punto sobre el disipador. Pero aunque esto no sea cierto, dicha ecuación proporciona una buena aproximación.
- d. Los valores para RDA se obtienen considerando operación con tinua. Si la operación fuese por ciclos, los requisitos -- del disipador disminuyen considerablemente.

En general, para una disipación eficiente, deberá utili zarse un material que tenga alta conductividad térmica (ver Ta-- bla 2). Además, si al disipador se le aplica pintura negra, au-- menta su eficiencia, pues se mejora su capacidad de radiación -- térmica.

MATERIAL	CONDUCTIVIDAD W/°C x cm.
ALUMINIO PURO	2.26
ALUMINIO 68,S	2.21
COBRE	3.84
PLATA	4.21
ORO	3.1
BERILIO 95%	1.63
ACERO	0.78
MICA	0.006
AIRE	0.0003

TABLA 2 CONDUCTIVIDAD TERMICA DE
VARIOS MATERIALES A 27 °C.

200 1-4 337 - 113 12-5 2