

6
20

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

Facultad de Ingeniería



DISEÑO DE LAS ETAPAS DE CONVERSION DE
FRECUENCIA Y AMPLIFICACION EN BANDA
"KU" PARA TRANSMISION DE SEÑALES VIA
SATELITE

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N

GERARDO AGUIRRE ROJAS

VICTOR MANUEL PARRAZAL BALTIERREZ



México, D. F.

1987



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 está 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.

DISENO DE LAS ETAPAS DE CONVERSION DE FRECUENCIA
Y
AMPLIFICACION EN BANDA KU PARA TRANSMISION
DE
SEÑALES VIA SATELITE.

III

INDICE.

INTRODUCCION	1
CAPITULO I. ANTECEDENTES	7
I.A. Las Comunicaciones	9
I.B. Comunicaciones Vía Satélite	12
I.B.1. El Enlace de Comunicaciones	14
I.B.2. Bandas de Comunicaciones	17
I.B.3. Estaciones Terrenas	20
I.C. El Caso de México	28
CAPITULO II. CONCEPTOS BASICOS ASOCIADOS AL DISEÑO	
DE SUBSISTEMAS DE MICROONDAS	37
II.A. Elementos de Análisis y Diseño en la	
Electrónica de Altas Frecuencias	39
II.A.1. Líneas de Transmisión	40
II.A.1.a) La Microcinta	47
II.A.2. Parámetros S o de Dispersión	58
II.A.3. La Carta de Smith	69
II.A.4. Diseño de Componentes de Microondas	78
II.A.4.a) Criterios para el Diseño	78
II.A.4.b) Acoplamiento de Impedancias	85

IV.B.1. Mezclador 1	171
IV.B.2. Mezclador 2	174
IV.C. Diseño del Amplificador de Potencia Elevada	177
IV.C.1. Especificaciones	177
IV.C.2. Consideraciones Particulares	178
IV.C.3. Selección de Transistores y Configuración	181
IV.C.4. Análisis de Transistores	188
IV.C.5. Diseño de las Redes de Acoplamiento	193
IV.C.6. Diseño de Acopladores Direccionales	199
IV.C.7. Resultados y Análisis Final del Diseño	202
IV.D. Diseño del Preamplificador	220
IV.D.1. Especificaciones	220
IV.D.2. Consideraciones Particulares	221
IV.D.3. Selección de Transistores y Configuración	221
IV.D.4. Análisis de Transistores	224
IV.D.5. Diseño de las Redes de Acoplamiento	228
IV.D.6. Resultados y Análisis Final del Diseño	231
IV.E. Diseño del Oscilador Fijo	240
IV.E.1. Especificaciones	240
IV.E.2. Consideraciones Particulares	242
IV.E.3. Selección y Análisis del Transistor	243
IV.E.4. Selección de Configuración y Retroalimentación ..	245
IV.E.5. Diseño de Elementos en Microcinta	246
IV.E.6. Resultados y Análisis Final del Diseño	248

INTROUCCION.

INTRODUCCION.

Uno de los subsistemas más importantes de las estaciones terrenas de transmisión de señales vía satélite, es el subsistema transmisor, cuyas partes fundamentales son las etapas de conversión de frecuencia y amplificación. En este trabajo, se plantea el diseño de los diferentes componentes que integran a las etapas mencionadas para transmisión de señales en la banda "Ku" de comunicaciones, atendiendo a la necesidad de desarrollo de tecnología nacional en este campo, impuesta por la colocación en órbita de los satélites Morelos en 1985.

La elaboración del presente trabajo de tesis pretende ser algo más que un reporte técnico sobre el diseño de las etapas de conversión de frecuencia y amplificación en banda "Ku" para transmisión de señales vía satélite. Se ha tratado de abarcar desde un panorama general de las comunicaciones vía satélite (cap. I), hasta el diseño de varios de los componentes electrónicos que intervienen para llevar a cabo un enlace de comunicaciones de este tipo (cap. IV): para ello, se ha encontrado conveniente la exposición previa de los conceptos básicos generales que deben tomarse en cuenta en la realización de diseños de componentes de altas frecuencias (cap. II) y el planteamiento de una metodología general para seguir una secuencia ordenada de los diseños mencionados, incluyendo desde el planteamiento de los objetivos de diseño hasta la realización

construidos, sean del todo satisfactorias, apegándose a los resultados reportados en este trabajo.

La contribución que el desarrollo de este proyecto logra en el área de la ingeniería en telecomunicaciones, no alcanza el carácter de científico, sino que se trata más bien de un desarrollo de tecnología nacional que por la creciente demanda que el tipo de componentes diseñados tiene en nuestro país, exige de la participación del sector industrial.

Así pues, el desarrollo de este trabajo (cominciando por el planteamiento de una visión general que sirve de marco conceptual al tema de que es objeto, continuando con los conceptos teóricos que apoyan al diseño, planteando una metodología para la realización de los diseños y posteriormente llevándolos a cabo, para finalmente retomar resultados particulares y analizarlos en forma global) sigue una trayectoria paralela a la experiencia académica vivida al realizar, por la inquietud que el conocimiento del propio panorama general provocó en nosotros, un proyecto de diseño de ingeniería en el campo de las comunicaciones vía satélite. Por este motivo es por el que hemos querido presentar la tesis con esta estructura, con el fin de brindar a los futuros pasantes del área, la experiencia vivida en la elaboración del proyecto, esperando contribuir de alguna manera en el aspecto didáctico, al conocimiento de la electrónica de altas frecuencias y demás conceptos asociados al diseño de los componentes utilizados en enlaces de comunicaciones vía satélite.

CAPITULO. I

ANTECEDENTES.

INTRODUCCION.

Uno de los subsistemas más importantes de las estaciones terrenas de transmisión de señales vía satélite, es el subsistema transmisor, cuyas partes fundamentales son las etapas de conversión de frecuencia y amplificación. En este trabajo, se plantea el diseño de los diferentes componentes que integran a las etapas mencionadas para transmisión de señales en la banda "Ku" de comunicaciones, atendiendo a la necesidad de desarrollo de tecnología nacional en este campo, impuesta por la colocación en órbita de los satélites Morelos en 1985.

La elaboración del presente trabajo de tesis pretende ser algo más que un reporte técnico sobre el diseño de las etapas de conversión de frecuencia y amplificación en banda "Ku" para transmisión de señales vía satélite. Se ha tratado de abarcar desde un panorama general de las comunicaciones vía satélite (cap. I), hasta el diseño de varios de los componentes electrónicos que intervienen para llevar a cabo un enlace de comunicaciones de este tipo (cap. IV); para ello, se ha encontrado conveniente la exposición previa de los conceptos básicos generales que deben tomarse en cuenta en la realización de diseños de componentes de altas frecuencias (cap. II) y el planteamiento de una metodología general para seguir una secuencia ordenada de los diseños mencionados, incluyendo desde el planteamiento de los objetivos de diseño hasta la realización

física de los mismos (cap. III). Después de presentar los resultados de los diseños y haber realizado un análisis de los mismos para cada uno de los componentes diseñados en forma particular, se ha hecho un análisis global de todos los componentes conectados entre sí y con los demás componentes del subsistema transmisor (cap. V), con el objeto de dar una visión global del funcionamiento que en conjunto presentan los componentes diseñados, mostrándose varias "opciones de funcionamiento" que permiten visualizar los efectos que provocan las modificaciones de las características en algunos de los componentes.

En todos los capítulos, se ha procurado mencionar los conceptos y elementos principales que intervienen para la realización de los diseños, desafortunadamente, el alcance en la exposición de dichos conceptos se ha visto limitado tanto por el carácter mismo de la tesis como por el volumen que una exposición más profunda implicaría. Asimismo, la construcción física de los diseños no ha podido reportarse como parte de este trabajo, debido a que aún no han sido construidos los diseños por la limitante impuesta por el tiempo destinado a la realización de la tesis; sin embargo, próximamente se tiene planeado construir dichos diseños en el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) y se espera, en base a otros diseños ya construidos en la banda "C" de comunicaciones, que las características finales que exhiban los componentes

construidos, sean del todo satisfactorias, apegándose a los resultados reportados en este trabajo.

La contribución que el desarrollo de este proyecto logra en el área de la ingeniería en telecomunicaciones, no alcanza el carácter de científico, sino que se trata más bien de un desarrollo de tecnología nacional que por la creciente demanda que el tipo de componentes diseñados tiene en nuestro país, exige de la participación del sector industrial.

Así pues, el desarrollo de este trabajo (iniciando por el planteamiento de una visión general que sirve de marco conceptual al tema de que es objeto, continuando con los conceptos teóricos que apoyan al diseño, planteando una metodología para la realización de los diseños y posteriormente llevándolos a cabo, para finalmente retomar resultados particulares y analizarlos en forma global) sigue una trayectoria paralela a la experiencia académica vivida al realizar, por la inquietud que el conocimiento del propio panorama general provocó en nosotros, un proyecto de diseño de ingeniería en el campo de las comunicaciones vía satélite. Por este motivo es por el que hemos querido presentar la tesis con esta estructura, con el fin de brindar a los futuros pasantes del área, la experiencia vivida en la elaboración del proyecto, esperando contribuir de alguna manera en el aspecto didáctico, al conocimiento de la electrónica de altas frecuencias y demás conceptos asociados al diseño de los componentes utilizados en enlaces de comunicaciones vía satélite.

CAPITULO. I

ANTECEDENTES.

CAPITULO I. ANTECEDENTES.

I. A. LAS COMUNICACIONES.

"La Comunicación es la Base del Entendimiento"

Una sonrisa, un gemido, una mirada, una pintura, una pieza musical, un discurso político, y muchas otras formas de expresión captadas por algo o alguien son formas de comunicación, ya que comunicación es la acción y efecto de hacer a otro (ente) participe de lo que uno tiene.

Técnicamente hablando, la comunicación es un proceso mediante el cual, información se transfiere de un punto llamado fuente a otro punto llamado destino. En este sentido, la comunicación consiste en el envío de mensajes, que pueden ser de tipo sensorio (desde sonidos elementales hasta la intrincada variedad de lenguajes que expresan pensamientos abstractos como el lenguaje musical), visual (imágenes, expresiones faciales, lenguajes mímicos, etc.), cantidad física (temperatura, presión, velocidad, etc.), texto (cartas, telegramas, periódicos, etc.) y comunicación codificada para su procesamiento (códigos utilizados en computadoras y sistemas de control automático).

La comunicación es una acción sustancialmente social, cuya parte preponderante se encomienda cada vez más a los medios

CAPITULO I. ANTECEDENTES.

I.A. LAS COMUNICACIONES.

"La Comunicación es la Base del Entendimiento"

Una sonrisa, un gemido, una mirada, una pintura, una pieza musical, un discurso político, y muchas otras formas de expresión captadas por algo o alguien son formas de comunicación, ya que comunicación es la acción y efecto de hacer a otro (ente) partícipe de lo que uno tiene.

Técnicamente hablando, la comunicación es un proceso mediante el cual, información se transfiere de un punto llamado fuente a otro punto llamado destino. En este sentido, la comunicación consiste en el envío de mensajes, que pueden ser de tipo sonoro (desde sonidos elementales hasta la intrincada variedad de lenguajes que expresan pensamientos abstractos como el lenguaje musical), visual (imágenes, expresiones faciales, lenguajes mímicos, etc.), cantidad física (temperatura, presión, velocidad, etc.), texto (cartas, telegramas, periódicos, etc.) y comunicación codificada para su procesamiento (códigos utilizados en computadoras y sistemas de control automático).

La comunicación es una acción sustancialmente social, cuya parte preponderante se encomienda cada vez más a los medios

técnicos; desde este punto de vista, un sistema de comunicaciones está integrado por la totalidad de aparatos, dispositivos y procesos que proporcionan el enlace para que la información generada en la fuente llegue al destino. Los sistemas de comunicación más desarrollados son los de tipo eléctrico - electrónico y un esquema simplificado de un sistema de este tipo se muestra en la figura 1.1.

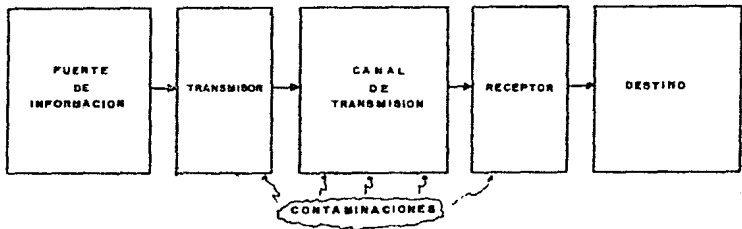


fig.1.1. Esquema Técnico de un Sistema de Comunicación.

Las fuentes de información pueden ser personas, animales, dispositivos, computadoras, etc. de donde surge el mensaje que será transmitido por el transmisor: dispositivo que se encarga de adecuar el mensaje -llevando a cabo procesos de filtrado, amplificación, modulación, etc.- para transmitirlo a través del canal de transmisión que puede ser un cable, el espacio libre, fibras ópticas, etc.. Una vez que el mensaje llega a el receptor, en él se llevan a cabo procesos de filtrado, demodulación,

amplificación, etc. con el objeto de entregarlo en el destino de una forma apropiada para ser entendido por el "ente destino" que puede ser cualquiera de los mencionados como fuentes de información.

Al respecto del inicio de las comunicaciones, podemos decir que se remonta a los inicios de la humanidad en que los seres humanos y otras especies expresaban sus necesidades elementales, instintos y emociones con gritos y gemidos. Más tarde, una característica de gran importancia en la comunicación fue desarrollándose... la característica de acumulativa: al dejar grabados en piedra, piel, papiros y más tarde papel con imágenes plasmadas de las primeras culturas, se permite a las generaciones posteriores un avance mayor, de manera que gracias en gran parte a esta característica de la comunicación, se da el avance de las culturas y de la humanidad misma. La característica mencionada se ha ido desarrollando pasando por grabaciones en cintas y discos magnéticos y pudiéndose en el presente almacenar una gran cantidad de conocimientos en pequeños circuitos de computadora; para hacer posible lo anterior, ha sido necesario el desarrollo de lenguajes, desde las primeras lenguas hasta los modernos lenguajes con que operan las computadoras de hoy. Una situación que de forma paralela ha contribuido grandemente al desarrollo de la humanidad es la posibilidad de comunicarse a distancia; las comunicaciones a distancia (telecomunicaciones) existían ya hace mucho tiempo con las señales de humo y las percusiones con bongós

de las tribus y han ido desarrollándose hasta llegar a los actuales avances de las telecomunicaciones vía satélite, habiendo pasado por desarrollos como el telégrafo, el teléfono, la radio, etc.

Una de las ramas de las comunicaciones que más avance ha tenido en las últimas décadas, es la de las comunicaciones vía satélite, y en esta época una gran cantidad de países contratan lanzamientos de satélites para servicio doméstico.

I.B. COMUNICACIONES VIA SATELITE.

Las comunicaciones vía satélite son el tipo de comunicaciones que para llevarse a cabo utilizan un satélite artificial como medio de transmisión. En este tipo de comunicaciones, el satélite funge tan sólo como una estación repetidora, ya que no se lleva a cabo en él ningún procesamiento de tipo inteligente, sólo recibe la señal proveniente de Tierra, la amplifica, cambia de frecuencia y retransmite a Tierra.

Las comunicaciones comerciales vía satélite comenzaron oficialmente en 1965 con el lanzamiento del primer satélite comercial en el mundo: el INTELSAT-1 (pájaro madrugador). De aquellos primeros satélites de comunicaciones a los actuales, ha habido adelantos notables distinguiéndose las siguientes eras en los E.U.A.:

1958-1963: Era subsíncrona. Los satélites aún no se ponían en órbita geosíncrona o geoestacionaria.

1964-1972: Era síncrona global. En 1963 E.U.A. pone el satélite SYNCOM-2 en órbita geosíncrona, a partir de entonces la mayoría de satélites se siguen colocando en esa órbita debido a las ventajas que presenta.

1973-1981: Era global y doméstica regional. El uso de los satélites para comunicaciones se hace bastante popular y en 1974 E.U.A. coloca su primer satélite de servicio doméstico: El WESTAR.

1981-1985: Era de negocios y estaciones terminales pequeñas. Se comercializan las comunicaciones vía satélite en gran escala, haciéndose uso de ellas para efectuar negocios, requiriéndose de estaciones terminales pequeñas de sólo recepción y/o pequeña capacidad de transmisión, desarrollándose la tecnología en este aspecto grandemente.

1985-1990: Era de satélites de radiodifusión. Los satélites son ampliamente utilizados para radiodifusión; señales de T.V. se transmiten comúnmente por satélite, generalizándose el uso de las estaciones de sólo recepción de T.V. (T.V.R.O.).

1990-____: Era de plataformas espaciales y satélites de procesamiento inteligente. Se espera que el desarrollo de los satélites llegue a un grado tal, que en órbita se tengan satélites capaces de procesar inteligentemente señales, así como algunas plataformas espaciales.

1. B. 1. EL ENLACE DE COMUNICACIONES.

Existen varios tipos de enlaces de comunicaciones, entre los que se encuentran los enlaces vía satélite. En la figura 1.2 se muestra el esquema de un enlace de este tipo.

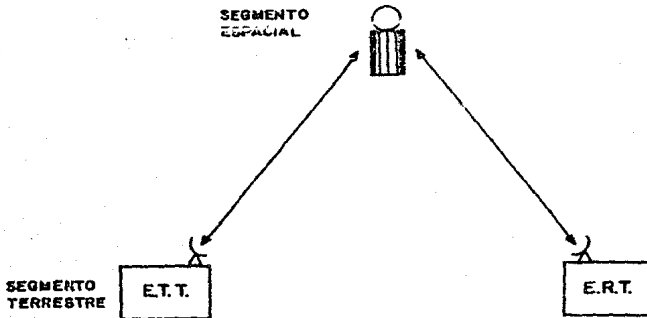


fig.1.2. Enlace de Comunicaciones Vía Satélite.

Como se observa, un enlace de comunicaciones vía satélite consiste básicamente en el envío desde una estación transmisora terrestre (E.T.T.) de una señal hacia el satélite, que al recibirla le da un procesamiento (filtrado, amplificación y cambio de frecuencia) y la retransmite a una estación receptora terrestre (E.R.T.).

Algunas de las características de los enlaces de

comunicaciones por satélite son las siguientes:

-Las señales transmitidas al satélite y retransmitidas por éste a tierra, son de radiofrecuencia (R.F.) ya que para transmisiones lejanas, son más convenientes las ondas pequeñas.

-Usan antenas muy directivas (reflectores parabólicos) lo que permite que las señales lleguen al destino deseado -satélite o estación terrena- sin causar interferencias considerables a señales transmitidas por satélites adyacentes.

-Existe un retraso en las señales de alrededor de 270 milisegundos debido a las grandes distancias que recorren.

-Todas las estaciones receptoras que orientan sus antenas a un determinado satélite y se encuentran dentro de la zona "iluminada" por este, pueden recibir todas las señales que él envía.

-El costo de la comunicación es prácticamente independiente de la distancia entre estaciones intercomunicadas, siempre y cuando se encuentren en la zona "iluminada" por el satélite.

En los enlaces de comunicaciones vía satélite, las señales siguen la trayectoria mostrada en la figura 1.3.

Las señales de voz, video y datos, llegan en banda base a la estación transmisora terrestre a través de cables, enlaces de microondas u otro tipo de enlace; se procesan en banda base (generalmente multicanalizándose en frecuencia) para ser entregadas al modulador donde son llevadas hasta una frecuencia F.1. de 70 [MHz]. Las señales de 70 [MHz] entran a lo que es

propriadamente el subsistema transmisor de la estación donde la señal se cambia de frecuencia con ayuda de un conversor de subida hasta la frecuencia de RF a la que será transmitida la señal después de pasar por un amplificador de potencia elevada y con la ayuda de una antena con reflector parabólico. La señal llega al

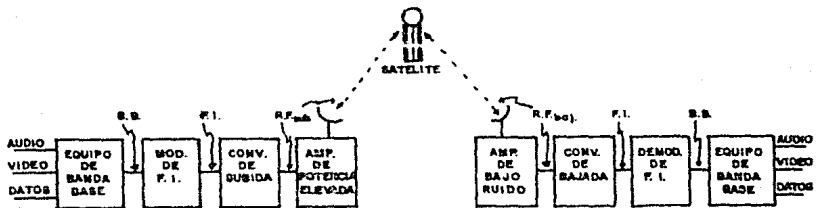


fig.1.3. Trayectoria de las Señales en un Enlace de Comunicaciones Vía Satélite.

satélite donde es filtrada y amplificada para ser después cambiada de frecuencia a la "frecuencia de bajada" y nuevamente amplificada para ser retransmitida a la estación receptora terrestre en donde al ser recibida es amplificada con un amplificador de bajo ruido, cambiada de la radiofrecuencia a una frecuencia intermedia de 70 [MHZ] con un conversor de bajada, demodulada y por último reprocesada en banda base para ser entregada al sistema que se encargará de llevarla al usuario (enlace de microondas, cables telefónicos, fibras ópticas, etc.).

1. B. 2. BANDAS DE COMUNICACIONES.

En la naturaleza existen fundamentalmente dos tipos de ondas:

Ondas mecánicas, que se propagan sólo donde hay moléculas; por ejemplo las ondas sonoras, hidrodinámicas, etc..

Ondas electromagnéticas, que se propagan en cualquier medio, incluso el vacío, este tipo de ondas pueden ser polarizadas vertical, horizontal o circularmente y su clasificación en base a la frecuencia, da lugar al espectro electromagnético (fig.1.4):

ONDAS DE RADIO	RADIACION INFRAROJA	LUZ VISIBLE	RADIACION ULTRAVIOLETA	RAYOS X	RAYOS GAMMA	RAYOS COSMICOS
freq. 3×10^3 (Hz)	3×10^{11}	3×10^{14}	3×10^{16}	3×10^{18}	3×10^{19}	3×10^{22}

fig.1.4. Espectro Electromagnético.

A su vez, las ondas de radio han sido las más utilizadas para comunicaciones, por lo que se han clasificado de la manera mostrada en la figura 1.5, dando lugar al espectro radioeléctrico:

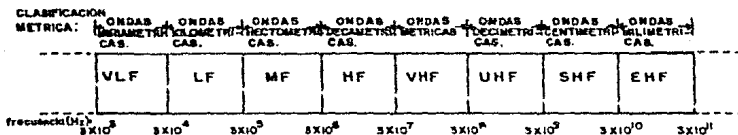


fig. 1.5. Espectro Radioeléctrico.

También existe transmisión de señales en frecuencias de radiación infrarroja y luz visible pero en cortas distancias debido a la degradación de las señales con lluvia, nieve, etc..

Las principales bandas de comunicaciones en microondas vía satélite se encuentran en las bandas de UHF, SHF y EHF y han sido clasificadas como se muestra a continuación:

BANDA:	FRECUENCIAS DE SUBIDA (GHZ):	FRECUENCIAS DE BAJADA (GHZ):	ANCHO DE BANDA (MHZ):
Aeronáutica	de 1.645	de 1.5435	
de 1.5 GHz	a 1.660	a 1.5585	15

Marítima	de 1.635	de 1.5350	
de 1.5 GHz	a 1.644	a 1.5425	7.5
Radiodifusión	de 2.655	de 2.5000	
de 2.5 GHz	a 2.690	a 2.5350	35
"C"	de 5.925	de 3.7000	
de 6 y 4 GHz	a 6.425	a 4.2000	500
Militar	de 7.900	de 7.2500	
de 7 y 8 GHz	a 8.400	a 7.7500	500
"Ku"	de 14.000	de 11.7000	
serv. doméstico	a 14.500	a 12.2000	500
"Ku"	de 14.000	de 10.9500	
serv. interna-	a 14.500	a 11.2000 y	
cional		de 11.4500	
		a 11.7000	250
"Ka"	de 27.500	de 17.7000	de 2500
de 29 y 19 GHz	a 31.000	a 21.2000	a 3500

La mayoría de satélites de comunicaciones operan en la Banda C, sin embargo, la tendencia es el uso de las bandas Ku y Ka.

1. B. 3. ESTACIONES TERRENAS.

Las estaciones ubicadas en Tierra encargadas de transmitir y/o recibir señales al y/o del satélite son llamadas estaciones terrenas de comunicaciones vía satélite y conforman al segmento terrestre de un enlace de comunicaciones de este tipo.

Para llevar a cabo la transmisión de señales al satélite, se requiere que las mismas hayan tenido un procesamiento previo por lo que una estación transmisora debe de contar con los componentes adecuados para llevar a cabo las siguientes funciones.

-Recibir, vía cualquier otro tipo de enlace, las señales provenientes de los diferentes usuarios del satélite.

-Procesar las señales recibidas para poderlas retransmitir al satélite. Los procesamientos consisten en multicanalización, conversión de frecuencia, amplificación, filtrado, etc..

-Transmitir las señales al satélite.

De manera similar, una estación terrena receptora debe contar con el equipo necesario para llevar a cabo las funciones de:

-Recepción de las señales provenientes del satélite.

-Procesamiento de las señales para poder retransmitirlas vía cualquier otro tipo de enlace. Procesos de amplificación, filtrado, conversión de frecuencia, etc. son llevados a cabo con el fin de adecuar las señales para distribuir las a sus destinos.

-Retransmisión de las señales a los destinos que correspondan.

Por lo general, las estaciones terrenas son transmisoras-receptoras o sólo receptoras y pueden, de acuerdo a su posición, ser de los siguientes tipos.

-Estaciones fijas (se encuentran en un punto fijo de la Tierra).

-Estaciones móviles (se colocan a bordo de barcos o aeronaves).

-Estaciones portátiles (generalmente usadas a bordo de vehículos terrestres).

De acuerdo a la capacidad y funciones de las estaciones terrenas, estas pueden ser:

-Estaciones terrenas de alta capacidad: Usadas generalmente para comunicaciones internacionales, la mayoría cumplen con normas relativamente estrictas y su capacidad de manejo de información es grande (varios canales de T.V. de banda ancha; 20 supergrupos de canales de voz o 1200 canales; etc.). Hace uso de antenas de entre 10 y 20 metros de diámetro.

-Estaciones terrenas de baja capacidad: Usadas por lo general para comunicaciones domésticas y regionales vía satélite, proporcionan gran variedad de servicios y utilizan generalmente antenas de menos de 10 metros de diámetro. De acuerdo a la función y capacidad de estas estaciones, pueden ser:

a) De transmisión y recepción de T.V. y telefonía: Las estaciones pueden transmitir y recibir simultáneamente señales de T.V. y un pequeño número de canales de voz.

b) De transmisión y recepción de T.V.: Pueden transmitir y recibir simultáneamente un sólo canal de T.V..

c) De recepción de T.V. y transmisión-recepción de telefonía: Pueden recibir un canal de T.V. y a la vez intercomunicar telefónicamente uno o varios canales.

d) De transmisión y recepción de telefonía: Pueden solamente transmitir y recibir uno o varios canales telefónicos.

e) De recepción de T.V. Únicamente: Muy utilizado para radiodifusión comercial, conocidas como estaciones TVRO o de "sólo recepción de T.V.". Pueden recibir un sólo canal de T.V. simultáneamente.

Las estaciones terrenas de baja capacidad tienen figuras de mérito de 14 a 20 ldB lo que les permite presentar imágenes de T.V. de calidad aceptable, manejar algunos canales de voz, etc.. Dependiendo de la capacidad de la estación terrena -lo que la coloca en alguna de las clasificaciones dadas-, son empleadas en regiones donde los requerimientos de comunicaciones son relativamente bajos, así como para enviar señales de T.V. educativa, teleconferencias, noticias, intercomunicaciones industriales y comerciales, etc. inclusive a regiones cuya orografía dificulta la implantación de otro tipo de enlace.

Una estación transmisora-receptora cuenta, para llevar a cabo

sus funciones, con los subsistemas que se mencionan a continuación dándose una breve explicación de los mismos:

Subsistema de Antena. Con este subsistema se rastrea al satélite del que se desea recibir la señal, se transmiten señales al mismo y se reciben otras de ellas provenientes del satélite a frecuencias diferentes.

Las antenas que se usan generalmente son de tipo parabólico sencillo o arreglos tipo Cassegrain que utilizan un reflector principal de tipo parabólico y un subreflector de forma hiperbólica además de la corneta alimentadora o alimentador que es propiamente la antena. En la figura 1.6 se muestran los dos tipos de arreglo.

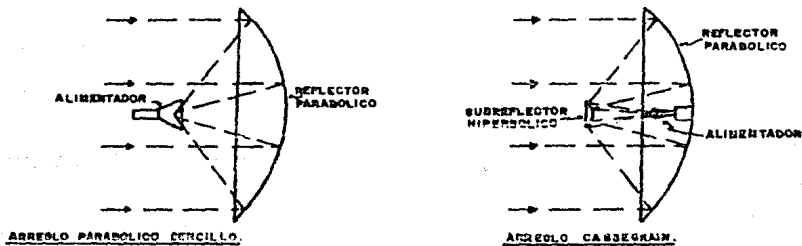


fig.1.6. Principales Arreglos de Antena Utilizados en Comunicaciones Via Satélite.

La antena está soportada por una estructura suficientemente

rígida y de preferencia ligera, que cuente con un mecanismo que permita orientarla convenientemente hacia el satélite que se desee rastrear. El diámetro de las antenas en estaciones terrenas de gran capacidad es de entre 10 y 30 metros, teniéndose en estaciones de baja capacidad antenas de entre 3 y 7 metros para banda "C" y de entre 1.5 y 5 metros para banda "Ku", dependiendo de la posición relativa de la estación con respecto al satélite; estas antenas proporcionan ganancias de alrededor de 50 [dB] tanto en transmisión como en recepción.

Subsistema Transmisor. Este subsistema lleva a cabo principalmente la función de transmitir a través de la antena, señales al satélite, para lo que les cambia frecuencia, combina, filtra, amplifica, etc..

El amplificador de potencia elevada es la parte medular de este subsistema y puede ser de varios tipos dependiendo de la capacidad y características requeridas, así como del método utilizado cuando se amplifican varias portadoras para ser enviadas simultáneamente.

Los tipos de amplificadores que se usan generalmente en este subsistema son:

- Klystron.
- Tubos de ondas progresivas (TWT).
- Amplificadores paramétricos.
- Amplificadores de transistores de efecto de campo.

El acelerado desarrollo de nuevas tecnologías permite el uso

de amplificadores menos costosos disponibles cada día para más altas potencias. En la actualidad, es posible adquirir amplificadores de potencia elevada construidos gracias al avance tecnológico de los dispositivos de estado sólido, en particular de los GaAsFET's (Transistores de Efecto de Campo de Arseniuro de Galio), de potencias de alrededor de 6 (W), presentándose como una opción muy atractiva para la mayoría de estaciones terrenas utilizadas en redes con un tráfico de comunicaciones no muy grande, lo cual es muy usual en las comunicaciones domésticas y regionales.

Paralelamente se mejoran los tubos de ondas progresivas, para lograr mayor eficiencia y capacidad de los mismos, ya que en estaciones terrenas de alta capacidad, son este tipo de amplificadores de alta potencia (alrededor de 10 [KW]) de los más utilizados.

Además del amplificador de potencia elevada, el subsistema utiliza otros elementos para llevar a cabo su función, dichos elementos son combinadores de potencia, conversores de frecuencia -integrados con osciladores y mezcladores-, redes igualadoras, filtros, etc..

Subsistema Receptor. Este subsistema es el encargado de recibir las señales que llegan con muy baja potencia del satélite, amplificarlas sin elevar demasiado el nivel de ruido, bajar la frecuencia de las mismas y ponerlas a disposición del equipo terminal y de comunicaciones para que se encargue de

distribuir las convenientemente.

La parte medular de este subsistema es el amplificador de bajo ruido aunque para completar su función, el subsistema utiliza además otros elementos como divisores de potencia, convertidores de frecuencia, redes igualadoras, etc..

Hay varios tipos de amplificadores de bajo ruido operando en las diferentes estaciones terrenas. Los más utilizados son:

- Amplificadores paramétricos.
- Amplificadores MASER.
- Amplificadores de diodo TUNNEL.
- Amplificadores de transistores de juntura bipolar.
- Amplificadores de transistores de efecto de campo.

Algunas tablas comparativas muestran que los amplificadores paramétricos enfriados con Helio, presentan una buena característica de bajo ruido así como tener gran ancho de banda, sin embargo, su potencia de salida en saturación es relativamente baja y requieren de mantenimiento de nivel medio. Por las razones anteriores este tipo de amplificador es bastante utilizado.

El MASER requiere de un mantenimiento difícil y aunque su característica de bajo ruido es mejor aún que la de los amplificadores paramétricos, considerando que su ancho de banda es insuficiente para los requerimientos de comunicaciones vía satélite, no es comunmente usado.

El desarrollo de los dispositivos de estado sólido ha permitido la fabricación de amplificadores de bajo ruido con

elementos como el diodo túnel, transistores de Juntura Bipolar (TBJ's) y transistores de efecto de campo (FET's). De los tres, el que mejores características de bajo ruido, ancho de banda y ganancia ha presentado, es el amplificador hecho a base de transistores de efecto de campo de Arsenuro de Galio (GaAsFET's) por lo que, considerando además las características de pequeño tamaño, poco peso y bajo costo que tienen los dispositivos de estado sólido, se hace patente la conveniencia de la utilización de este tipo de amplificadores. La limitante de estos amplificadores y de casi todos los diseños con dispositivos de estado sólido, es la capacidad de manejo de potencia que, sin embargo, se hace mayor cada día con el desarrollo de la tecnología de semiconductores. El uso de este tipo de amplificadores en estaciones terrenas de baja capacidad es creciente y casi generalizado.

Subsistema de Equipo Terminal y Comunicaciones Terrestres.

Este subsistema tiene por objeto el de interconectar el enlace vía satélite con diversos enlaces terrestres, para ello, lleva a cabo procesos como el de multicanalización, filtrado, amplificación, conversión de frecuencia, etc.. El equipo utilizado en este subsistema, está bastante desarrollado tecnológicamente por lo que es de gran confiabilidad. Los avances en este equipo tienden a digitalizar el mayor número de elementos posibles, existiendo ya conversores de normas de T.V. digitalizados, osciladores sintetizados, etc..

Subsistema de Control de Comunicaciones. Este subsistema se encarga de monitorear y controlar a los diversos subsistemas que conforman a la estación terrena, su labor es la de conmutar la operación de los equipos manejando la información de operación de los mismos. En estaciones terrenas de baja capacidad, puede no existir este subsistema o no estar formalmente instalado.

Subsistema de Fuente de Poder. Se encarga de proveer de energía eléctrica a los diversos subsistemas para su correcta operación. Cuando las exigencias de confiabilidad lo requieren, debe contarse con una fuente que no interrumpa su alimentación en ningún momento usándose a veces generadores rotacionales y generadores de combustible para prevenir bajadas en la alimentación eléctrica. En otras estaciones que no exigen gran confiabilidad (algunas de baja capacidad), basta con la alimentación convencional y de la fuente se obtienen los diferentes voltajes, algunos de corriente directa y otros de alterna, que hacen funcionar a los equipos de la estación terrena.

I.C. EL CASO DE MEXICO.

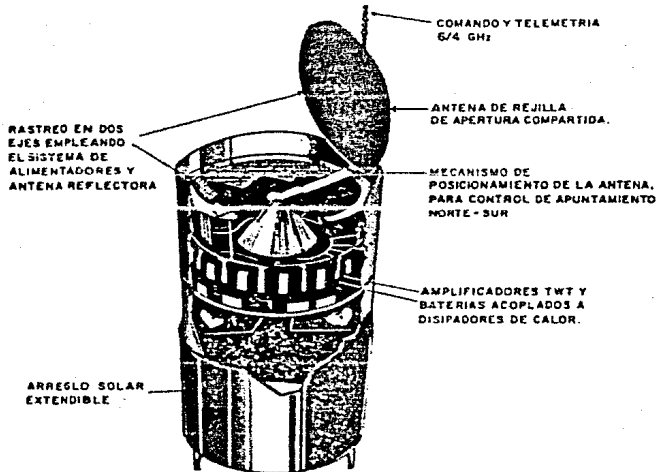
En 1968, la infraestructura de las comunicaciones a distancia en México, ya contaba con una red de microondas y una estación terrena de transmisión y recepción de señales vía satélite para servicio internacional ubicada en Tulancingo, Hidalgo. Doce años

más tarde (1980), se llegó a un acuerdo con el consorcio internacional INTELSAT para la renta de parte de la capacidad de uno de sus satélites, con lo que México inició su servicio doméstico de comunicaciones.

El desarrollo de la infraestructura terrestre continuó y en 1983 se disponía de 174 estaciones terrenas, 7 de ellas para transmisión y recepción ubicadas en Tijuana, Cancún, Tulancingo y cuatro en la Ciudad de México. En ese mismo año, México rentaba tres transpondiciones con iluminación de haz angosto del satélite INTELSAT-IV F-1 y un transpondedor del satélite comercial Galaxy-1.

Con la puesta en órbita de los satélites Morelos en 1985, el auge de las comunicaciones vía satélite se hace patente en nuestro país, así como la necesidad de desarrollo de tecnología propia para satisfacer las demandas implantadas por el uso del sistema.

El sistema Morelos consta de dos satélites construidos por la compañía Hughes de California, E.U.A., colocados en órbita geoestacionaria en las longitudes Oeste de 113.5° (Morelos-1) y 116.5° (Morelos-2). Estos satélites fueron construidos en base al modelo HS-376 modificándolos para dar servicio híbrido, es decir, tanto en la banda "C" de comunicaciones como en la banda "ku". La figura 1.7 muestra la estructura básica del satélite:



PRINCIPALES MODULOS DEL SATELITE

fig.1.7. Estructura Básica de los Satélites Morelos.

Como se observa en la figura anterior, el satélite es de tipo cilíndrico teniendo un diámetro de 2.16 metros y una altura de 6.60 metros con una masa inicial en órbita de 666 [kg] de los cuales 145 [kg] son de combustible (hidracina) lo que puede permitirle una vida útil aproximada de nueve a diez años. El satélite cuenta con un arreglo de celdas solares dispuestas sobre

el cuerpo del mismo para proporcionar la potencia requerida por los diferentes subsistemas del mismo (940 (W) de C.D.); adicionalmente, dispone de baterías de almacenamiento de energía capaces de suministrar 830 (W) de C.D. para alimentar al satélite en casos de eclipse o escasa iluminación de las celdas solares.

En la figura 1.8 se enlistan las características más importantes del satélite.

Como se observa cada satélite cuenta con 20 transpondedores, 12 de los cuales operan en banda "C" con ancho de banda de 36 (MHz), otros 6 operan también en banda "C" pero con ancho de banda de 72 (MHz) y los 4 restantes operan en banda "Ku" con un ancho de banda de 108 (MHz). De lo anterior, notamos que el ancho de banda disponible en banda "C", excede los 500 (MHz) de la banda (es del doble), esto se logra gracias a la técnica empleada de reuso de frecuencias con polarización cruzada; adicionalmente, siendo el satélite de tipo híbrido, tenemos capacidad de usar simultáneamente la banda "Ku", alcanzando una capacidad total del triple del ancho de banda comúnmente asignado a cada banda de comunicaciones. La figura 1.9 muestra el diagrama funcional del subsistema de comunicaciones del satélite Morelos.

El arreglo planar formado por los alimentadores hacia las antenas del satélite Morelos, fue diseñado para proyectar con la forma de la superficie del país, contornos de iso-potencia, es decir que en ellos las señales enviadas por el satélite tienen la misma potencia.

	Carga C	Banda Ku
Número de Transpondedores por satélite	12 de 36 MHz c/u 6 de 72 MHz c/u	4 de 108 MHz c/u
PIRE por transpondedor en saturación, en cobertura nacional	39.0 dBW en polarización horizontal (72 MHz) 35.5 dBW en polarización vertical (36 MHz)	44.0 dBW
G/T, en cobertura nacional	Por definirse para polarización horizontal - 2.0 dB/K para polarización vertical	1.0 dB/K
Densidad de flujo para operar en saturación.	Transpondedor de 36 MHz: -62 dBW/m ² Ajustable en incrementos de 3.0 ± 0.25 dB dentro del rango de - 89 dBW/m ² a - 80 dBW/m ² . Transpondedor de 72 MHz: - 86 dBW/m ² Ajustable en incrementos de 3.0 ± 0.25 dB dentro del rango de - 86 dBW/m ² a -77 dBW/m ² .	- 60 dBW/m ² ± 0.5 dB.
Estabilización	Sobre su propio eje	
Dimensiones	2.16 m diámetro 6.60 m altura	
Masa en órbita	656 Kg.	
Potencia para operación normal	940 watts c.d. producidos por celdas solares	
Potencia para operación en casos de eclipses	830 watts producidos por baterías de níquel-cadmio	
Lanzador	Transbordador espacial, abril y septiembre, 1985.	
Vida de diseño	10 años	

* Cada satélite, de sus características de repetidor en el espacio, podrá utilizarse con técnicas de modulación — analógicas o digitales y modos de acceso múltiple por división en frecuencia (FDMA) o en tiempo (TDMA). SCPC/DAMA es una de las alternativas en FDMA.

- ** 1 transpondedor de 36 MHz tendrá capacidad para cualquiera de las siguientes aplicaciones:
- 800 circuitos telefónicos, usando canales SCPC analógicos de 22 MHz.
 - 400 circuitos telefónicos, usando canales SCPC digitales PSK de 2 ó de 4 fases de 45 MHz.
 - 2 canales de TV
 - Transmisión de datos a 60 Mbits/seg.
 - Otras variantes o alternativas

fig.1.8. Principales Características de los Satélites Morelos.

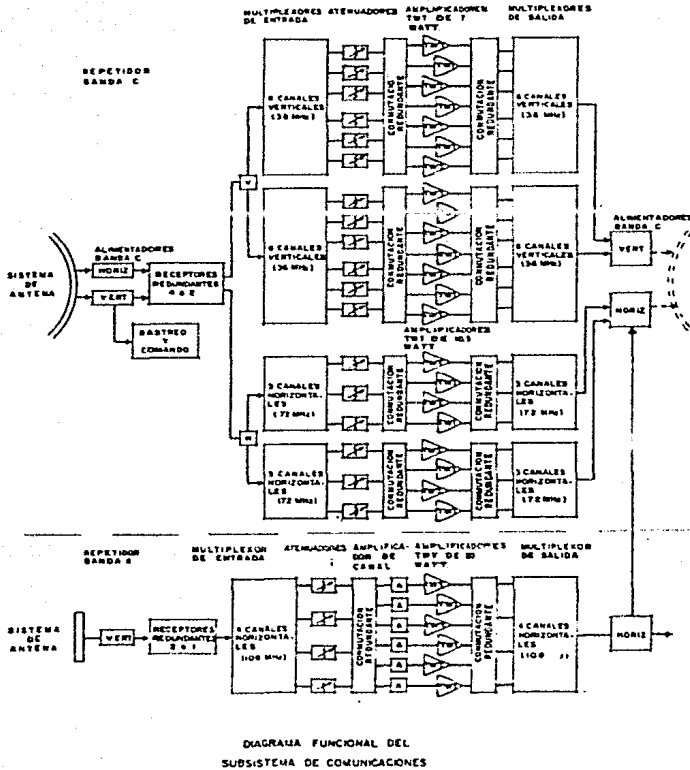


fig. 1.9 Diagrama Funcional del Subsistema de Comunicaciones de los Satélites Morelos.

El contorno de iso-potencia en el que se alcanza a abarcar todo el país, marca el factor definido como PIRE de transpondedor en saturación en cobertura nacional que, como vemos en la figura 1.9, es de 39.0 [dBW] para los transpondedores de 72 [MHz] de ancho de banda polarizados horizontalmente; de 35.5 [dBW] para los transpondedores de 36 [MHz] de ancho de banda polarizados verticalmente; y de 44 [dBW] en los transpondedores de 108 [MHz] de ancho de banda polarizados horizontalmente y trabajando en la banda "Ku".

Desde la puesta en órbita de los satélites Morelos en 1985, se vislumbró la utilidad y conveniencia de utilizarlos en diversas áreas que requieren desarrollo en el país, principalmente para el servicio de televisión educativa en las zonas rurales, además de servicios de salud y planificación familiar. También se pensó su utilización para la distribución de televisión comercial, servicios de telefonía y en la instalación de redes de datos.

Para su utilización se inició con la infraestructura terrestre existente hasta entonces, la cual era insuficiente para satisfacer las demandas que en materia de educación rural el país exigía. Así, se hizo necesaria la expansión de dicha infraestructura aumentando el número de estaciones terrenas -principalmente de baja capacidad- instaladas en las zonas rurales del país. Esta necesidad es creciente y para satisfacerla, es conveniente el desarrollo de tecnología nacional

competitiva y adecuada a la problemática planteada.

Acorde a lo anterior, en el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) se han desarrollado algunos prototipos de componentes de microondas utilizados en estaciones terrenas tales como amplificadores y osciladores para la banda "C" de comunicaciones por satélite. Pensando en la característica del sistema Morelos de trabajar en ambas bandas de comunicación ("C" y "Ku") y con el objeto de proporcionar las bases tecnológicas requeridas para un mayor desarrollo nacional en materia de telecomunicaciones, actualmente se desarrollan los diseños y se elaboran prototipos útiles para transmisión y recepción de señales en la banda "Ku" de comunicaciones.

CAPITULO. II

CONCEPTOS BASICOS ASOCIADOS AL DISEÑO DE SUBSISTEMAS DE MICROONDAS.

CAPITULO II. CONCEPTOS BASICOS ASOCIADOS AL DISEÑO
DE SUBSISTEMAS DE MICROONDAS.

II.A. ELEMENTOS DE ANALISIS Y DISEÑO EN LA ELECTRONICA DE ALTAS
FRECUENCIAS.

En el análisis y diseño de cualquier componente, subsistema, dispositivo, etc., es de gran importancia tener conocimiento de los conceptos básicos de funcionamiento de los elementos que lo conforman. Dependiendo del conocimiento que se tenga de dichos conceptos, se tendrá una mayor visión de las posibilidades para lograr cumplir con los objetivos que para el análisis o diseño se planteen.

En lo que se refiere particularmente a la electrónica de altas frecuencias, nos encontramos con que las leyes y fundamentos que rigen en este campo, son un tanto diferentes a las conocidas para la electrónica de bajas frecuencias; por tal motivo, antes de iniciar el trabajo de que es objeto esta tesis, se presentan en forma general algunos de los fundamentos básicos necesarios para la realización del trabajo mencionado.

11.A.1 LINEAS DE TRANSMISION.

En general, una línea de transmisión es una estructura usada para guiar el flujo de energía de un lugar a otro, por ello, cualquier sistema de cables puede considerarse que está formado por una o más líneas de transmisión.

El circuito equivalente que modela a una línea de transmisión, es el mostrado en la figura 2.1, donde las constantes L, R, C y G , son llamadas distribuidas pues ocurren continuamente a lo largo de la línea.

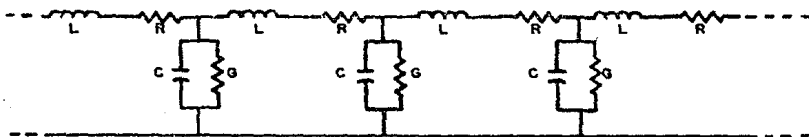


fig.2.1. Circuito Equivalente de una Línea de Transmisión.

Al conectar la fuente de poder a la línea de transmisión, esta "verá" a la primera sección que se muestra en la figura anterior, creandose una onda de voltaje debido al flujo de carga y una onda de corriente debida a la corriente inducida en la línea.

Si en el modelo anterior consideramos que la línea de transmisión es sin pérdidas, los parámetros R y G no existen. Esto sucede en la mayoría de las líneas de transmisión de

microondas, en donde las pérdidas son tan pequeñas que pueden considerarse despreciables, en este caso, las características de la línea se determinarán por los elementos de un nuevo circuito equivalente que modela a una sección infinitesimal de la línea de transmisión sin pérdidas como se observa en la figura 2.2.

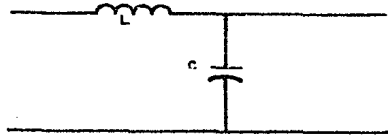


fig.2.2. Circuito Equivalente de una Sección Infinitesimal de una Línea de Transmisión Sin Pérdidas.

Considerando que la línea de transmisión es un circuito de impedancias, este presentará una impedancia a la entrada conocida como impedancia característica que se define como la impedancia medida a la entrada de una línea de transmisión cuando su longitud es infinita. La ecuación que la define es:

$$Z_0 = \{(R+j\omega L)/(G+j\omega C)\}^{1/2} \dots\dots\dots(2.1)$$

Por otro lado, Z_0 puede definirse como la relación del voltaje a la corriente viajando en una dirección particular, es decir:

$$Z_0 = E/I \dots\dots\dots(2.2)$$

Como antes se explicó, cuando tratamos con líneas de transmisión en microondas, pueden considerarse sin pérdidas y los términos R y G son despreciables por lo que la ecuación 2.1 se transforma a:

$$Z_0 = (j\omega L / j\omega C)^{1/2} = (L/C)^{1/2} \dots\dots\dots(2.3)$$

En una línea de transmisión, al conectar una fuente a uno de sus extremos se generan una onda viajera de voltaje y una onda viajera de corriente; si ahora introducimos un elemento terminal al final de la línea de transmisión (llamado carga), entonces las ondas viajarán por toda la línea hasta la carga. A estas ondas se les llama "incidentes" pues inciden en la carga.

Como en el caso de las ondas de luz, sonido y agua, cuando encuentran alguna discontinuidad tendremos un fenómeno de reflexión de las ondas incidentes, reflejándose una parte de ellas -o todas- y viajando en dirección contraria, es decir, hacia la fuente. A estas ondas se les llama ondas "reflejadas".

Particularizando a la línea de transmisión, las reflexiones son causadas por discontinuidades en la estructura de la misma consideradas como cambios en la impedancia característica.

Una medida de las reflexiones mencionadas la proporciona el coeficiente de reflexión Γ , definido como la relación entre onda de voltaje reflejado E_r y onda de voltaje incidente E_i :

$$\Gamma = E_r/E_i = (Z_c - Z_0)/(Z_c + Z_0) \dots\dots\dots(2.4)$$

donde: Z_c es la impedancia del elemento
conectado como carga.

De acuerdo al valor de impedancia de carga, tendremos varios tipos de reflexiones en una línea de transmisión: en terminación de línea abierta (cuando $Z_c = \infty$); en terminación de corto circuito (cuando $Z_c = 0$); en terminación resistiva pura (cuando $Z_c = R_c$); etc.. Presentándose para cada uno de los tipos de reflexión diferentes características respecto a las ondas viajeras.

El comportamiento de dos ondas de la misma frecuencia que viajan en dirección opuesta da lugar a las llamadas ondas estacionarias que están formadas por la suma de voltajes instantáneos incidentes y reflejados en cada uno de los puntos a lo largo de la línea de transmisión; de acuerdo a esto, se ha encontrado que para la terminación de la línea en cortocircuito, se tiene un voltaje u onda estacionaria de cero, tanto en el punto del corto como en intervalos de media longitud de onda a los que se llama "nodos"; asimismo tiene puntos de máximo voltaje a la mitad de la distancia entre dos nodos, llamados antinodos. Para el circuito abierto, se obtiene la misma distribución con la diferencia de que los nodos estarán, el primero a una distancia de un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$) del punto de circuito abierto y los siguientes a intervalos de media longitud de onda partiendo del primer nodo, en ambos casos

existe una onda estacionaria de corriente desfasada una distancia de $\lambda/4$ (figura 2.3).

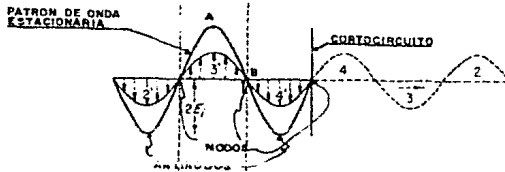


fig.2.3. Nodos y Antinodos en un Patrón de Onda Estacionaria.

A la relación entre el máximo y el mínimo voltaje de una onda estacionaria en una línea de transmisión se le llama Relación de Onda Estacionaria de Voltaje y se le abrevia como ROEV, o más comúnmente como VSWR. Su valor está dado por la siguiente ecuación:

$$VSWR = E_{\max}/E_{\min} = (E_i + E_r)/(E_i - E_r) = (1 + |\Gamma|)/(1 - |\Gamma|) \dots (2.5)$$

despejando Γ tendremos:

$$\Gamma = (VSWR - 1)/(VSWR + 1) \dots (2.6)$$

En base a la ecuación anterior y considerando los tipos de reflexiones en líneas de transmisión, tendremos que, para

circuito abierto, cortocircuito y reactancia pura, la VSWR tiende a ∞ ya que en esos casos $E_{min} = 0$. Por otro lado, para terminación acoplada el VSWR = 1 ya que $E_r = 0$ y para terminación resistiva el VSWR depende de los valores de Z_0 y Z_c .

Considerando la relación de voltaje y corriente (ecuación 2.2) y de acuerdo a la figura anterior, se observa que cada $\lambda/4$ cambiará la impedancia de la línea de transmisión y la impedancia en el punto A será inversamente proporcional a la impedancia en el punto B (fig. 2.3) de manera que la impedancia de entrada de una carga con una línea de transmisión de $\lambda/4$ será igual a la admitancia de la carga sin la línea de transmisión. A ese segmento de línea se le llama transformador de un cuarto de longitud de onda. La figura 2.4 ilustra esta idea.

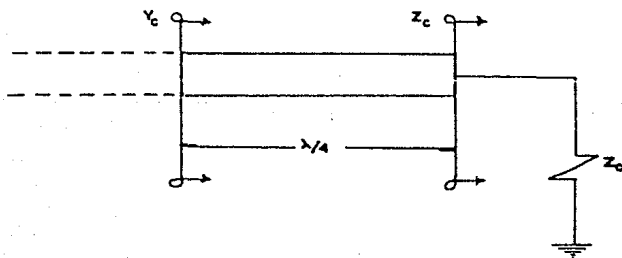


fig.2.4. Transformador de $\lambda/4$.

Como la relación de repetición de nodos -y también de antinodos- en una onda, ya sea de voltaje o de corriente, es de

cada $\lambda/2$, una línea de transmisión de esa longitud tendrá la propiedad de que su impedancia de entrada será igual a la impedancia de carga conectada a ella (transformador de media longitud de onda) como lo muestra la figura 2.5.

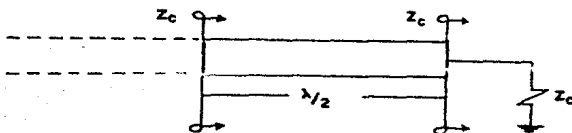


fig.2.5. Transformador de $\lambda/2$.

De acuerdo a los conceptos anteriores, una línea de $\lambda/4$ que es cortocircuitada en uno de sus extremos ($Z_c = 0$) tendrá una impedancia de entrada infinita, de manera que existe una transformación de un cortocircuito a un circuito abierto lo que nos permite utilizarlo, conectándolo en derivación a un circuito dado, como un elemento de ajuste de impedancia llamado sintonizador en paralelo. De manera análoga una línea de $\lambda/4$ que se conecta en serie terminada en circuito abierto, es un elemento sintonizador en serie. Lo anterior es válido en altas frecuencias y otras posibilidades de arreglos utilizando segmentos de línea de transmisión se muestran en la figura 2.6.

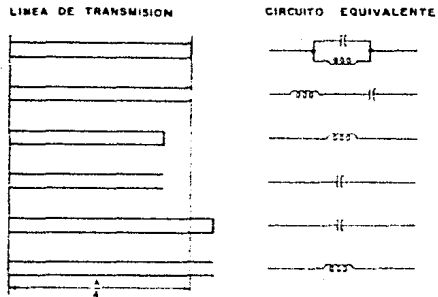


fig. 2.6. Secciones de Línea de Transmisión y sus Circuitos Equivalentes.

Se conoce como "stub", a una línea de transmisión conectada en derivación y que puede estar cortocircuitada (stub en corto) o bien en circuito abierto (stub abierto); su uso principal es la sintonización de reactancia, ya sea capacitiva o inductiva, de una impedancia de carga lo que permite realizar un "acoplamiento" con la impedancia de la línea de transmisión; utilizando para acoplar la parte resistiva segmentos de línea conectados en serie (transformadores de $1/x$).

11.A.1.a) LA MICROCINTA.

Después de una revisión general de las líneas de transmisión donde se mencionaron las características principales que las

determinan, es conveniente particularizar en aquellas que tienen estructuras de transmisión planar; estas estructuras deben satisfacer algunos requerimientos, como son: Las características de los elementos deben ser determinadas por las dimensiones en un plano simple; además, debe tener una configuración que se adapte con otros elementos de microondas (transistores, capacitores, etc.).

Las estructuras más comunes de transmisión que satisfacen los requerimientos mencionados son:

- a) La microcinta.
- b) La línea ranurada.
- c) La guía de onda coplanar.
- d) Las cintas coplanares.
- e) La cinta triplana.

De las estructuras planares anteriores, una que es de gran uso en la elaboración de componentes en microondas es la línea de microcinta por lo que nos avocaremos a analizarla:

Como se observa en la figura 2.7.d, la microcinta consta de una cinta conductora que descansa sobre un dieléctrico que a su vez está soportado por un plano de tierra simple. El espesor del dieléctrico varía de 0.1 a 1.5 [mm] y la cinta conductora puede medir hasta 10 [μ m] de espesor.

Al igual que la cinta triplana, que es una evolución de las líneas de cable coaxial, la microcinta es una evolución de las líneas de dos alambres paralelos (figura 2.7).

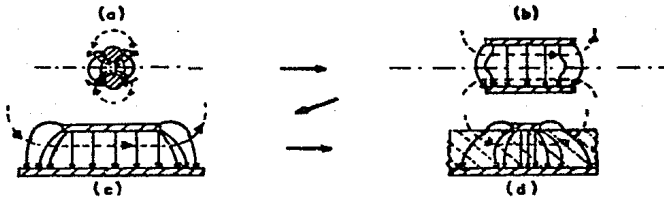


fig.2.7. Evolución de la Microcinta.

En la evolución de la microcinta, ocurrió primeramente una transformación en la forma de los alambres haciéndose planos (figura 2.7.B), posteriormente, se acortó el elemento de arriba respecto al plano de simetría haciéndose más angosto (figura 2.7.c), para finalmente colocar un dieléctrico sólido entre los conductores (figura 2.7.d). La disposición de los campos eléctrico y magnético puede notarse en la misma figura donde se observa que al introducir el dieléctrico sólido, se origina un medio dieléctrico no homogéneo con una interfase dieléctrico-aire que modifica el modo de propagación de la microcinta a un modo híbrido no-TEM (no transversal electromagnético); dicho de otra manera, la configuración de microcinta no es capaz de soportar un modo de transmisión TEM puro y habrá componentes longitudinales de campos eléctricos y magnéticos. Los modos híbridos soportados por la microcinta pueden ser considerados como la superposición de campos transversal eléctrico (TE) y transversal magnético (TM) denominándose al modo de propagación de señales en la microcinta

como modo cuasi-TEM.

Para analizar la microcinta existen varios métodos que en general pueden dividirse en tres grupos:

-Métodos cuasi-estáticos. En estos métodos de análisis, se toma la consideración de un modo de propagación TEM puro efectuándose el análisis a partir de dicha consideración; se ha encontrado que este análisis es adecuado en frecuencias relativamente bajas -abajo de la banda "X" de 8 a 12.4 (GHz)-, en donde las magnitudes de microcinta son mucho menores que la longitud de onda de las señales.

-Métodos de modelos de dispersión. En estos métodos se considera la desviación que existe del modo de propagación TEM, aunque casi empíricamente; algunos parámetros del modelo se determinan de manera que la expresión final cumpla con el comportamiento de dispersión experimental; a estos modelos se les llama teórico-exactos.

-Métodos de análisis completo de onda. En estos métodos sí se considera la naturaleza híbrida del modo de propagación en las microcintas.

En lo que respecta a la capacidad de manejo de potencia de la microcinta, sabemos que el calor causado en función de las pérdidas dieléctricas y óhmicas y por ruptura del dieléctrico, limitan la capacidad de manejo de potencia de la microcinta a niveles pequeños y medios.

Haciendo un análisis de la microcinta de acuerdo a un método

de modelos de dispersión, se determinan las relaciones entre las características eléctricas y las dimensiones de la microcinta:

Las expresiones que se proporcionan a continuación son resultado del trabajo realizado por Wheeler, Schneider y Hammerstad y consideran despreciable el espesor de la cinta conductora, sin embargo, se ha encontrado que son propias para obtener las dimensiones físicas de una microcinta:

$$Z_{om} = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{\delta h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \quad (W/h \leq 1) \quad \dots (2.7)$$

$$Z_{om} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (W/h > 1) \quad \dots (2.8)$$

donde:

$$\eta = 120 \pi \text{ ohm}$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) \quad \dots (2.9)$$

$$F(W/h) = \begin{cases} (1 + 12 h/W)^{-1/4} + 0.04 (1 - W/h)^2 & (W/h < 1) \\ (1 + 12 h/W)^{-1/4} & (W/h > 1) \end{cases} \quad \dots (2.10)$$

La obtención de W/h , puede realizarse utilizando Z_0 y ϵ_r con las expresiones siguientes.

$$W/h < 2$$

$$W/h = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \dots\dots\dots(2.11)$$

$$W/h \geq 2$$

$$W/h = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \dots\dots(2.12)$$

donde:

$$A = \frac{Z_{om}}{60} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{1/4} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \dots\dots(2.13)$$

$$B = \frac{60 \pi^2}{Z_{om} \sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots(2.14)$$

Considerando el efecto debido al espesor de la cinta, Bahl y Garg, han obtenido fórmulas "simples y exactas" para Z_0 y ϵ_{eff} , ellas son:

$$Z_{om} = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right\} \quad (W/h < 1) \dots\dots(2.15)$$

$$Z_{om} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (W/h \geq 1) \dots\dots(2.16)$$

donde:

$$\frac{W_c}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \epsilon_n \frac{4\pi W}{t} \right) \quad (W/h < 1/2\pi) \quad \dots (2.17)$$

$$\frac{W_c}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \epsilon_n \frac{2h}{t} \right) \quad (W/h \geq 1/2\pi) \quad \dots (2.18)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) - C \quad \dots (2.19)$$

con:

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad \dots (2.20)$$

Otro efecto a considerar, es que normalmente cuando se realiza un trabajo en microcinta, es necesario protegerlo contra agentes mecánicos, electromagnéticos y del medio ambiente, así como incluir conectores en él; por ello, se diseña un recinto metálico hermético que brinde la protección requerida. Sin embargo, tanto la tapa como las paredes laterales, tienen un efecto en la propagación de señales en la microcinta que debe considerarse. Atendiendo a lo anterior, se han desarrollado expresiones modificadas que considerando los efectos mencionados, son útiles en el cálculo de las dimensiones de microcinta;

estas expresiones son:

$$Z_{0m} = \frac{\eta}{2\pi \sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right\} - P \quad (W/h < 1) \quad \dots (2.21)$$

$$Z_{0m} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \\ - \left\{ 1 - \tanh \left(1 + \frac{0.48 \sqrt{W/h - 1}}{(1 + h'/h)^2} \right) \right\} \cdot P \quad (W/h > 1) \quad \dots (2.22)$$

donde:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left[\frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) \right] \tanh \left\{ 0.18 + 0.235 h'/h - \frac{0.415}{(h'/h)^2} \right\} \quad \dots (2.23)$$

$$P = 270 [1 - \tanh(0.28 + 1.2\sqrt{h/h})] \quad \dots (2.24)$$

Las literales empleadas tanto en las ecuaciones anteriores, como en las que se presentan posteriormente, representan a las siguientes variables:

Z_{0m} es la impedancia característica de la microcinta.

$Z_{0m}(f)$ es la impedancia característica de la microcinta dependiente de la frecuencia por efectos de dispersión.

es la impedancia del espacio libre = 120π (Ω).

- ϵ_{re} es la constante dieléctrica efectiva.
 h es el espesor o altura del sustrato.
 w es el ancho de la cinta conductora.
 ϵ_r es la constante dieléctrica relativa.
 w_e es el ancho efectivo de la cinta conductora.
 t es el espesor de la cinta conductora.
 h' es el espacio entre la cinta y la tapa del recinto.
 λ es la longitud de onda de la señal.
 f es la frecuencia de la señal.
 $\epsilon_{re}(f)$ es la constante dieléctrica efectiva dependiente de la frecuencia por efectos de dispersión.

Además de lo anterior, es necesario considerar los efectos de dispersión de señal que ocurren en el paso de ondas de energía a través de los circuitos. Estos efectos se ha encontrado que se incrementan conforme a la constante dieléctrica del sustrato utilizado y también al aumentar el ancho de la microcinta, y varían al variar la frecuencia de la señal. El efecto de dispersión con la frecuencia en ϵ_{re} es descrito exactamente por un modelo de dispersión dado por Getsinger y modificado por Edwards y Owens, las ecuaciones que lo definen son:

$$\epsilon_{re}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{re}}{1 + G(f/f_p)^2} \dots\dots\dots(2.25)$$

donde:

$$G = \left[\frac{Z_{om} - 5}{60} \right]^4 + 0.004 Z_{om} \dots\dots\dots(2.26)$$

$$f_p(\text{GHz}) = 15.66 Z_{om}/h \dots\dots\dots(2.27)$$

con h en (mm), f en (GHz) y Z_0 en Ω .

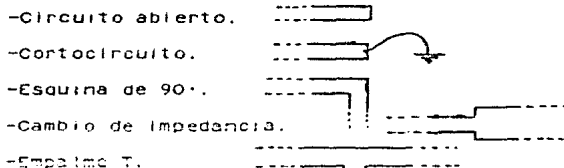
El efecto de dispersión causado en la impedancia característica dependiente de la frecuencia, ha sido descrito por varios investigadores y de acuerdo a una comparación de los resultados obtenidos con diferentes modelos, se ha visto que el modelo dado por Bianco et. al. es más cercano a valores numéricos experimentales. La ecuación que describe lo anterior es:

$$Z_{om}(f) = Z_{oT} \frac{Z_{oT} - Z_{om}}{1 + G(f/f_p)^2} \dots\dots\dots(2.28)$$

donde: Z_{oT} es el doble de la impedancia característica de una cinta triplana de ancho w y espesor 2h.

Además de los efectos de dispersión que cambian los valores efectivos de la impedancia característica de una microcinta y de la constante dieléctrica del sustrato de la misma, existen efectos que alteran la transmisión de las señales a través de la

microcinta debidos a los cambios en la geometría de los elementos del circuito (discontinuidades). Algunas de las discontinuidades que se presentan comúnmente en los circuitos de microcinta son:



Como la transmisión que se efectúa en las microcintas es en modo cuasi-TEM que en veces y con limitaciones puede considerarse TEM puro, existirán campos eléctricos y magnéticos que al llegar a cualquier tipo de discontinuidad sufrirán algún efecto de cambio de amplitud y/o fase, lo que ocasionará pérdidas que se atribuyen al tipo de radiación existente en las discontinuidades, la cual es similar a la de un dipolo magnético. Una de las teorías en el estudio de la radiación en la microcinta, establece que la potencia radiada en una discontinuidad debe igualar a la potencia necesaria para mantener la densidad de corriente en la microcinta en un valor estacionario, para lo que se hacen cambios en las dimensiones de los elementos de microcinta que compensan el efecto debido a las discontinuidades existentes en el circuito; sin embargo, el estudio de este fenómeno se complica, considerando que la energía radiada no se dispersa completamente, pues pueden existir interacciones entre elementos de microcinta donde uno de ellos radía y el otro capta la energía.

11.A.2. PARÁMETROS S O DE DISPERSIÓN.

En el análisis y diseño de circuitos en general, ha sido de gran utilidad el uso de conjuntos de parámetros que relacionan voltajes y corrientes terminales en un bipuerto; algunos de ellos son los parámetros "H", "Y" y "Z" que tienen como ecuaciones:

Parámetros H	Parámetros Y	Parámetros Z
$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$	$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$	$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2$
$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$	$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$	$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2$

En ellos, existe gran similitud diferenciándose tan sólo por la elección de las variables dependientes e independientes.

El conjunto de parámetros S o de dispersión, nos es útil para el análisis de bipuertos o n-puertos en altas frecuencias y su base principal se encuentra en las relaciones de ondas viajeras incidentes y reflejadas de las líneas de transmisión a diferencia de los voltajes y corrientes totales que se analizan para bajas frecuencias dando lugar a los conjuntos de parámetros mencionados. El análisis para la determinación de los parámetros de dispersión, consiste en lo siguiente.

Suponiendo que se tiene una línea de transmisión con las características propias de la misma, si introducimos una red de dos puertos en ella, como lo muestra la figura 2.8, podemos notar que existirán:

Una onda incidente E_{i1} y una onda reflejada E_{r1} en el puerto 1, así como una onda incidente E_{i2} y una onda reflejada E_{r2} en el puerto 2.

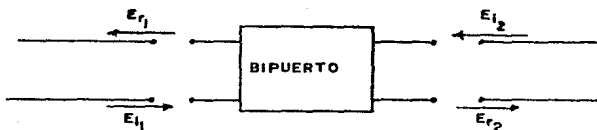


fig.2.8. Inserción de un Bipuerto en una Línea de Transmisión.

Si relacionamos estas ondas viajeras con alguno de los conjuntos de parámetros válidos en bajas frecuencias -por ejemplo el conjunto de parámetros H-, donde V_1 , V_2 , I_1 e I_2 representan voltajes y corrientes totales, al relacionarlos con las ondas incidentes y reflejadas que se tienen en altas frecuencias, se obtiene:

$$V_1 = E_{i1} + E_{r1} \dots\dots\dots(2.29)$$

$$V_2 = E_{i2} + E_{r2} \dots\dots\dots(2.30)$$

$$I_1 = (E_{i1} - E_{r1})/Z_0 \dots\dots\dots(2.31)$$

$$I_2 = (E_{i2} - E_{r2})/Z_0 \dots\dots\dots(2.32)$$

Substituyendo estas ecuaciones en las del conjunto de parámetros H, tendremos:

$$E_{11} + E_{r1} = h_{11} \{ (E_{11} - E_{r1}) / Z_0 \} + h_{12} (E_{12} + E_{r2}) \dots \dots \dots (2.33)$$

$$(E_{12} - E_{r2}) / Z_0 = h_{21} \{ (E_{11} - E_{r1}) / Z_0 \} + h_{22} (E_{12} + E_{r2}) \dots \dots \dots (2.34)$$

Rearreglando de manera que las ondas de voltaje incidente sean las variables independientes y las ondas viajeras de voltaje reflejado sean las variables dependientes tendremos :

$$E_{r1} = f_{11}(h) E_{11} + f_{12}(h) E_{12} \dots \dots \dots (2.35)$$

$$E_{r2} = f_{21}(h) E_{11} + f_{22}(h) E_{12} \dots \dots \dots (2.36)$$

Donde $f_{11}(h) = s_{11}$, $f_{12}(h) = s_{12}$, $f_{21}(h) = s_{21}$ y $f_{22}(h) = s_{22}$, nos representan el conjunto de parámetros "S" o de "dispersión".

Si dividimos ambos miembros de la ecuación entre $(Z_0)^{1/2}$, podremos definir las siguientes variables:

$$a_1 = E_{11} / (Z_0)^{1/2} \dots \dots \dots (2.37)$$

$$b_1 = E_{r1} / (Z_0)^{1/2} \dots \dots \dots (2.38)$$

$$a_2 = E_{12} / (Z_0)^{1/2} \dots \dots \dots (2.39)$$

$$b_2 = E_{r2} / (Z_0)^{1/2} \dots \dots \dots (2.40)$$

Substituyendo y rearreglando, se llega finalmente al conjunto de parámetros S en su forma más conocida:

$$b_1 = s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \dots \dots \dots (2.41)$$

$$b_2 = s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \dots \dots \dots (2.42)$$

Algunas de las relaciones que el conjunto de parámetros S guarda con otros conjuntos de parámetros se muestran en la siguiente "tabla de relaciones entre parámetros".

S	F	F	A	ABCD
S_{11}, S_{12} S_{21}, S_{22}	$S_{11} = \frac{(f_{11} + 12f_{12} + 1) - f_{13}f_{21}}{\Delta_1}$ $S_{12} = \frac{2f_{12}}{\Delta_1}$ $S_{21} = \frac{2f_{21}}{\Delta_1}$ $S_{22} = \frac{(f_{22} + 12f_{21} + 1) - f_{13}f_{21}}{\Delta_1}$	$S_{11} = \frac{(1 - f_{11}f_1 + f_{12}) + f_{13}f_{21}}{\Delta_1}$ $S_{12} = \frac{-2f_{12}}{\Delta_1}$ $S_{21} = \frac{-2f_{21}}{\Delta_1}$ $S_{22} = \frac{(1 - f_{22}f_1 - f_{21}) + f_{13}f_{21}}{\Delta_1}$	$S_{11} = \frac{(h_{11} - 12h_{12} + 1) - h_{13}h_{21}}{\Delta_1}$ $S_{12} = \frac{2h_{12}}{\Delta_1}$ $S_{21} = \frac{-2h_{21}}{\Delta_1}$ $S_{22} = \frac{(1 + h_{11}f_1 - h_{21}) + h_{13}h_{21}}{\Delta_1}$	$\frac{A+B-C-D}{\Delta_1}$ $\frac{2AD-BC}{\Delta_1}$ $\frac{1}{\Delta_1}$ $\frac{-A+B-C+D}{\Delta_1}$
$A_{11} = \frac{(1 + S_{11}) - S_{12} + S_{21}S_{22}}{\Delta_1}$ $A_{12} = \frac{2S_{12}}{\Delta_1}$ $A_{21} = \frac{2S_{21}}{\Delta_1}$ $A_{22} = \frac{(1 - S_{11}) + S_{12} + S_{21}S_{22}}{\Delta_1}$	F_{11}, F_{12} F_{21}, F_{22}	$\frac{2f_{11}}{1f_1}, \frac{-2f_{12}}{1f_1}$ $\frac{-2f_{21}}{1f_1}, \frac{f_{22}}{1f_1}$	$\frac{h_{11}}{h_{12}}, \frac{h_{21}}{h_{22}}$ $\frac{-h_{12}}{h_{11}}, \frac{1}{h_{11}}$	$\frac{A}{C}, \frac{\Delta_1}{C}$ $\frac{1}{C}, \frac{D}{C}$
$F_{11} = \frac{(1 - S_{11}) + S_{12} + S_{21}S_{22}}{\Delta_1}$ $F_{12} = \frac{-2S_{12}}{\Delta_1}$ $F_{21} = \frac{-2S_{21}}{\Delta_1}$ $F_{22} = \frac{(1 + S_{11}) - S_{12} + S_{21}S_{22}}{\Delta_1}$	$\frac{2f_{11}}{1f_1}, \frac{-2f_{12}}{1f_1}$ $\frac{-2f_{21}}{1f_1}, \frac{f_{22}}{1f_1}$	F_{11}, F_{12} F_{21}, F_{22}	$\frac{1}{h_{11}}, \frac{-h_{12}}{h_{11}}$ $\frac{h_{21}}{h_{11}}, \frac{1}{h_{11}}$	$\frac{D}{B}, \frac{-A}{h_{11}}$ $\frac{-1}{B}, \frac{A}{B}$
$A_{11} = \frac{(1 + S_{11}) + S_{12} + S_{21}S_{22}}{\Delta_1}$ $A_{12} = \frac{2S_{12}}{\Delta_1}$ $A_{21} = \frac{-2S_{21}}{\Delta_1}$ $A_{22} = \frac{(1 - S_{11}) - S_{12} + S_{21}S_{22}}{\Delta_1}$	$\frac{2f_{11}}{f_{21}}, \frac{2f_{12}}{f_{21}}$ $\frac{-2f_{21}}{f_{21}}, \frac{1}{f_{21}}$	$\frac{1}{F_{11}}, \frac{-2f_{12}}{F_{11}}$ $\frac{2f_{21}}{F_{21}}, \frac{1f_1}{F_{21}}$	A_{11}, A_{12} A_{21}, A_{22}	$\frac{B}{D}, \frac{\Delta_1}{D}$ $\frac{-1}{D}, \frac{C}{D}$
$A' = \frac{(1 + S_{11}) + S_{12} + S_{21}S_{22}}{2S_{11}}$ $B = \frac{(1 + S_{11}) + S_{12} - S_{21}S_{22}}{2S_{11}}$ $C = \frac{(1 - S_{11}) - S_{12} - S_{21}S_{22}}{2S_{11}}$ $D = \frac{(1 - S_{11}) - S_{12} + S_{21}S_{22}}{2S_{11}}$	$\frac{f_{11}}{f_{11}}, \frac{1f_1}{f_{11}}$ $\frac{1}{f_{11}}, \frac{f_{12}}{f_{11}}$	$\frac{-2f_{12}}{F_{11}}, \frac{-1}{F_{11}}$ $\frac{-1f_1}{F_{21}}, \frac{-2f_{21}}{F_{21}}$	$\frac{-1h_{11}}{h_{11}}, \frac{-h_{12}}{h_{11}}$ $\frac{-h_{21}}{h_{11}}, \frac{-1}{h_{11}}$	A B C D

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= (f_{11} + 12f_{12} + 1) - f_{13}f_{21} \\ \Delta_2 &= (1 + f_{11}f_1 + f_{12}) - f_{13}f_{21} \\ \Delta_3 &= (h_{11} + 12h_{12} + 1) - h_{13}h_{21} \\ \Delta_4 &= A + B - C + D \\ \Delta_5 &= (1 - S_{11}) - S_{12} + S_{21}S_{22} \\ \Delta_6 &= (1 + S_{11}) + S_{12} - S_{21}S_{22} \\ \Delta_7 &= (1 - S_{11}) - S_{12} - S_{21}S_{22} \\ \Delta_8 &= AD - BC \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_{11} &= f_{11}/Z_0, \quad f_{12} = f_{12}/Z_0, \quad f_{21} = f_{21}/Z_0, \quad f_{22} = f_{22}/Z_0 \\ F_{11} &= F_{11}/Z_0, \quad F_{12} = F_{12}/Z_0, \quad F_{21} = F_{21}/Z_0, \quad F_{22} = F_{22}/Z_0 \\ A_{11} &= A_{11}/Z_0, \quad A_{12} = A_{12}, \quad A_{21} = A_{21}, \quad A_{22} = A_{22}/Z_0 \\ A &= A, \quad B = B/Z_0, \quad C = CZ_0, \quad D = D \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 1f_1 &= f_{11}f_{11} - f_{12}f_{21} \\ 1f_2 &= f_{21}f_{21} - f_{12}f_{11} \\ 1h_1 &= h_{11}h_{11} - h_{12}h_{21} \end{aligned}$$

Las relaciones de la tabla anterior, son de utilidad particular cuando teniendo caracterizadas con parámetros S varias redes interconectadas entre sí, se desea conocer el conjunto de parámetros S totales que caracteriza a todo el conjunto de redes; esta utilidad es necesaria en ocasiones en que es más sencillo hacer operaciones algebraicas con otros conjuntos de parámetros y posteriormente retransformar a conjunto de parámetros S. Un conjunto de parámetros especialmente útil para hacer operaciones algebraicas entre bipuertos, que permite obtener así, de una manera relativamente simple, un conjunto que modela a varios bipuertos interconectados, es el conjunto de parámetros de "cadena" o parámetros "ABCD". Las ecuaciones que relacionan a este conjunto de parámetros son:

$$V_1 = AV_2 - BI_2 \dots\dots\dots(2.43)$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2 \dots\dots\dots(2.44)$$

Para definir lo que cada uno de los parámetros S representa, el procedimiento es también similar al que se usa en bajas frecuencias con la diferencia principal de que en este caso, en lugar de hablar de cortocircuito o circuito abierto, se habla de acoplamiento o desacoplamiento de cualquiera de los puertos del bipuerto.

Para definir al parámetro s_{11} , se acopla virtualmente al puerto de salida con una impedancia de carga igual a la

impedancia característica de la línea de transmisión que se analiza como dipuerto lo que causará que la onda incidente sea absorbida totalmente por la carga y no existirá una onda reflejada de la carga es decir que no habrá onda incidente en la red proveniente de la carga ($a_2 = 0$) por lo que de la ecuación 2.41, tendremos:

$$s_{11} = b_1/a_1 = E_{r1}/E_{i1} \dots\dots\dots(2.45)$$

Notamos, que s_{11} es la relación de voltaje reflejado a voltaje incidente en el puerto 1, lo que se había definido en la sección anterior como el coeficiente de reflexión a la entrada de la red; es decir que $s_{11} = \Gamma_{ent}$.

De manera similar, de la ecuación 2.42, tendremos:

$$s_{21} = b_2/a_1 = E_{r2}/E_{i1} \dots\dots\dots(2.46)$$

De la relación encontrada, podemos deducir que se trata de un coeficiente de transmisión que representa la ganancia o atenuación de la red, ya que relaciona un voltaje que sale de la red por el puerto de salida 2 con un voltaje que incide en la red por el puerto de entrada 1; entonces, s_{21} = Ganancia de Voltaje.

Efectuando un procedimiento similar pero considerando $a_1 = 0$, lo que se logra acoplando el puerto de entrada con una impedancia igual a la impedancia característica, se obtiene de (2.41):

$$s_{12} = b_1/a_2 = E_{r1}/E_{i2} \dots\dots\dots(2.47)$$

En este caso, podemos definir a s_{12} como un coeficiente de transmisión inverso, esto es, del puerto 2 hacia el puerto 1, también llamado Ganancia Inversa de Voltaje.

Con la misma consideración anterior pero de la ecuación 2.42, se tiene:

$$s_{22} = b_2/a_2 = E_{r2}/E_{i2} \dots\dots\dots(2.48)$$

Nuevamente, notamos que se tiene una relación de voltaje reflejado a voltaje incidente, pero ahora en el puerto 2. Se trata del coeficiente de reflexión a la salida de la red, es decir: $s_{22} = \Gamma_{sa}$.

Con lo anterior, han sido definidos cada uno de los parámetros de dispersión por medio de una metodología muy similar a la utilizada en bajas frecuencias, pero con la consideración de ondas viajeras. El procedimiento anterior fue expuesto para un dipuerto, sin embargo, es válido para ser aplicado a una red cualquiera de n-puertos creciendo el número de desarrollos con el cuadrado del número de puertos.

Analizando la definición de las variables a_1 , a_2 , b_1 y b_2 , notamos que el cuadrado de cualquiera de ellas tiene unidades de potencia lo que nos permite relacionar las potencias incidente y reflejada en cualquiera de los dos puertos, teniéndose:

$$s_{12} = b_1/a_2 = E_{r1}/E_{i2} \dots\dots\dots(2.47)$$

En este caso, podemos definir a s_{12} como un coeficiente de transmisión inverso, esto es, del puerto 2 hacia el puerto 1, también llamado Ganancia Inversa de Voltaje.

Con la misma consideración anterior pero de la ecuación 2.42, se tiene:

$$s_{22} = b_2/a_2 = E_{r2}/E_{i2} \dots\dots\dots(2.48)$$

Nuevamente, notamos que se tiene una relación de voltaje reflejado a voltaje incidente, pero ahora en el puerto 2. Se trata del coeficiente de reflexión a la salida de la red, es decir: $s_{22} = \Gamma_{sa1}$.

Con lo anterior, han sido definidos cada uno de los parámetros de dispersión por medio de una metodología muy similar a la utilizada en bajas frecuencias, pero con la consideración de ondas viajeras. El procedimiento anterior fue expuesto para un dipuerto, sin embargo, es válido para ser aplicado a una red cualquiera de n-puertos creciendo el número de desarrollos con el cuadrado del número de puertos.

Analizando la definición de las variables a_1 , a_2 , b_1 y b_2 , notamos que el cuadrado de cualquiera de ellas tiene unidades de potencia lo que nos permite relacionar las potencias incidente y reflejada en cualquiera de los dos puertos, teniéndose:

$|a_1|^2 =$ Potencia incidente en el puerto 1.

$|b_1|^2 =$ Potencia reflejada en el puerto 1.

$|a_2|^2 =$ Potencia incidente en el puerto 2.

$|b_2|^2 =$ Potencia reflejada en el puerto 2.

Con lo anterior observamos que por medio de los parámetros S nos es posible obtener características de reflexión y relaciones de ganancias de interés utilizándolos para caracterizar líneas de transmisión y otros elementos de altas frecuencias. Las expresiones que se usan más frecuentemente considerando una carga con coeficiente de reflexión Γ_c y una fuente con coeficiente de reflexión Γ_f , conectadas al dipuerto en análisis son:

$$s_{11}' = b_1/a_1 = s_{11} + (s_{12}s_{21}\Gamma_c)/(1 - s_{22}\Gamma_c) \dots\dots(2.49)$$

$$s_{22}' = b_2/a_2 = s_{22} + (s_{12}s_{21}\Gamma_f)/(1 - s_{11}\Gamma_f) \dots\dots(2.50)$$

$$s_{21}' = b_2/a_1 = s_{21}/(1 - s_{22}\Gamma_c) \dots\dots\dots(2.51)$$

$$s_{12}' = b_1/a_2 = s_{12}/(1 - s_{11}\Gamma_f) \dots\dots\dots(2.52)$$

Si la carga y la fuente tuvieran una impedancia igual a la impedancia característica de la red, estarían acopladas y sus coeficientes de reflexión serían cero con lo que los parámetros s'_{ij} serían iguales a los parámetros s_{ij} .

Considerando que en la mayoría de los circuitos, las relaciones de potencia son de gran utilidad para el análisis y diseño de los mismos, en un dipuerto podemos definir las siguientes ganancias de potencia:

1) Ganancia de transductor.

$$G_T = P_C / P_{df} \dots \dots \dots (2.53)$$

2) Ganancia de potencia.

$$G_P = P_C / P_e \dots \dots \dots (2.54)$$

3) Ganancia disponible.

$$G_D = P_{dr} / P_{df} \dots \dots \dots (2.55)$$

donde:

P_C es la potencia entregada a la carga.

P_{df} es la potencia disponible de la fuente.

P_e es la potencia entregada a la red.

P_{dr} es la potencia disponible de la red.

Para un mejor entendimiento de los conceptos expuestos en lo que se refiere a ganancias de potencia, la figura siguiente muestra las variables empleadas.

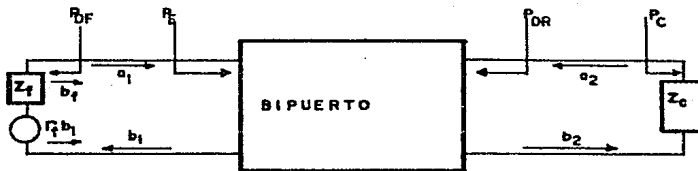


fig.2.9. Disposición de Potencias en un Bipouerto.

El concepto de ganancia de transductor es el más utilizado para el análisis y diseño de circuitos de microondas y para su estudio existen dos enfoques: el bilateral, que toma en cuenta la ganancia de voltaje en ambos sentidos, por lo que considera s_{12} diferente de cero; sin embargo, en la mayoría de los dispositivos -en particular de los transistores-, la ganancia inversa de voltaje es muy pequeña por lo que puede considerarse despreciable ($s_{12} = 0$) lo que da lugar al enfoque denominado como unilateral ya que toma en cuenta la ganancia en un sólo sentido.

Enfoque bilateral. Haciendo un desarrollo algebraico con las bases expuestas en esta sección, se determina que la ganancia de transductor bilateral está dada por:

$$G_T = |s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_f|^2) (1 - |\Gamma_c|^2) / |1 - s_{11} \Gamma_f|^2 |1 - s_{22} \Gamma_c|^2 \quad \dots (2.56)$$

Enfoque unilateral. Cuando se considera que s_{12} es igual a cero, se obtiene la ganancia de transductor unilateral, dada por:

$$G_{TU} = |s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_f|^2) (1 - |\Gamma_c|^2) / |1 - s_{11} \Gamma_f|^2 |1 - s_{22} \Gamma_c|^2 \quad \dots (2.57)$$

Cuando existe un acoplamiento conjugado tal que $\Gamma_f = s_{11}^*$ y $\Gamma_c = s_{22}^*$, se tendrá:

$$\Gamma_f s_{11} = |s_{11}|^2, \text{ es decir } |\Gamma_f| = |s_{11}| \quad \dots (2.58)$$

$$\Gamma_c s_{22} = |s_{22}|^2, \text{ es decir } |\Gamma_c| = |s_{22}| \quad \dots (2.59)$$

Con lo que se obtiene la ganancia de transductor unilateral máxima, dada por:

$$G_{Tumax} = |S_{21}|^2 / (1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2) \dots\dots\dots(2.60)$$

La ecuación anterior puede ilustrarse por medio de bloques que nos representan separadamente la ganancia de la red de acoplamiento de entrada (G_f), del elemento activo (G_0) y de la red de acoplamiento de salida (G_c) para un circuito amplificador, como en la figura siguiente:

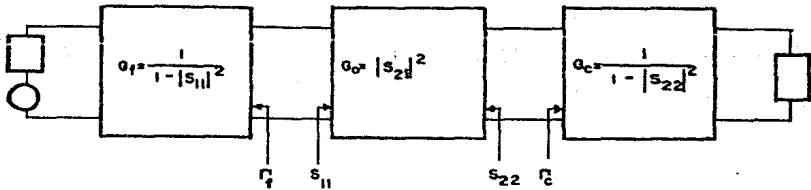


fig. 2.10. Diagrama a Bloques Representando la Ecuación de Ganancia de Transductor Máxima.

En altas frecuencias, el uso de los parámetros S es de primordial importancia, pues al ser definidos para un dipuerto, con ellos pueden representarse tanto elementos unitarios -por ejemplo un transistor- como redes completas con una función específica. Un campo en el que los parámetros S son de utilidad prioritaria, es el del diseño de componentes de microondas (amplificadores, osciladores, etc.) ya que permiten caracterizar a los elementos que intervienen en ellos (transistores, líneas de transmisión, etc.). Estos parámetros están normalmente especificados para los elementos activos y pueden también determinarse experimentalmente con el uso de instrumentos de altas frecuencias como el analizador de redes.

11.A.3. LA CARTA DE SMITH.

En la década de los 30's, P.H. Smith de la Bell Telephone Laboratories, desarrolló una forma particular de gráfica comúnmente conocida como "Carta de Smith" muy versátil y satisfactoria para la solución de problemas particularmente de alta frecuencia; esta carta, presenta dentro de un entorno circular que rodea un área finita, la información completa que relaciona todos los valores posibles de coeficientes de reflexión, impedancias normalizadas y datos de patrones de onda estacionaria para circuitos de líneas de transmisión, de manera

que puedan ser determinadas sus características en cualquier punto a lo largo de dichas líneas.

La carta de Smith se forma con la superposición de varios conjuntos de círculos, cada uno de ellos representando una o varias características de una línea de transmisión; algunos de ellos son evidentes pues conforman a la carta y otros son sólo considerados por medio de escalas radiales indicadas normalmente en la parte inferior de la carta.

En la figura 2.11 se muestra la carta de Smith detallada y tal cual es publicada normalmente.

La construcción de la carta, se basa en un mapeo de coordenadas rectangulares que forman el plano (r, jx) , en coordenadas curvilíneas (u, jv) . En él, las líneas verticales que expresan resistencia constante pasan a ser círculos de resistencia constante en la carta de Smith y las líneas horizontales que expresan reactancias constantes pasan a ser segmentos de círculos que convergiendo en el punto sobre el diámetro al lado derecho de la carta, son llamadas líneas de reactancia constante; las líneas que se encuentran en el semiplano superior de la carta expresan reactancias inductivas y las que se encuentran en el semiplano inferior, reactancias capacitivas. De esta manera, cualquier valor de impedancia podrá ser localizado en la carta de Smith y observando los valores de las escalas que se encuentran en la parte inferior de la misma podremos conocer varias de las características del elemento cuya

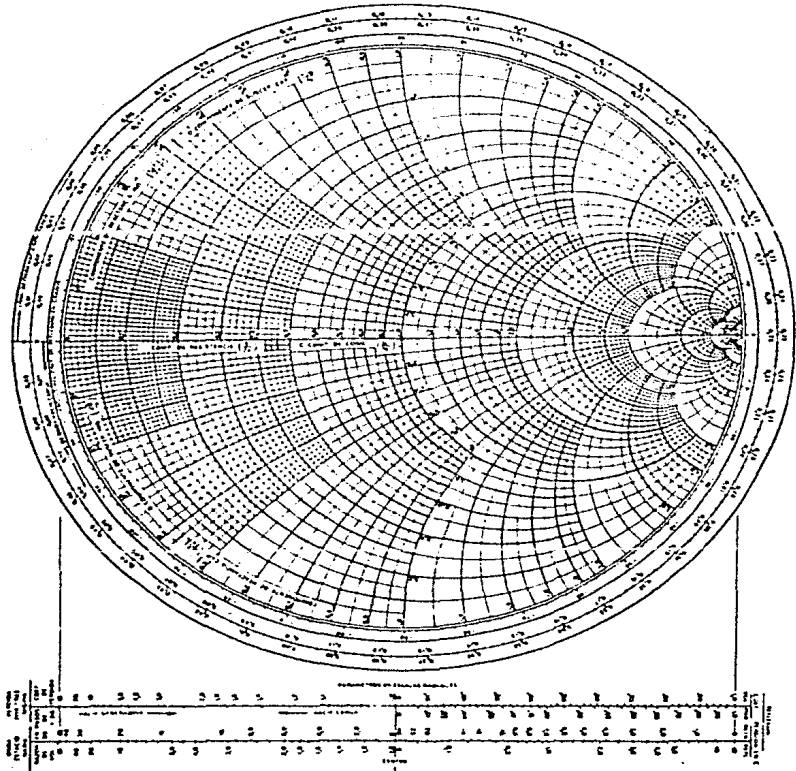


fig.2.11 Carta de Smith.

impedancia se esté representando en dicha carta. A continuación, se da una breve explicación de estas escalas.

-Magnitud del coeficiente de reflexión. Esta escala es en realidad una representación de una familia de círculos concéntricos al punto central de la carta.

Como se mencionó, el coeficiente de reflexión es la relación entre una onda reflejada y una onda incidente; si se considera que la onda reflejada e incidente son iguales, el coeficiente de reflexión tendrá como magnitud un valor unitario ($|\Gamma| = 1$), esto se logra cuando la línea de transmisión termina en cortocircuito, circuito abierto o reactancia pura. Tomando todos los valores de reactancia pura, se forma el círculo de $|\Gamma| = 1$ que coincide con el círculo que encierra a la carta ($R = 0$). Evaluando el coeficiente para diferentes relaciones de onda, se obtiene la familia de círculos $|\Gamma| = \text{constante}$ que tendrá un rango de variación de cero a uno dentro de la carta de Smith. En base a lo anterior puede concluirse que cada punto de impedancia dentro de la carta de Smith tiene un cierto valor de coeficiente de reflexión determinado directamente por la escala llamada coeficiente de reflexión de voltaje. Además, se da otra escala de coeficiente de reflexión de potencia que es simplemente el cuadrado del coeficiente de reflexión de voltaje.

-Relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR). Como se definió en la sección de líneas de transmisión, el VSWR está dado por:

$$\text{VSWR} = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|) \dots\dots\dots (2.61)$$

Como se observa, hay una relación directa entre el VSWR y el coeficiente de reflexión; de donde podemos inferir que el VSWR estará también representado por una familia de círculos. Estos círculos son también concéntricos respecto al punto central de la carta y pueden obtenerse dando valores al coeficiente de reflexión. Graficando los círculos, se observa que cada uno de ellos es tangente al círculo de resistencia constante del mismo valor numérico en el punto sobre la línea de resistencia pura mayor a uno (mitad derecha del diámetro principal de la carta). La escala de VSWR se localiza en el lado inferior izquierdo de la carta y está dada en una escala lineal con rango de variación de 1 a VSWR se o bien en escala logarítmica expresado en decibeles por ser comúnmente utilizado de esta manera.

Es importante aclarar que el concepto de VSWR constante tiene un significado válido para líneas de transmisión sin pérdidas y es útil para cálculos en líneas con baja atenuación por longitud de onda.

-Pérdidas de transmisión (pasos de 1 dB). Cuando tratamos con líneas de transmisión con pérdidas se hace necesario el uso de esta escala. Comparando con la escala de coeficiente de reflexión se nota que el primer paso a 1 dB ocurre en $|\Gamma| = 0.794$, el segundo en $|\Gamma| = (0.794)^2$, etc. con ello notamos que se trata de una escala no lineal. Es importante notar la posición del punto

de medición y definir las pérdidas que se desean -hacia la carga o hacia el generador- para así saber hacia que lado movernos en la escala. Gráficamente una línea con pérdidas se representa como una espiral.

-Coeficiente de pérdidas de transmisión. Es un factor de corrección que da la razón numérica (no en dB) de las pérdidas por atenuación en la línea en presencia de ondas reflejadas a las pérdidas por atenuación en ausencia de dichas ondas, ambas para la misma potencia entregada a la carga terminal.

-Pérdidas de regreso. Esta escala representa la pérdida total o atenuación en dB que la potencia de la onda incidente en un punto de la línea de transmisión experimentaría al ser reducida a la potencia de la onda reflejada en ese punto.

La escala se localiza en la parte inferior derecha de la carta y tiene un rango de variación de cero en la periferia de la carta hasta infinito en el centro con lo que notamos que mientras mayores son las pérdidas de regreso, el punto en cuestión se encuentra más cercano al centro de la carta.

-Pérdidas por reflexión. También se conocen como pérdidas por desacoplamiento y nos dan una medida de la relación de la potencia entregada a la potencia incidente en un plano desacoplado, es decir, la potencia que llega a la carga y es disipada.

La carta de Smith, cuenta además con dos escalas circulares, una de ellas indicada en grados y la otra en fracciones de

longitud de onda:

-Ángulo del coeficiente de reflexión. La escala indicada en grados nos permite visualizar el ángulo de fase de cualquier coeficiente de reflexión que se localice en la carta de Smith; esta escala está graduada desde cero hasta 180° en el semicírculo superior y de cero a -180° en el semicírculo inferior como lo muestra la figura 2.11.

-Fracciones de longitud de onda. Esta escala nos permite localizar los puntos de voltaje mínimo de cualquier onda estacionaria formada cuando en una línea de transmisión se encuentra conectada una carga con un determinado coeficiente de reflexión diferente de la unidad.

Algunos de los usos principales de la carta de Smith son los siguientes:

*Transformaciones de impedancia. Un movimiento desde un coeficiente de reflexión inicial referido a un punto en una línea de transmisión hasta un coeficiente de reflexión final correspondiente a otro punto de la misma, se traduce en la carta de Smith como un desplazamiento, lo que nos permite visualizar el cambio correspondiente en la impedancia de la línea de transmisión.

*Inversión de números complejos. Para utilizar la carta con este fin, nos basta con: Localizar el número que se desea invertir en la carta; haciendo centro en el centro de la carta, trazar un círculo que pase por el punto localizado (círculo de

VSWR constante) y localizar el punto que se encuentre a una distancia de 180° sobre el círculo trazado. Las coordenadas de dicho punto nos dan el inverso del número complejo localizado inicialmente. Esto nos es de gran utilidad para la obtención de admitancias correspondientes a valores de impedancias en líneas de transmisión.

Acoplamiento de impedancias. Cuando deseamos acoplar una impedancia de una línea de transmisión, un transistor, etc. - con otra, podemos hacerlo con el auxilio de la carta de Smith procediendo de la siguiente manera.

Primeramente, se localizan en la carta de Smith, las impedancias que se desean acoplar.

Después, se encuentran las trayectorias que unen a los puntos de impedancia localizados, a través de círculos de resistencia constante y líneas de reactancia constante.

Finalmente, se analizan los desplazamientos en la escala de fracciones de longitud de onda correspondientes a los movimientos hechos en la trayectoria de unión interimpedancias; estos desplazamientos corresponden por un lado a longitudes de elementos de líneas de transmisión (stubs y líneas en serie) que logran el acoplamiento eléctrico deseado y a la vez a valores de resistencias y reactancias (inductivas o capacitivas) de los elementos concentrados que logran el mismo acoplamiento eléctrico; de manera que se puede elegir cualquiera de los dos métodos para llevar a cabo el acoplamiento.

*Localización de impedancias con parte real negativa. Los coeficientes de reflexión correspondientes a impedancias que tienen parte real negativa, se localizan fuera de la carta de Smith ya que su magnitud es mayor a uno; sin embargo, es posible representar el recíproco del complejo conjugado de Γ en la carta de Smith que estará localizado con el mismo ángulo que el propio Γ y cuya magnitud tiene una relación con la magnitud del Γ original que puede determinarse utilizando transformaciones de impedancia en admitancia, auxiliados preferentemente de la superposición de las cartas de admitancias e impedancias. Habiendo localizado al recíproco del complejo conjugado del coeficiente de reflexión de la impedancia con parte real negativa, nos es posible realizar con él transformaciones de impedancia, acoplamientos, etc.; siendo esto de gran utilidad para el diseño de amplificadores y osciladores que hacen uso de transistores con característica de estabilidad potencial (sección II.A.4.a)).

*Otros usos. La carta de Smith puede utilizarse además para la evaluación de tangentes y cotangentes circulares e hiperbólicas, números exponenciales complejos y senos y cosenos hiperbólicos complejos. Adicionalmente, puede utilizarse la carta de Smith para conocer la respuesta en frecuencia de algunos tipos de circuitos (amplificadores, osciladores, etc.) o elementos independientes (elementos pasivos, transistores, etc.) que son modelados como redes bipuertos o n-puertos.

11.A.4. DISEÑO DE COMPONENTES DE MICROONDAS.

Además de los conceptos generales expuestos hasta este momento y tomando en consideración que la parte medular del proyecto es el diseño de algunos componentes en microondas, a continuación se exponen los conceptos básicos que particularmente se relacionan con el diseño de los componentes mencionados cuyas bases se interrelacionan y apoyan fuertemente en la teoría de líneas de transmisión, parámetros S y carta de Smith. Por otro lado, dado que las etapas de conversión de frecuencia y amplificación se componen con osciladores y amplificadores cuyo elemento central es un transistor, se dan algunos criterios para la correcta selección del mismo y en la exposición de los temas se puntualiza en lo referente a osciladores y amplificadores.

11.A.4.a) CRITERIOS PARA EL DISEÑO.

El conocimiento de ciertos criterios que nos ayudan a obtener las características deseadas de los componentes a diseñar, es de importancia fundamental para cumplir con los objetivos de diseño que se plantean. Estos criterios se refieren básicamente al comportamiento de los elementos que intervienen en el diseño en cuanto a estabilidad, ganancia y ruido para lo que es conveniente exponer en primer lugar lo referente a la selección de los

transistores que serán evaluados con los criterios mencionados.

>Selección de transistores.

Como ya se mencionó, lo primero a considerar para la realización del diseño de algunos componentes para microondas, se refiere a la correcta selección del elemento activo que funge como elemento central de dichos componentes; a continuación, se desarrollan los criterios a considerar para la selección de transistores.

El transistor seleccionado debe tener la capacidad de realizar con eficiencia la función para la que se le vaya a emplear; por ello, antes de iniciar cualquier tipo de selección es necesario el perfecto conocimiento de las características y especificaciones de funcionamiento que se requieren cumplir por el componente, para que en base a ello, se pueda realizar una selección adecuada del transistor. Habiendo especificado los requerimientos del componente, existen manuales de uso general en los que se especifican de una manera global las principales características de los transistores; esto nos permite, comparando las características de unos con otros, seleccionar el elemento que tenga las características que más se adecuen al cumplimiento de los requerimientos del componente a diseñar.

Los manuales mencionados no tienen una presentación estándar y están estructurados a juicio del fabricante del artículo, sin embargo, en lo que respecta a transistores para microondas

(GaAsFET's y Bipolares) son en general subdivididos en base a capacidades de los elementos de la siguiente manera:

- a) Transistores de bajo ruido.
- b) Transistores de mediana potencia.
- c) Transistores de alta potencia.

Dependiendo de los requerimientos del elemento activo, el diseñador podrá elegir, buscando en la clasificación que le sea conveniente el que más se apege a los requerimientos mencionados y seguir el paso inmediato que consiste en la localización de las hojas de datos proporcionadas por el fabricante para cada uno de los transistores que ofrece, lo que permite realizar un estudio más profundo del transistor seleccionado con el fin de confirmar que es el elemento idóneo. Teniendo las hojas de datos, es necesario conocer los conceptos que en ella se establecen, algunos de los cuales se explican brevemente a continuación.

-Banda de frecuencias: Se especifica por lo general en el título de la hoja de datos del transistor, siendo esta la que se recomienda para el funcionamiento óptimo del dispositivo.

-Potencia a 1 dB (P_{1dB}): Este parámetro establece la potencia máxima a la que se recomienda trabajar al dispositivo para evitar la saturación y se establece en base al criterio del punto a 1 dB de compresión.

-Figura de ruido óptima: Nos establece el nivel de ruido con que es capaz de trabajar el transistor y se especifica generalmente para varias frecuencias. Mientras menor sea este

parámetro, se pueden obtener diseños de más bajo ruido, lo que es conveniente para el diseño de amplificadores de bajo ruido utilizados en la recepción de señales vía satélite.

-Ganancia asociada (G_a): Determina la ganancia asociada de que puede uno disponer del dispositivo a condición de obtener figura de ruido óptima. En ocasiones se especifica para varias frecuencias.

-Máxima ganancia disponible (MAG): Es la máxima ganancia que es posible obtener del dispositivo. Se especifica para varias frecuencias y se obtiene a partir de los parámetros S del transistor considerándolo como un dipuerto.

-Parámetros S: Son los parámetros de dispersión que caracterizan al dispositivo y se presentan para varias frecuencias. Su utilidad es fundamental en el diseño de componentes de microondas tales como amplificadores, osciladores, etc..

-Parámetros eléctricos: Estos parámetros son la I_{DSS} , V_p , V_{DS} , V_{GS} , I_{DS} , etc. y nos sirven para determinar el punto de operación de los dispositivos y con ello, los niveles de voltaje y corriente de polarización que requieren.

- Dimensiones físicas: Se especifican el ancho, espesor y longitud de todas y cada una de las partes del dispositivo por medio de una representación a escala del mismo. Para tomar en cuenta la realizabilidad física de los componentes, es importante el conocimiento de estas dimensiones.

>Criterio de estabilidad.

Este criterio es uno de los más importantes a considerar en el diseño de amplificadores y osciladores de microondas, pues nos establece la capacidad de cualquier elemento activo de oscilar o de funcionar sin oscilar dependiendo de la potencialidad de estabilidad que presente. Para el estudio de la estabilidad se consideran dos casos:

-Condionalmente estable: Este caso se da cuando la parte real de las impedancias de entrada y salida del elemento activo son mayores a cero tan sólo para algunas redes de acoplamiento de entrada y salida en una frecuencia fija; lo anterior implica la posibilidad de que existan redes de acoplamiento que al conectarse al elemento activo, lo hagan presentar característica de resistencia negativa en alguno de sus puertos. Esta condición es aprovechada para el diseño de osciladores.

-Incondionalmente estable: Esta condición se presenta cuando las partes reales de las impedancias de entrada y salida del elemento activo para una frecuencia específica, son mucho mayores a cero, independientemente de las redes de acoplamiento de entrada y salida que se conecten al elemento; en este caso, el elemento presentará siempre una característica de resistencia positiva en sus puertos. Los transistores que presentan esta condición, son convenientes para su utilización en el diseño de amplificadores.

Para establecer la condición de estabilidad que presenta un

transistor, podemos, conociendo los parámetros S del mismo, determinar el "factor de estabilidad de Rollet" o factor "K" dado por:

$$K = (1 + |S_{11}S_{22}| - |S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2) / 2|S_{12}S_{21}| \dots (2.62)$$

De acuerdo a este factor, se establece que cuando K es mayor que uno, se tendrá estabilidad incondicional; y cuando K es menor que uno, se tendrá estabilidad condicional.

Considerando lo anterior y conociendo que los coeficientes de reflexión de entrada y salida están dados por:

$$S_{11}' = \Gamma_{ent} = S_{11} + (S_{21}S_{12}\Gamma_c) / (1 - S_{22}\Gamma_c) \dots (2.63)$$

$$S_{22}' = \Gamma_{sal} = S_{22} + (S_{21}S_{12}\Gamma_f) / (1 - S_{11}\Gamma_f) \dots (2.64)$$

Se puede observar que cuando Γ_{ent} y Γ_{sal} son menores que uno, habrá estabilidad incondicional pero si Γ_{ent} o Γ_{sal} es mayor que uno, se presentará estabilidad condicional, pudiéndose establecer la frontera de estabilidad condicional e incondicional igualando cualquiera de las dos ecuaciones anteriores con la unidad, es decir:

$$|S_{11}' + (S_{21}S_{12}\Gamma_c) / (1 - S_{22}\Gamma_c)| = 1 \dots (2.65)$$

Como se observa, la condición de estabilidad será fijada de

acuerdo al valor que tome el coeficiente de reflexión de la carga Γ_c por lo que substituyendo las partes real e imaginaria de los parámetros S y resolviendo la ecuación anterior para Γ_c , se obtendrá el conjunto de valores frontera entre inestabilidad y estabilidad para el puerto de entrada; estos valores constituyen un círculo cuyo radio está dado por:

$$r_c = |(s_{21}s_{12}) / (1s_{22}^2 - |\Delta|^2)| \dots\dots\dots(2.66)$$

Y cuyo centro se encuentra localizado en:

$$c_c = (s_{22} - \Delta s_{11}^*)^* / (1s_{22}^2 - |\Delta|^2) \dots\dots\dots(2.67)$$

$$\text{donde: } \Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$$

Desarrollando de manera similar para el puerto de salida, el resultado definirá al conjunto de valores de Γ_f que establecen la frontera entre estabilidad e inestabilidad para el puerto de salida cuya forma es circular con radio de valor:

$$r_f = |s_{21}s_{12}| / |s_{11}|^2 - |\Delta|^2| \dots\dots\dots(2.68)$$

Y centro en:

$$c_f = (s_{11} - \Delta s_{22}^*)^* / (|s_{11}|^2 - |\Delta|^2) \dots\dots\dots(2.69)$$

Para conocer si el área estable se encuentra dentro o fuera de los círculos, se toma como referencia el centro de la carta de Smith donde $\Gamma_c = 0$ o $Z_c =$ la impedancia característica de la línea, normalmente de 50 Ω ; en ese punto $|\Gamma_{ent}| = |S_{11}|$, entonces, en el caso de que $|S_{11}| < 1$, esto origina que $|\Gamma_{ent}| < 1$ lo que genera una condición de operación estable en el centro de la carta de donde se deduce que: Si ese punto está dentro del círculo de estabilidad de entrada, se considera condición de operación estable para toda esa región; pero si el centro de la carta se encuentra afuera del círculo de estabilidad de entrada, toda la región dentro del mismo será inestable. De la misma forma, si $|S_{11}| > 1$, se origina un $|\Gamma_{ent}| > 1$ y el centro de la carta será inestable, por lo que si este queda dentro del círculo de estabilidad de entrada, toda la región dentro del mismo será inestable; y si queda afuera, la misma región será estable.

De manera similar, para determinar si la región dentro del círculo de estabilidad del puerto de salida es estable o inestable, se analiza si el centro de la carta queda dentro o fuera de dicha región, considerando ahora si $|S_{22}| > 1$ ó $|S_{22}| < 1$.

Cuando $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$, una manera de comprobar estabilidad incondicional tanto a la entrada como a la salida, es demostrando que la distancia entre el centro de la carta y los centros de los círculos de estabilidad menos el radio de los mismos es mayor a uno; con ello se asegura que no habrá intersección entre las regiones inestables y los puntos dentro de

la carta de Smith, lo que garantiza la estabilidad incondicional. Esta condición se muestra en la figura 2.12.

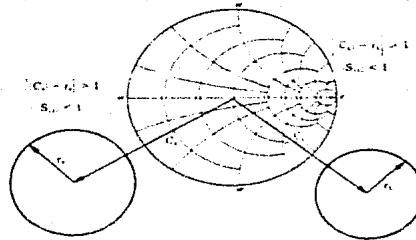


fig.2.12. Círculos de Estabilidad de Entrada y Salida para el Caso Incondicionalmente Estable.

Como todo el análisis anterior se hace para un sólo valor de frecuencia, en la realización de diseños es conveniente hacerlo varias veces para las frecuencias más importantes dentro del ancho de banda en el que se va a trabajar, obteniendo círculos de estabilidad que nos permitan visualizar el peligro de entrar en región inestable en el caso del diseño de amplificadores, o la conveniencia de lo mismo para el diseño de osciladores.

>Criterio de ganancia.

Ganancia de transductor. En la sección de parámetros S se planteó una ecuación para obtener la ganancia de transductor bilateral; posteriormente, se consideró $s_{12} = 0$ y se obtuvo otra ecuación a la que se le llama ganancia de transductor unilateral, que por conveniencia, se re-escribe a continuación:

$$G_{TU} = (1 - |\Gamma_f|^2) |s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_c|^2) / (1 - |s_{11}\Gamma_f|^2 - |s_{22}\Gamma_c|^2) \dots (2.70)$$

Tomando de esta ecuación a G_c (ganancia de la red de acoplamiento de salida) como:

$$G_c = (1 - |\Gamma_c|^2) / (1 - |s_{22}\Gamma_c|^2) \dots (2.71)$$

Como se mencionó en la sección de parámetros S, para $\Gamma_c = s_{22}^*$, se tendrá:

$$G_c = G_{cmax} = 1 / (1 - |s_{22}|^2) \dots (2.72)$$

Además, observamos que para $\Gamma_c = 1$, $G_c = 0$.

Para cualquier valor arbitrario de Γ_c entre éstos extremos, la solución de la ecuación 2.71 para Γ_c , consiste en círculos llamados de ganancia constante que utilizando una notación más general donde G_c ó G_f sean G_1 ; Γ_c ó Γ_f sean Γ_1 y sus respectivos

s_{22} ó s_{11} sean s_{11} , tendremos:

$$G_i = (1 - |\Gamma_i|^2) / |1 - \Gamma_i s_{11}|^2 \dots \dots \dots (2.73)$$

En donde los límites estarán en:

$G_{i \max}$	cuando	$ \Gamma_i =$	s_{11}^*
$G_{i \min}$	cuando	$ \Gamma_i =$	1

Normalizando la ganancia:

$$g_i = G_i / G_{i \max} = G_i (1 - |s_{11}|^2) \dots \dots \dots (2.74)$$

Y desarrollando para obtener los valores de Γ_i que hacen g_i igual a constante, obtendremos círculos de ganancia constante cuyos centros estarán localizados a distancias d_i dadas por:

$$d_i = g_i |s_{11}| / \{1 - |s_{11}|^2 (1 - g_i)\} \dots \dots \dots (2.75)$$

Sobre la línea que une al centro de la carta de Smith con el punto s_{11}^* .

Y los radios de los círculos serán de valores dados por:

$$r_i = \{(1 - g_i)^{1/2} (1 - |s_{11}|^2)\} / \{1 - |s_{11}|^2 (1 - g_i)\} \dots \dots (2.76)$$

Resumiendo, el procedimiento para obtener los círculos de ganancia de transductor constante es:

- 1) Localizar s_{11}^* y unirlo con el centro de la carta de Smith.
- 2) Elegir los G_1 's (0 ≤ G_1 ≤ G_{1max}) y calcular los g_1 's con la ecuación 2.74.
- 3) Determinar d_1 para cada g_1 con la ecuación 2.75.
- 4) Determinar r_1 para cada g_1 con la ecuación 2.76.
- 5) Graficar en la carta de Smith los círculos $G_1 = cte.$

Habiendo graficado los círculos, es posible elegir los coeficientes de reflexión de entrada y salida (Γ_f y Γ_c) que proporcionen las características deseadas de ganancia de nuestro diseño para así calcular las redes de acoplamiento a la entrada y salida que acoplan a nuestro elemento activo a los coeficientes de reflexión elegidos.

Ganancia de operación. Como se estableció en la sección de parámetros S, la ganancia de transductor para el caso bilateral está dada por la ecuación:

$$G_T = |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_f|^2) (1 - |\Gamma_c|^2) / |1 - S_{11}' \Gamma_f|^2 |1 - S_{22} \Gamma_c|^2 \dots (2.77)$$

Si consideramos que existe acoplamiento conjugado a la entrada (máxima transferencia de potencia a la entrada) tal que $\Gamma_{ent} = \Gamma_f = (S_{11}')^*$, la ecuación puede escribirse como:

$$G_0 = |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_c|^2) / (1 - |\Gamma_{ent}|^2) (1 - |S_{22}\Gamma_c|^2) \dots (2.78)$$

que es la ganancia de operación para el caso bilateral.

Desarrollando la ecuación anterior, se obtiene la familia de círculos de ganancia de operación constante cuyos centros y radios estarán en:

$$r_0 = G_0 (|S_{22} - \Delta S_{11}^*|)^2 / (1 + G_0 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)) \dots (2.79)$$

$$r_0 = \{1 - 2K|S_{21}S_{12}|G_0 + |S_{21}S_{12}|^2 G_0^2\} / (1 + G_0 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)) \dots (2.80)$$

donde:

los factores K y Δ fueron definidos anteriormente.

G_0 es la ganancia de operación normalizada dada por:

$$G_0 = G / |S_{21}|^2 \dots (2.81)$$

Al igual que en los círculos de ganancia de transductor unilateral constante, la máxima ganancia de operación se da cuando el radio toma el valor de cero ($r_0 = 0$) por lo que:

$$G_{0max}^2 |S_{21}S_{12}|^2 - 2K|S_{21}S_{12}|G_{0max} + 1 = 0 \dots (2.82)$$

Para estabilidad incondicional

$$g_{0\max} = \{K - (K^2 - 1)^{1/2}\} / |s_{21}s_{12}| \dots\dots\dots(2.83)$$

y como:

$$G_0 = |s_{21}|^2 g_0 \dots\dots\dots(2.84)$$

entonces:

$$G_{0\max} = |s_{21}| \{K - (K^2 - 1)\} / |s_{12}| \dots\dots\dots(2.85)$$

Por lo tanto, el procedimiento a seguir para obtener los círculos de operación constante se resume a los siguientes tres pasos:

- 1) Calcular la localización de los centros de los círculos $g_0 = \text{cte.}$ con la ecuación 2.79.
- 2) Calcular la magnitud del radio de dichos círculos con la ecuación 2.80.
- 3) Graficar en la carta de Smith.

>Criterio de ruido.

La figura de ruido se define como el cociente de la relación señal-ruido a la entrada y la relación señal-ruido a la salida, es decir:

$$\text{figura de ruido} = NF = (S/N)_{\text{ent}} / (S/N)_{\text{sal}} \dots\dots\dots(2.86)$$

En general, para un Dipuerto lineal el factor de ruido se determina con la expresión:

$$F = F_{\min} + r_r \{ (g_f - g_{op})^2 + (b_f - b_{op})^2 \} / g_f \dots \dots (2.87)$$

donde:

r_r es la resistencia de ruido equivalente del dipuerto.

Y_f es la admitancia de fuente dada por:

$$Y_f = g_f + j b_f.$$

Y_{op} es la admitancia de fuente óptima, es decir, la que proporciona el mínimo factor de ruido F_{\min} , dada por:

$$Y_{op} = g_{op} + j b_{op}.$$

Sustituyendo Y_f e Y_{op} en términos de coeficientes de reflexión en la ecuación de factor de ruido, tendremos:

$$F - F_{\min} = 4r_r |r_f - r_{op}|^2 / (1 - |r_f|^2) (1 + |r_{op}|^2) \dots \dots (2.88)$$

Esta ecuación representa un círculo donde r_{op} es el coeficiente de reflexión óptimo de la fuente, que logra el mínimo factor de ruido F_{\min} .

Definiendo un nuevo parámetro de factor de ruido R_1 , como:

$$R_1 = (F - F_{\min}) (1 + |r_{op}|^2) / 4r_r \dots \dots (2.89)$$

donde:

F_1 es el valor del círculo de factor de ruido deseado.

r_r está dada por la ecuación:

$$r_r = (F_{\Gamma_f=0} - F_{min}) / (1 - |\Gamma_{op}|^2 / 4 |\Gamma_{op}|^2) \dots \dots \dots (2.90)$$

con:

$F_{\Gamma_f=0}$ es el factor de ruido cuando la impedancia de fuente es igual a 50 Ω tal que $\Gamma_f = 0$.

Del parámetro de factor de ruido definido, se obtienen el centro y radio de los círculos de factor de ruido constante $F_1 =$ cte., dados por:

$$c_{F_1} = \Gamma_{op} / (1 + R_1) \dots \dots \dots (2.91)$$

$$r_{F_1} = \{R_1^2 + R_1(1 - |\Gamma_{op}|^2)^{1/2}\} / (1 + R_1) \dots \dots \dots (2.92)$$

Se puede notar que cuando $F_1 = F_{min}$, el factor $R_1 = 0$, y el centro estará en Γ_{op} teniendo un radio igual a cero (un punto). Los centros de los otros círculos se localizan a lo largo de la línea que une al punto Γ_{op} con el centro de la carta de Smith.

Sintetizando, la metodología que se sigue para obtener círculos de factor de ruido constante es la siguiente:

- 1) Localizar Γ_{op} y unirlo con el centro de la carta.
- 2) Elegir el factor de ruido F , tal que $F, \geq F_{mín}$.
- 3) Calcular r_r y R_i con las ecuaciones 2.90 y 2.89.
- 4) Determinar el centro del círculo c_{F_1} con la ecuación 2.91.
- 5) Determinar el radio del círculo r_{F_1} con la ecuación 2.92.
- 6) Graficar el círculo $F_1 = cte.$ en la carta de Smith.

Graficando en una misma carta de Smith los círculos de estabilidad, ganancia y ruido, es posible elegir los coeficientes de reflexión óptimos para el acoplamiento cumpliendo con las características deseadas tanto de ganancia como de ruido, a la vez de tener la condición de estabilidad que más convenga de acuerdo al componente que se esté diseñando; sin embargo, es importante considerar que en la mayoría de los casos, las características convenientes de ganancia y ruido son antagónicas entre sí, es decir que a mayor ganancia aumenta también el nivel de ruido y al acercarse más a la característica de mínimo ruido la de ganancia disminuye, de tal manera que en general deberá cumplirse un compromiso entre ambas características atendiendo al objetivo de diseño que se persiga, sea éste el de maximizar la ganancia permitiendo un nivel de ruido más elevado, o bien, el de minimizar el nivel de ruido del diseño a expensas de un sacrificio en la ganancia.

II.A.4.D) ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS.

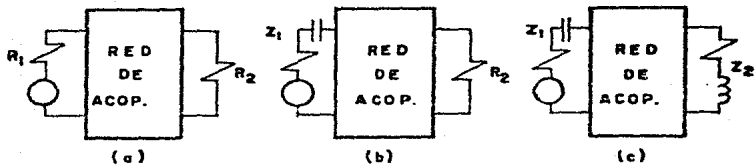
Una vez determinadas las especificaciones del componente que se desea diseñar y evaluadas en base a los criterios expuestos en la sección anterior, se elegirán los coeficientes de reflexión a los que deberán acoplarse las impedancias de los elementos para llevar a cabo el diseño deseado.

El acoplamiento de impedancias nos determina los niveles de potencia tanto incidente como transmitida y reflejada que tendrán los puertos de entrada y salida de los elementos que intervienen en un determinado diseño. Este acoplamiento se realiza por lo general entre dos impedancias y haciendo uso de redes de acoplamiento que pueden tener uno, dos, tres o el número de elementos que se requiera para lograr el acoplamiento; cada uno de estos elementos o varios de ellos pueden considerarse como una caja cerrada y aplicárseles las consideraciones de un dipuerto.

En el proceso de acoplamiento, pueden encontrarse los siguientes tres casos que se muestran en la figura 2.13:

- a) Acoplamiento resistivo-resistivo.
- b) Acoplamiento resistivo-complejo.
- c) Acoplamiento complejo-complejo.

Cualquiera que sea el tipo de acoplamiento a realizar, existen varias técnicas que son útiles para llevar a cabo el acoplamiento deseado, algunas de ellas se explican a continuación.



119.2.13. Tipos de Acoplamiento.

Método gráfico. Esta técnica de acoplamiento utiliza la carta de Smith aprovechando la conveniencia de representar impedancias en ella; consiste en encontrar trayectorias de unión entre los coeficientes de reflexión que representan a las impedancias que se desean acoplar (ver sección de carta de Smith).

Una gran ventaja que tiene esta técnica es la de permitirnos visualizar simultáneamente las características de estabilidad, ganancia y ruido de los dispositivos representados por impedancias, permitiéndonos así, la realización de diseños confiables en cuanto al cumplimiento de varias características simultáneamente.

Método de síntesis de redes. Esta técnica de acoplamiento consiste en acoplar, a través de una red tipo filtro que cumpla con las características espectrales requeridas, las impedancias deseadas: la red con estructura de filtro se obtiene mediante un

proceso de síntesis de redes que se puede efectuar para obtener valores de elementos concentrados (inductancias, capacitancias y resistencias) que posteriormente se convierten a líneas de transmisión, o bien, se puede efectuar el proceso para obtener directamente las dimensiones de los elementos distribuidos (líneas de transmisión en serie y stubs) que logran el acoplamiento. La ventaja principal de esta técnica es que los diseños de las redes de acoplamiento se hacen para toda una banda de frecuencias, además de presentar la posibilidad de llevarse a cabo con ayuda de una computadora.

*Método de acoplamiento exacto. De los tres tipos de acoplamiento de la figura 2.13, el acoplamiento resistivo-resistivo, se realiza generalmente con líneas de transmisión de un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$) y un valor de impedancia que se calcula con la ecuación:

$$Z_0 = (R_1 R_2)^{1/2} \dots \dots \dots (2.93)$$

En algunos casos, es más conveniente la utilización de dos o más secciones de $\lambda/4$ para acoplar las resistencias deseadas. Cuando se utilizan dos secciones, los valores de impedancia que deben tener las secciones de acoplamiento son:

$$Z_{12} = (R_2 R_1^3)^{1/4} \dots \dots \dots (2.94)$$

$$Z_{23} = (R_1^3 R_2)^{1/4} \dots \dots \dots (2.95)$$

En base a este mismo principio de acoplamiento resistivo-resistivo, es posible acoplar tanto la parte real como la parte imaginaria de impedancias complejas utilizando segmentos de línea

de transmisión en serie y/o segmentos de línea de transmisión en derivación (stubs) de longitud e impedancias determinadas.

Para los tipos de acoplamiento complejo-complejo, y como caso particular de éste los resistivo-complejo, se puede realizar el llamado "acoplamiento exacto" entre ambas impedancias con una línea de transmisión cuya impedancia estará dada por:

$$Z_0 = \sqrt{(R_1 Z_2 + X_1 X_2) R_2 - (R_2^2 + X_2^2) R_1 / (R_1 - R_2)} \quad (2.96)$$

Y cuya longitud se obtiene con:

$$\theta_0 = \arctan \frac{Z_0 (R_2 - R_1)}{X_1 R_2 - X_2 R_1} \quad (2.97)$$

Observando la ecuación 2.96, puede notarse que no todas las combinaciones de impedancias pueden ser acopladas con esa ecuación, ya que el radical debe ser positivo; sin embargo, existe la posibilidad de acoplar con dos o más elementos de línea de transmisión, en cuyo caso, se acopla la impedancia de uno de los elementos (Z_1) a un valor intermedio de impedancia que puede ser tomado en forma arbitraria (Z_{int}), de manera que pueda utilizarse la ecuación 2.96 y posteriormente acoplar del valor de impedancia intermedia a la impedancia del otro elemento (Z_2) a la que se desea acoplar aplicando nuevamente las ecuaciones 2.96 y 2.97. En la figura 2.14 se ilustra el método de acoplamiento exacto.

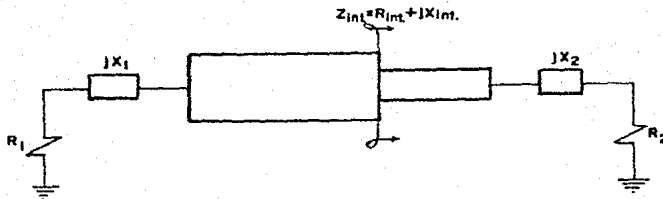


FIG. 1.14. Acoplamiento exacto.

Método de optimización Teniendo valores de los elementos de la red de acoplamiento obtenidos por cualquiera de los tres métodos anteriores, algún otro método, o determinados en forma arbitraria; es conveniente someterlos a un proceso de optimización con el fin de lograr acoplamientos que cumplan de manera óptima las características deseadas de un determinado diseño como pueden ser: máxima ganancia, ganancia plana, mínimo ruido, etc.

El método de optimización consiste en:

- Establecer los valores deseados de las características a optimizar (máxima ganancia, mínimo ruido, etc.) y ponderarlas en función de los objetivos de diseño que se planteen.
- Calcular los valores de las características a optimizar que proporciona la red de acoplamiento inicial.
- Comparar los valores calculados con los deseados y generar una función de error.

-Minimizar la función de error en base a la ponderación establecida inicialmente.

El proceso de optimización finaliza cuando se llega a alguna de las siguientes situaciones:

a) Se satisfacen las especificaciones de diseño (valores calculados= valores deseados).

b) Se obtiene la diferencia mínima entre valores esperados y calculados.

c) Se alcanza un número determinado de iteraciones.

II.A.4.c) FUNDAMENTOS Y CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES.

Los amplificadores son básicamente dispositivos que elevan el nivel de potencia de una señal sin alterar considerablemente su forma ni su frecuencia.

Para el diseño de amplificadores en altas frecuencias, es necesario tomar en cuenta algunas consideraciones, como las que a continuación se mencionan.

Primeramente, debe determinarse si se desea realizar el amplificador haciendo uso de circuitos integrados o utilizando transistores; la elección de la alternativa conveniente depende principalmente de los factores técnicos de capacidad de potencia, niveles de ruido introducido, dimensiones físicas, requerimientos

auxiliares (fuentes de polarización, aisladores, montaje, etc.), etc., además de los factores económicos de costo, industrializabilidad, etc.. Si se toma la alternativa de llevar a cabo el diseño utilizando transistores, se requerirá entre otros factores, del diseño de las redes de acoplamiento que permiten obtener las características especificadas para el transistor, y a su vez deben satisfacer los requerimientos de diseño del amplificador; para alcanzar dichas características, puede procederse basándose en los métodos de diseño de gran señal, o bien, en los métodos de diseño en pequeña señal.

No importando si el diseño del amplificador se lleva a cabo con un método de gran o de pequeña señal, es necesario elegir previamente la topología adecuada del amplificador que generalmente estará integrado por varias etapas de amplificación.

Las etapas de amplificación pueden ser de dos tipos: etapa sencilla de amplificación y etapa balanceada de amplificación (figura 2.15) integrada por dos etapas sencillas relacionadas entre sí tanto a su entrada como a su salida por medio de acopladores direccionales cuyas características se tratarán en la sección 11.A.4.e).

La potencia de la señal que se conducirá a lo largo del amplificador determinará la topología del mismo, utilizándose las etapas balanceadas en los casos en que así se requiera por la capacidad de potencia de los transistores, ya que una etapa balanceada tiene el doble de capacidad de potencia que una

sencilla si ambas se construyen haciendo uso del mismo modelo de transistor; la ganancia es teóricamente la misma para ambos tipos de etapa de amplificación. sin embargo, prácticamente se presentan pérdidas por el uso de acopladores direccionales en las etapas balanceadas cercanas a medio decibel en cada acoplador.

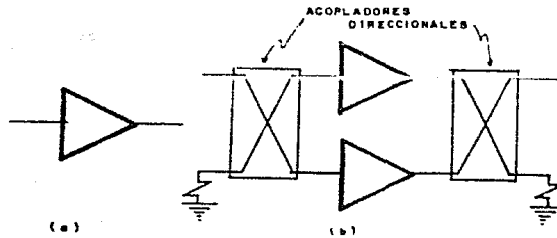


fig.2.15. Tipos de Etapas de Amplificación.

(a) Sencilla, (b) Balanceada.

En el planteamiento de las diferentes etapas que forman la topología del amplificador, es importante considerar las contribuciones que al ruido total del amplificador, tendrá cada una de las etapas. Estas contribuciones están modeladas por la ecuación de "ruido en cascada" o "ruido en cadena" definida como:

$$F = F_1 + (F_2 - 1)/G_{D1} + (F_3 - 1)/G_{D1}G_{D2} + \dots + (F_n - 1)/G_{D1} \dots (2.98)$$

con:

$$F_1 = 1 + P_{R1}/P_{Rent}G_{D1} \dots (2.99)$$

$$F_2 = 1 + P_{R2}/P_{Rent} G_{D2} \dots \dots \dots (3.100)$$

donde:

P_{R1} es la potencia de ruido interno de la etapa 1-ésima.

P_{Rent} es la potencia de ruido con que entra la señal al amplificador.

G_{D1} es la ganancia de potencia disponible de la etapa 1-ésima.

F_1 es el factor de ruido individual de la etapa 1-ésima.

Analizando la ecuación anterior, puede observarse que el factor de ruido de la segunda etapa está disminuido por el valor de la ganancia de la primera etapa, de manera que mientras mayor sea la ganancia de la primera etapa, la contribución de ruido de la segunda etapa será menor. Asimismo, la contribución de ruido de la tercera etapa se ve disminuida por el producto de las ganancias de las etapas anteriores de tal suerte que el factor de ruido total tendrá gran dependencia del factor de ruido de la primera etapa siendo las contribuciones de las etapas posteriores, considerablemente menores.

Por lo anterior, para evitar un nivel de ruido alto en circuitos amplificadores en cascada, conviene reducir lo más posible el ruido en las primeras etapas.

Una vez determinada la topología del amplificador y suponiendo que se desea realizar el diseño del mismo haciendo uso de las técnicas de pequeña señal, se procederá a lo que es propiamente el diseño del amplificador.

El diseño de amplificadores se realiza usualmente diseñando por separado cada una de las etapas de amplificación y conectándolas posteriormente en cascada: cada etapa, está integrada básicamente de un transistor con redes de acoplamiento de entrada y salida que permiten obtener de él ciertas características de ganancia, potencia y ruido.

En la figura 2.16 se muestra la estructura básica de una etapa de amplificación.

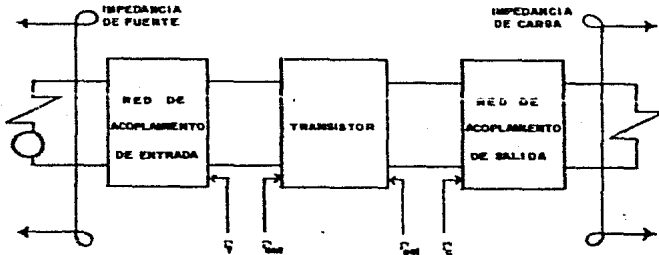


fig.2.16. Estructura Básica de una Etapa de Amplificación.

Para el diseño de cada etapa de amplificación, se lleva

primeramente a cabo un análisis de estabilidad del transistor de acuerdo a lo expuesto en la sección 11.A.4.a) donde se determina si el transistor es potencial o incondicionalmente estable. Cuando el transistor es incondicionalmente estable y se desea obtener la máxima ganancia de transductor, se puede utilizar un procedimiento que permite conocer los coeficientes de reflexión de entrada y salida (Γ_{ent} y Γ_{sal}) a los que se deben acoplar la impedancia de fuente y la impedancia de carga respectivamente (ver figura 2.16); el procedimiento es el siguiente:

Tomando la consideración de que $s_{12} \neq 0$ (caso bilateral), existe una onda reflejada hacia el transistor lo que origina un cambio en sus parámetros S por los indicados en las ecuaciones 2.63 y 2.64.

Recordando que las condiciones para máxima ganancia de transductor (sección 11.A.2.) están dadas por:

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_f^* \text{ y } \Gamma_{sal} = \Gamma_c^* \dots\dots\dots(2.101)$$

Considerando que para que no haya potencia reflejada, el coeficiente de reflexión debe ser igual a cero, se tendrá:

$$s_{11} = 0 \quad \text{y} \quad s_{22} = 0$$

Combinando las ecuaciones 2.63 y 2.64 con la condición

anterior, se obtiene:

$$s_{11}' = s_{11} + s_{21}s_{12}\Gamma_c / (1 - s_{22}\Gamma_c) = 0 \quad \dots\dots\dots (2.102)$$

$$s_{22}' = s_{22} + s_{21}s_{12}\Gamma_f / (1 - s_{11}\Gamma_f) = 0 \quad \dots\dots\dots (2.103)$$

Resolviendo simultáneamente las ecuaciones anteriores, se encuentran los valores de Γ_f y Γ_c para máxima ganancia de transductor (Γ_{maxf} y Γ_{maxc}), dados por:

$$\Gamma_{maxf} = \pm B_1 \pm (B_1^2 - 4C_1^2)^{1/2} / 2C_1 \quad \dots\dots\dots (2.104)$$

$$\Gamma_{maxc} = \pm B_2 \pm (B_2^2 - 4C_2^2)^{1/2} / 2C_2 \quad \dots\dots\dots (2.105)$$

donde:

$$B_1 = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = s_{11} - \Delta s_{22}^*$$

$$C_2 = s_{22} - \Delta s_{11}^*$$

con:

$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$$

De las ecuaciones anteriores, las soluciones que tienen un significado físico son las que resultan tomando el signo negativo.

La máxima ganancia de transductor que se obtiene está dada por:

$$G = \frac{(1 - |\Gamma_{max}|^2)(1 - |\Gamma_{max}|^2)|S_{21}|^2}{(1 - S_{11}|\Gamma_{max}|)(1 - S_{22}|\Gamma_{max}|) - S_{21}S_{12}|\Gamma_{max}|^2} \quad (2.106)$$

Que se puede escribir como:

$$G_{Tmax} = |S_{21}|^2(K - K^2 - 1)^2 / |S_{12}|^2 \quad (2.107)$$

De donde observamos que si $K=1$, la máxima ganancia estable estará dada por:

$$G_{maxe} = |S_{21}|^2 / |S_{12}|^2 \quad (2.108)$$

En los casos en que siendo el transistor incondicionalmente estable, se desea obtener el mínimo ruido posible en el amplificador, o bien, cuando el transistor sea potencialmente estable, es muy conveniente graficar los circuitos de ganancia y ruido así como los de estabilidad aplicando los criterios expuestos en la sección II.A.4.3) para elegir los coeficientes de reflexión adecuados al cumplimiento óptimo de las características deseadas del amplificador.

Es de gran importancia remarcar que al aplicar los criterios expuestos para la elección de los coeficientes de reflexión, nos encontraremos por lo general en la necesidad de cumplir un compromiso entre las características de máxima ganancia y mínimo ruido; por ello es muy útil graficar en una

misma carta de Smith los círculos de las características mencionadas para poder visualizar sus tendencias de cambio.

Una vez que han sido elegidos los coeficientes de reflexión convenientes, se procede al diseño de las redes de acoplamiento en base a lo expuesto en la sección anterior con lo que el diseño de la etapa de amplificación queda concluido. Cuando ya se han diseñado las diferentes etapas de amplificación (sencillas y/o balanceadas) que integran en conjunto al amplificador, conviene llevar a cabo un análisis de todas las etapas interconectadas a fin de determinar las características globales del componente diseñado y compararlas con las especificaciones requeridas.

11.A.4.d) FUNDAMENTOS Y CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE OSCILADORES.

Los osciladores son, básicamente, dispositivos que convierten la potencia de corriente directa de una fuente de alimentación en potencia de radiofrecuencia.

En altas frecuencias, existen tres tipos principales de osciladores:

- Válvulas de vacío: Klystron, Megatrón, TWT, etc..
- Dispositivos de estado sólido de dos terminales: Diodos tipo Gunn, Tunnel, IMPATT, etc..
- Dispositivos de estado sólido de tres terminales:

Transistores Bipolares y GaAsFET's.

En los osciladores construidos con dispositivos de estado sólido, se aprovecha la característica de resistencia negativa que presentan en alguna de sus terminales para lograr el régimen de oscilación por medio de la interacción entre un circuito pasivo y dichos dispositivos.

A continuación se presentan algunas consideraciones para el diseño de osciladores con transistores GaAsFET que son en general igualmente válidas para transistores bipolares.

Los métodos de diseño de osciladores pueden clasificarse, de acuerdo a su procedimiento, en métodos de enfoque analítico y métodos de enfoque empírico. El enfoque analítico utiliza el modelo equivalente del dispositivo activo y con él, calcula los parámetros S o Y de gran señal resolviendo sistemas de ecuaciones simultáneas no lineales para obtener los valores de los elementos que intervendrán en el circuito resonante. En el enfoque empírico, se pueden utilizar los parámetros S de pequeña o gran señal del dispositivo activo, y en base a algunos criterios, se buscan empíricamente los valores óptimos de los elementos del circuito resonante; uno de los métodos que utilizan el enfoque empírico, consiste en utilizar un elemento de retroalimentación que se conecta al dispositivo caracterizado por sus parámetros S de pequeña señal a partir de los cuales se busca la combinación óptima de las reactancias del circuito resonante y el circuito de retroalimentación.

La primera consideración que debe tomarse en cuenta para llevar a cabo el diseño de un oscilador con el método empírico mencionado, atiende a las especificaciones que se desean cumplir por el oscilador, siendo las principales, la frecuencia de trabajo, el nivel de potencia de la señal de salida y la selectividad en frecuencia (factor de calidad Q).

Habiendo determinado las especificaciones, el diseño se realiza en base al modelo de la figura 2.17.

La realización de un buen diseño consistirá primordialmente en la elección de los coeficientes de carga y resonador (Γ_{CCL} y Γ_C) adecuados para cumplir con las características que del oscilador se desean.

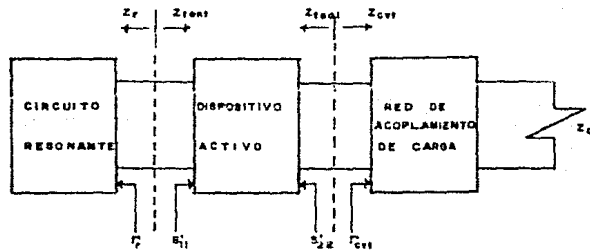


fig.2.17. Modelo General del Oscilador.

La selección de los coeficientes de reflexión adecuados, se basa en la condición de oscilación dada por:

$$Z_{tsa1} = Z_{ov} \dots \dots \dots (2.109)$$

donde: Z_{tsa1} es la impedancia equivalente de salida del dispositivo activo con el circuito resonante conectado en el puerto de entrada.

Z_{ov} es la impedancia de carga que "ve" el transistor.

Definiendo que:

$$Z_{tsa1} = R_{tsa1} + jX_{tsa1} \dots \dots \dots (2.110)$$

y

$$Z_{ov} = R_{ov} + jX_{ov} \dots \dots \dots (2.111)$$

La condición de oscilación se puede escribir:

$$R_{tsa1} + R_{ov} = 0 \dots \dots \dots (2.112)$$

$$X_{tsa1} + X_{ov} = 0 \dots \dots \dots (2.113)$$

Por otro lado, los coeficientes de reflexión asociados a las impedancias Z_{tsa1} y Z_{ov} están dados por:

$$\Gamma_{tsa1} = S_{22}' = 1 - (R_{tsa1} + jX_{tsa1}) / Z_0 / (R_{tsa1} + jX_{tsa1}) + Z_0 \dots \dots \dots (2.114)$$

y

$$\Gamma_{ov} = 1 - (R_{ov} + jX_{ov}) / Z_0 / (R_{ov} + jX_{ov}) + Z_0 \dots \dots \dots (2.115)$$

Multiplicando las dos ecuaciones anteriores se obtiene:

$$s_{22}'\Gamma_{cvt} = \frac{(R_{tsa1} + jX_{tsa1} - Z_0)(R_{cvt} + jX_{cvt} - Z_0)}{(R_{tsa1} + jX_{tsa1} + Z_0)(R_{cvt} + jX_{cvt} + Z_0)} \dots (2.116)$$

Y considerando la condición de oscilación dada por 2.112 y 2.113, se llega a:

$$s_{22}'\Gamma_{cvt} = 1 \dots \dots \dots (2.117)$$

La ecuación anterior nos representa, en función de coeficientes de reflexión y parámetros S, la condición de oscilación para el puerto de salida del modelo de la figura 2.17.

Llevando a cabo un análisis similar al anterior para el puerto de entrada del modelo, se llega a la condición de oscilación para el puerto de entrada; dada por:

$$s_{11}'\Gamma_e = 1 \dots \dots \dots (2.118)$$

Debido a la relación que guardan los parámetros S del transistor con los coeficientes de reflexión de las impedancias pasivas conectadas en ambos puertos del mismo dadas en la sección II.A.3., se llega a la conclusión de que al satisfacer una de las dos últimas ecuaciones dadas, automáticamente se satisface la otra, es decir que si el sistema se encuentra oscilando en uno

de sus puertos, simultáneamente lo estará haciendo en el otro.

Como Γ_r y Γ_{cvt} son coeficientes de redes pasivas, serán menores que la unidad; por ello, para satisfacer las ecuaciones 2.117 y 2.118, será necesario que:

$$|S_{11}'| > 1 \quad \text{ó} \quad |S_{22}'| > 1 \dots \dots \dots (2.119)$$

La ecuación anterior se conoce como la expresión reducida de las condiciones de oscilación.

Analizando las ecuaciones 2.112 y 2.113, se puede observar que:

$$R_{tsa1} = -R_{cvt} \dots \dots \dots (2.120)$$

$$X_{tsa1} = -X_{cvt} \dots \dots \dots (2.121)$$

Nuevamente, ya que la impedancia de carga que "ve" el transistor es un elemento pasivo, su parte real (R_{cvt}) tendrá un valor positivo, por lo que la parte real de la impedancia del transistor (R_{tsa1}) deberá ser negativa para satisfacer la condición de oscilación.

La característica de resistencia negativa del dispositivo activo que es exigida por la condición de oscilación, puede ser satisfecha por materiales semiconductores que bajo ciertas condiciones de operación presentan un comportamiento de resistencia negativa; dichos materiales son el arseniuro de

galio, fósforo de indio, arseniuro de indio y telurio de cadmio. La tecnología desarrollada para los FET's de arseniuro de galio, los coloca como una opción atractiva para el diseño de osciladores.

La característica de resistencia negativa en un GaAsFET puede lograrse añadiendo elementos de retroalimentación o bien, efectuando cambios de configuración en su conexión; estos conceptos se explican a continuación.

Retroalimentación. Los tipos de retroalimentación que se pueden agregar a un transistor GaAsFET pueden ser inductiva o capacitiva, pudiéndose conectar en serie y/o en paralelo como se observa en la figura 2.18.

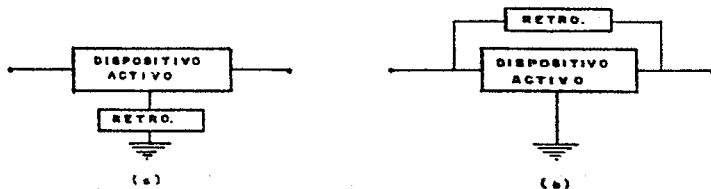


fig.2.18. Tipos de Retroalimentación. (a)Serie. (b)Paralelo.

La función básica que se realiza al agregar el elemento de retroalimentación es la de variar los parámetros S con el fin de cumplir la condición de oscilación que en el caso de estar acoplados ambos puertos, está dada por $|S_{11}| > 1$ y $|S_{22}| > 1$, de manera que el valor que tomen estos parámetros nos da una medida de la potencialidad de oscilación del dispositivo.

El tipo de retroalimentación conveniente depende del diseño en particular que se esté realizando, aunque en general, es preferible utilizar la retroalimentación serie por no requerir bloqueadores de C.D. y ser menos susceptible a elementos parásitos que la retroalimentación paralelo. Por otro lado, es usual que el elemento en serie sea del tipo inductivo por ser físicamente más fácil de realizar.

Configuraciones. Existen tres tipos básicos de configuración que se muestran en la figura 2.19.

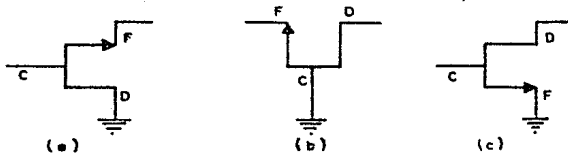


fig.2.19. Tipos de Configuración. (a)Drenaje Común
(b)Compuerta Común (c)Fuente Común.

Al llevar a cabo un cambio de configuración, existen variaciones en los parámetros S que caracterizan al GaAsFET, lo que nos permite en la mayoría de los casos, satisfacer la condición de oscilación; sin embargo, al llevar a cabo el cambio de configuración, varían otros factores como el intervalo de frecuencia de operación, la capacidad de potencia del dispositivo y el ruido de fase que introduce, por lo que es importante

verificar que la variación sufrida no afecte a los objetivos de diseño al realizar un cambio de configuración.

Considerando los reportes de algunos investigadores que han experimentado en el diseño de osciladores, pueden establecerse los siguientes criterios para la selección de la configuración a emplear: La configuración de emisor o fuente común es recomendable para aplicaciones en osciladores de alta potencia; sin embargo, es difícil llevarla a condiciones de oscilación. La configuración de colector o drenaje común es recomendable para diseños de mediana potencia; esta configuración tiene tendencia natural hacia las oscilaciones y presenta bajos niveles de distorsión de armónicas, pero su nivel de ruido de fase es generalmente alto y su intervalo de frecuencias de operación angosto. Finalmente, la configuración que mayor facilidad presenta para oscilar es la de base o compuerta común, recomendada para utilizarse en osciladores de baja potencia y bajos niveles de ruido de fase, así como de un alto intervalo de frecuencia de operación.

Como se mencionó anteriormente, la realización de un buen diseño de oscilador depende en gran parte de la elección adecuada de los coeficientes de reflexión del resonador y de la carga; para ello, se procede como sigue:

Se analiza la potencialidad de oscilación que el transistor presenta para cada una de las tres configuraciones y para diversos valores y tipos de retroalimentación; para cada arreglo

tomado, los parámetros S serán diferentes, por lo que en base a lo establecido en la sección de criterios para el diseño (II.A.4.a), se dibujan los círculos de estabilidad para los puertos de entrada y salida del transistor, con lo que es posible visualizar las áreas de intersección entre la carta de Smith y las regiones inestables que presenta el transistor (áreas de inestabilidad), mientras más grandes sean esas áreas, será mayor la potencialidad de oscilación del transistor.

Resumiendo, la potencialidad de oscilación que presenta un transistor, se da en base al cumplimiento de una o varias de las siguientes condiciones.

- a) $|S_{11}| > 1$, $|S_{22}| > 1$
- b) $K < 1$
- c) Resistencia negativa máxima.
- d) Área de inestabilidad en el puerto de entrada máxima.
- e) Área de inestabilidad en el puerto de salida máxima.

Cumpléndose alguna de las condiciones anteriores, es posible elegir los coeficientes de reflexión apropiados dentro de alguna de las áreas de inestabilidad.

En la elección de los coeficientes de reflexión, debemos considerar lo que se expone a continuación.

Para obtener máxima potencia de salida del oscilador, se debe cumplir que la parte real de la impedancia de salida del transistor sea máxima, es decir que la parte real del parámetro S_{22}' sea máxima:

$$|Re\{Z_{Tsa}\}| = |Re\{s_{22}'\}| = \text{Máxima}$$

Lo anterior se logra eligiendo un valor adecuado del coeficiente de reflexión del resonador en base a la ecuación:

$$s_{22}' = s_{22} + s_{21}s_{12}\Gamma_c / (1 - s_{11}\Gamma_c) \dots\dots\dots (2.122)$$

Una vez elegido el coeficiente de reflexión del resonador, tendremos un valor de s_{22}' ; con él y atendiendo a la condición de oscilación dada por la ecuación 2.117, se podría determinar el coeficiente de reflexión de la carga, sin embargo, la consideración más importante de este método de diseño radica en que debido a estar trabajando con parámetros de pequeña señal, la parte real de la impedancia de carga que "ve" el transistor, deberá calcularse con la siguiente ecuación:

$$Re\{Z_{cv}\} = |Re\{Z_{Tsa}\}|/3 \dots\dots\dots (2.123)$$

La consideración anterior se debe a que el ~~circuito~~ oscilar entra al régimen de gran señal incrementándose la potencia y provocando un cambio en los parámetros S y una disminución en la magnitud de la resistencia negativa; por lo que para compensar lo anterior y cumplir con la condición de oscilación del puerto de salida en régimen de gran señal y asegurando máxima transferencia de potencia a la salida, se recomienda calcular la parte real de la impedancia de carga que

"ve" el transistor de acuerdo a la ecuación anterior.

Por último, de acuerdo a la ecuación 2.113, para hacer que el circuito entre en oscilación, la parte imaginaria de la impedancia de carga que "ve" el transistor estará dada por:

$$\text{Im}\{Z_{CVT}\} = -\text{Im}\{Z_{TSB}\} \dots\dots\dots(2.124)$$

Conjuntando las dos ecuaciones anteriores, la impedancia de carga que "verá" el transistor en su puerto de salida será:

$$Z_{CVT} = \text{Re}\{Z_{TSB}\} + j/3 - \text{Im}\{Z_{TSB}\} \dots\dots\dots(2.125)$$

Habiendo tomado en consideración lo expuesto anteriormente, se tendrán los coeficientes de reflexión Γ_P y Γ_{CVT} , así como el tipo de configuración y el valor inductivo de la retroalimentación en serie (en caso de que este tipo de retroalimentación sea empleado): con ellos, sólo restará llevar a cabo el acoplamiento de impedancias y la determinación de la longitud del elemento resonador para luego calcular las dimensiones del circuito en microtira que estará conectado a las terminales del transistor con lo que quedará concluido el diseño del oscilador.

De acuerdo al valor de retroalimentación elegido convenientemente y fijando un valor de impedancia de línea de microtira (Z_{ref}) realizable físicamente, la longitud eléctrica

del elemento de retroalimentación estará dada por:

$$\theta = \text{ang tan } \{j2\pi fL/Z_{ref}\} \dots\dots\dots(2.126)$$

Por otro lado, la magnitud del coeficiente de reflexión del resonador es muy cercana a la unidad pero no mayor y al variar el ángulo es como se logra maximizar el valor de resistencia negativa ($\text{Re}\{Z_{in}\}$). Eligiendo un valor físicamente realizable para la impedancia Z_r y de acuerdo al valor de reactancia X_r del resonador, la longitud eléctrica del elemento resonador se calcula con:

$$\theta_r = \text{ang tan } \{Z_r/X_r\} \dots\dots\dots(2.127)$$

Finalmente, con el valor obtenido de la impedancia de carga que "ve" el transistor (Z_{Cvt}) se realiza la red de acoplamiento del puerto de salida del transistor, a la impedancia característica de la línea normalmente de 50 (Ω), con cualquiera de los métodos expuestos en la sección de acoplamiento de impedancias (11.A.4.b)).

Con el procedimiento expuesto, se obtienen buenos diseños de osciladores para microondas con la desventaja de tener un muy bajo factor de calidad Q. Para aumentar este factor es conveniente colocar un resonador dieléctrico en la vecindad del circuito resonador de microtira como lo muestra la figura 2.20.

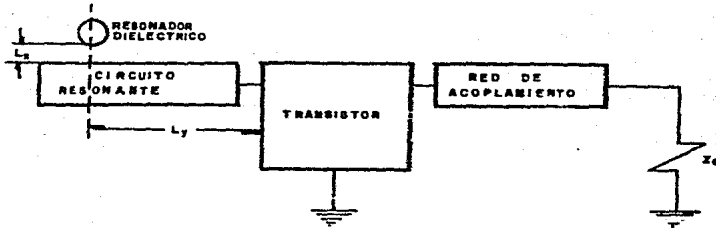


fig.2.20. Modelo del Oscilador con un Resonador Dieléctrico.

Diseñando osciladores de acuerdo al modelo anterior se obtienen características satisfactorias tanto en lo referente a frecuencia de oscilación como selectividad en frecuencia, además de un nivel conveniente de potencia de la señal de salida del oscilador.

II.A.4. e) ACOPLADORES DIRECCIONALES.

Los acopladores direccionales son estructuras de acoplamiento diseñadas para funcionar como elementos divisores o combinadores de potencia. Se modelan como cudripuertos con ciertas características específicas como la de no tener acoplamiento entre dos de sus puertos y dividir la potencia entre los otros dos cuando por uno de los primeros se inyecta una potencia de

entrada o bien, combinar la potencia inyectada por dos de sus puertos obteniéndose la suma de las dos en otro de sus puertos.

La configuración básica de un acoplador direccional se muestra en la figura siguiente:

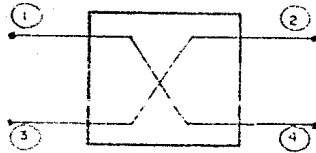


fig. 2.21 Configuración del Acoplador Direccional.

Los acopladores más frecuentemente utilizados, son los de líneas paralelas, que tienen una característica de banda ancha y los de líneas ramales, con característica de funcionamiento de banda angosta (10% de la frecuencia de operación). La geometría básica de un acoplador de líneas ramales se muestra en la figura siguiente.

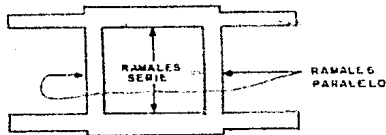


fig. 2.22 Acoplador de Líneas Ramales.

Este tipo de acopladores es de los más simples y baratos y

tiene la ventaja de mantener la continuidad de corriente directa para los casos en que se requiera. El factor de acoplamiento en este tipo de acopladores, se fija por la relación de la impedancia de las ramas en serie y paralelo las cuales se ajustan para mantener el acoplamiento adecuado en la banda que se desea utilizar.

En la figura 2.23, se grafican las impedancias de los brazos en paralelo y de los brazos en serie para valores de potencia de acoplamiento que varía entre 3.0 y 8.0 (dB).

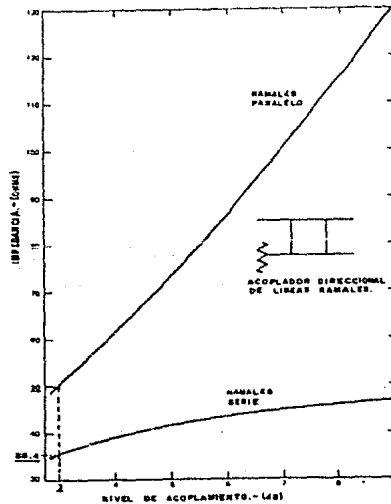


fig. 2.23. Impedancia de Los Brazos Serie y Paralelo para Acopladores Direccionales de Líneas Ramales.

Generalmente se desea acoplar con una división de potencia equitativa, es decir con valores de acoplamiento para tres dB; para este caso, los brazos en paralelo se estructuran con una impedancia igual a la impedancia característica de 50 Ω y los brazos en serie con una impedancia de 35.4 Ω como se observa en la figura anterior.

Las longitudes eléctricas de cada uno de los brazos son de un cuarto de longitud de onda tanto para los brazos en serie como para los brazos en paralelo, teniéndose un cuadrado de aproximadamente una longitud de onda de perímetro. Este tipo de estructura tiene un defasamiento de 90° en sus brazos de salida a la frecuencia a la que fueron diseñados, variando el defasamiento al variar la frecuencia.

El ancho de banda de este tipo de estructuras es su principal limitación que, sin embargo, puede superarse poniendo en cascada varias secciones (ramas verticales en paralelo) las cuales en teoría lo beneficiarán haciéndolo más ancho en banda.

II. B. TEORÍA DE OPERACION DE MEZCLADORES DE MICROONDAS.

Un mezclador es básicamente un elemento no lineal cuya señal de salida se compone de la heterodinación de sus señales de entrada. Los mezcladores son utilizados en: sistemas receptores

de señales, transmisores, sintetizadores, analizadores de espectros y muchos otros sistemas electrónicos. Su símbolo se muestra en la figura 2.24.

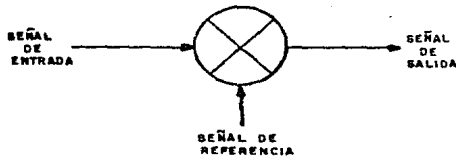


fig.2.24. Símbolo del Mezclador.

En los sistemas transmisores y receptores de señales vía satélite, se requiere llevar a cabo la conversión en frecuencia de señales, para lo que se utilizan los mezcladores de microondas. El lugar que ocupan en cada uno de los sistemas mencionados se muestra en la figura 2.25.

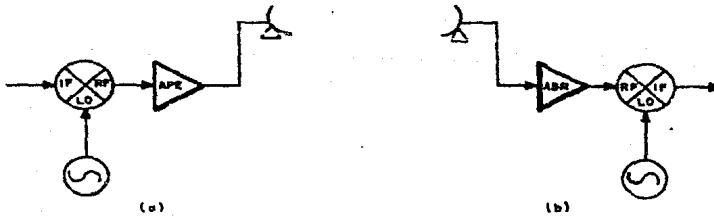


fig.2.25. Posición del Mezclador en Sistemas Vía Satélite.

(a) Sistema Transmisor. (b) Sistema Receptor.

Como podemos notar, el mezclador tiene tres puertos: por dos de ellos se alimentan las señales de entrada y por el otro se obtiene la señal de salida. En algunos casos las señales de entrada se introducen por los puertos RF y LO, obteniéndose la señal de salida en el puerto IF (sistemas de recepción, figura 2.25 (b)) y en otros las señales de entrada estarán en los puertos IF y LO, teniéndose la salida en el puerto RF (sistema de transmisión figura 2.25 (a)).

Debido a que las señales tienen componentes armónicas de frecuencia en el doble, triple, etc., de la frecuencia fundamental, en el proceso de mezclado se obtendrá una señal de salida con componentes en las frecuencias dadas, en el caso de sistemas de recepción, por:

$$f_{IF} = m f_{RF} \pm n f_{LO} \quad (2.128)$$

$$\text{donde } m = 0, 1, 2, \dots$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

donde: f_{IF} son las frecuencias en las que existen componentes de salida en el puerto IF.

f_{RF} es la frecuencia de la señal de entrada en el puerto RF.

f_{LO} es la frecuencia de la señal de referencia del oscilador local.

Y en el caso de sistemas de transmisión, las señales de salida en el puerto RF tendrán componentes dadas por

$$f'_{RF} = mf_1 \pm nf_0 \dots \dots \dots (2.129)$$

donde $m = 0, 1, 2, \dots$

$n = 0, 1, 2, \dots$

donde: f'_{RF} son las frecuencias en las que existen componentes de salida en el puerto RF.

f_1 es la frecuencia de la señal de entrada en el puerto IF.

f_0 es la frecuencia de la señal de referencia del oscilador local.

Como se aprecia en las ecuaciones anteriores, la señal de salida del mezclador contendrá señales de frecuencia suma y diferencia de las componentes fundamentales de las señales de entrada (cuando $n=m=1$), así como suma y diferencia de sus componentes armónicas (cuando $n \neq 1$ y $m \neq 1$).

En la mayoría de aplicaciones de conversión de frecuencia, la señal de salida deseada es la señal "suma" o "diferencia" de las componentes fundamentales de las señales de entrada por tener mayor potencia de salida. Las otras componentes de señal que se obtienen a la salida, son por lo general filtradas para evitar que causen efectos contaminantes en la señal deseada.

Quando la frecuencia del oscilador local es mayor que la frecuencia de la señal de entrada ($f_{LO} > f_{RF}$ para recepción o $f_{LO} < f_{RF}$ para transmisión) se tendrá un oscilador de lado superior y la frecuencia de las señales "suma" y "diferencia" que se obtienen a la salida estarán dadas por:

$$f_{RF} = f_{LO} - f_{IF} \quad (2.130)$$

para sistemas de recepción.

o:

$$f_{RF} = f_{LO} + f_{IF} \quad (2.131)$$

para sistemas de transmisión.

De manera similar, cuando la frecuencia del oscilador local es menor que la frecuencia de la señal de entrada ($f_{LO} < f_{RF}$ para recepción o $f_{LO} > f_{RF}$ para transmisión), se tendrá un oscilador de lado inferior y las señales "suma" y "diferencia" del puerto de salida tendrán la frecuencia:

$$f_{RF} = f_{IF} - f_{LO} \quad (2.132)$$

para sistemas de recepción.

o:

$$f_{RF} = f_{IF} + f_{LO} \quad (2.133)$$

para sistemas de transmisión.

Adicionalmente, cabe mencionar que para cualquiera de los casos mencionados representados por las ecuaciones 2.130 a 2.133,

si se toma el signo positivo se tendrá lo que se conoce como superheterodinación o mezclado en banda lateral superior, y tomando el signo negativo se tratará de una inferheterodinación o mezclado en banda lateral inferior.

Además del conocimiento del proceso de mezclado que lleva a cabo un mezclador, para poder seleccionarlo adecuadamente, se requiere del conocimiento de su estructura y de las características que presenta; algunas de ellas se exponen a continuación.

II.B.1. ESTRUCTURA Y CARACTERÍSTICAS DE MEZCLADORES.

Algunos dispositivos de comportamiento no lineal como diodos y transistores pueden ser utilizados para la construcción de mezcladores. En la figura 2.26 se muestran algunas estructuras de mezcladores.

Los más utilizados comercialmente son los mezcladores simple y doblemente balanceados, para los que se explican las siguientes características válidas para conversión de bajada, usada en sistemas de recepción por lo que se refieren al puerto RF como puerto de señal de entrada y al puerto IF como puerto de señal de salida:

-Pérdidas por conversión en banda lateral única. Es la diferencia en dB entre la potencia de la señal recibida en el

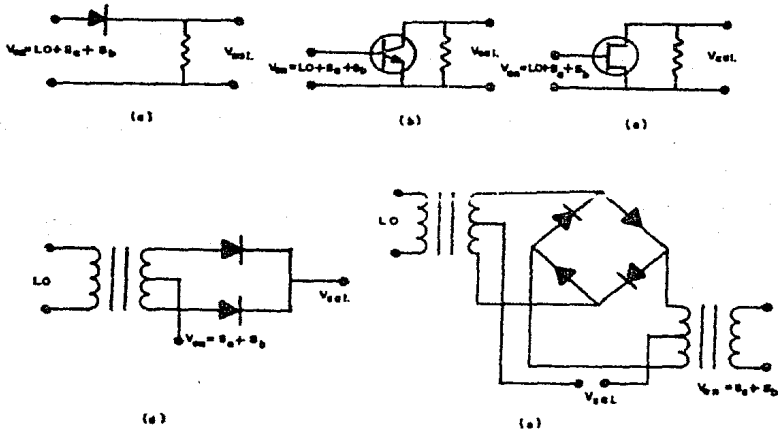


fig.2.26. Estructura de Mezcladores. (a) Diodo, (b) TBJ, (c) FET, (d) Balanceado y (e) Doble Balanceado.

puerto RF y la potencia de salida IF de la banda lateral deseada (superior o inferior). Con el solo hecho de escoger una banda y suprimir la otra, se origina una pérdida de la mitad de la potencia de entrada, es decir 3 [dB] automáticos de pérdidas de conversión que nos representan las pérdidas mínimas; si a estas se suman las pérdidas por productos de mezclado de mayor orden, por calor disipado y por desacoplamientos en el mezclador, se

obtienen las pérdidas de conversión típicas de un mezclador que están en el rango de 6 a 9 (dB).

-VSWR. Este factor en un mezclador nos da una medida del desacoplamiento del mismo con el sistema, se calcula con las ecuaciones planteadas en la sección de líneas de transmisión utilizando para el cálculo los valores de la impedancia de entrada del mezclador y el coeficiente de reflexión para cada uno de sus puertos.

Como la potencia del oscilador local establece el punto de operación de los diodos de que consta el mezclador, entonces a cualquier variación de potencia del oscilador local, ocurrirá una variación en el punto de operación y con ello, una variación en el VSWR de los otros puertos del mezclador, es decir que el VSWR de los tres puertos del mezclador es función directa de la potencia del oscilador local inyectada en el puerto LO por lo que no es conveniente salirse del rango de manejo de potencia de oscilador local indicado por el fabricante.

-Aislamiento. Se refiere a la medida de pérdidas entre dos de los puertos del mezclador, es decir, es la relación del nivel de potencia aplicado en un puerto del mezclador al nivel de potencia resultante en algún otro de sus puertos. Los aislamientos que comúnmente se especifican son:

a) Del puerto LO al RF: Es el grado de atenuación de potencia del oscilador local medida en el puerto RF cuando el IF está acoplado adecuadamente.

b) Del puerto LO al IF: Es el grado de atenuación de potencia del oscilador local medida en el puerto IF con el puerto RF acoplado adecuadamente.

c) Del puerto RF al IF: Es el grado de atenuación de la señal de entrada al puerto RF medida en el puerto IF con el puerto LO acoplado adecuadamente.

Generalmente los aislamientos más importantes y por ello los únicos especificados son el de LO a RF y el de LO a IF.

-Rango dinámico. Es el rango de niveles de potencia inyectada al puerto RF sobre el cual un mezclador opera correctamente. El límite superior de este rango es generalmente tomado como el punto a 1 dB de compresión, que para mezcladores, es el nivel de potencia de entrada al cual las pérdidas de conversión se incrementan 1 [dB], lo que significa que la potencia inyectada en el puerto RF que no es convertida en potencia de salida que se obtiene en el puerto IF, es convertida en calor a la vez de causar productos de intermodulación de mayor orden no deseados. El límite inferior del rango dinámico está dado por la figura de ruido del mezclador o ruido de piso, que en general es igual a las pérdidas por conversión establecidas para el mezclador.

Generalmente, el punto a 1 dB de compresión es de 5 a 10 [dB] menor que la potencia de entrada al puerto LO, por eso, un mezclador de alto nivel tiene un rango dinámico con límite superior más alto que un mezclador de bajo nivel ya que el nivel

de los mezcladores" se especifica en base al manejo de potencia de entrada recomendada al puerto LO. En la tabla siguiente se da una clasificación de los mezcladores en base a sus niveles de manejo de potencia en el puerto LO.

Nivel	Rango de potencia LO [dBm]
Bajo	de +6 a +10
Medio	de +10 a +13
Alto	de +13 a +20
Muy alto	de +15 a +27

-Productos de intermodulación (IM). Son señales indeseables generadas en el mezclador y que se presentan en cualquiera de sus puertos. Son de dos tipos: De tono simple y de tono múltiple.

Los niveles de intermodulación de las señales anteriores se encuentran fuertemente afectados por los niveles de potencia de entrada a los puertos LO y RF. Existen cartas en las que se muestran las tendencias en la supresión de intermodulación como función de la potencia y frecuencia de entrada, sin embargo, estas tablas no son muy útiles para una especificación concreta.

Para la mejor supresión de intermodulación debe seleccionarse un mezclador con mayor aislamiento para el rango de frecuencias de interés. Además, existe un criterio según el cual el nivel de manejo de potencia en el puerto LO debe ser en la mayoría de los casos al menos 20 [dBm] mayor que el nivel de potencia de entrada al puerto RF para no alterar la polarización del diodo y así no afectar considerablemente el VSWR de los tres

puertos del mezclador. Es importante notar que este criterio está especificado para la conversión de bajada.

-Punto de intercepción. Es el punto teórico en dBm en el cual los niveles de potencia de la señal de salida del puerto IF y los productos de intermodulación de tercer orden son iguales.

Es benéfico tener un punto de intercepción grande ya que así, la supresión de intermodulación de tercer orden es mayor.

Generalmente se especifican dos puntos de intercepción: El de entrada (IIP) y el de salida (OIP) que es igual al de entrada menos las pérdidas de conversión. Estos puntos son teóricos y extrapolados de la potencia de intermodulación de tercer orden y de los productos de mezclado que exceden al punto a 1 dB de compresión hasta igualarse con los anteriores.

-Figura de ruido de banda lateral única (SSBNF). Es la cantidad de ruido que introduce el mezclador a la señal principal más las pérdidas de conversión. Puede calcularse obteniendo la diferencia en dB's entre la relación señal a ruido a la entrada y la relación señal a ruido a la salida.

11.B.2. SELECCION DE MEZCLADORES.

Conociendo las características de los mezcladores, es posible llevar a cabo la elección del mezclador que nos proporcione el mejor cumplimiento de las especificaciones de

acuerdo al objetivo de su funcionamiento.

En el caso de conversión de frecuencia, el objetivo del funcionamiento es el mezclado de señales, aunque también puede utilizarse para detección de fase y otros usos. En general, para conversión de frecuencia los mezcladores se seleccionan de acuerdo a los siguientes parámetros que normalmente son especificaciones proporcionadas por el sistema en el que se vaya a emplear:

-Frecuencias de entrada. El mezclador se selecciona de tal manera que la frecuencia de entrada esté dentro del rango de frecuencias de funcionamiento especificadas para el puerto RF en utilizaciones de conversión de bajada en sistemas de recepción, y para el puerto IF en utilizaciones de conversión de subida en sistemas de transmisión; con esto se asegurará una figura de ruido y un VSWR mínimos.

-Frecuencia de salida. En este caso, para elegir el mezclador debemos investigar el rango de frecuencias que es capaz de manejar en el puerto en el que se vaya a tomar la señal de salida (IF o RF). Existen mezcladores que operan en el puerto IF desde C.D. hasta 5 [MHZ], otros hasta unos cientos de Megahertz, y otros tienen un rango arriba de los 4 [GHZ]. En el puerto RF, existen mezcladores con rangos variados desde C.D. hasta 18 [GHZ] o más.

-Mezclador balanceado y doble balanceado. En un mezclador balanceado sólo el puerto LO está aislado de los otros dos,

mientras que en un doblemente balanceado, se tiene aislamiento en cada uno de los tres puertos con respecto a los otros. Este aislamiento es un factor importante en la eliminación de productos de intermodulación, por ello, antes de seleccionar el mezclador debe analizarse el nivel de productos de intermodulación aceptables sin que haya una degradación considerable en la señal de interés.

-Nivel del mezclador. Para seleccionar el nivel del mezclador, es necesario conocer el nivel de potencia de las armónicas de intermodulación de tercer orden y tono doble. Además, debe atenderse a las especificaciones de rango dinámico y punto de intercepción expuestos en la sección anterior.

-Pérdidas por conversión/figura de ruido. En la selección de mezcladores es necesaria la evaluación de este parámetro; esto se hace verificando las hojas de datos individuales de los mezcladores donde el fabricante proporciona las especificaciones típicas de este parámetro a veces auxiliado por gráficas, lo que permite analizar más detalladamente este factor para la frecuencia a la que se vaya a utilizar el mezclador. En general, conviene que el mezclador seleccionado tenga un bajo nivel de pérdidas por conversión.

-Empaque. La selección del mezclador debe considerar también el tipo de empaque en el que los fabricantes ofrecen sus mezcladores a fin de verificar cual de ellos es el que más conviene para adecuarse al sistema en el que vaya a funcionar.

CAPITULO. III

FASES DEL DISEÑO DE COMPONENTES EN MICROONDAS.

CAPITULO III. FASES DEL DISEÑO DE COMPONENTES EN
MICROONDAS.

Para llevar a cabo el diseño de componentes de microondas, conviene seguir una secuencia que sistematice el desarrollo del mismo con el fin de obtener diseños apropiados a los requerimientos establecidos. Una metodología general que responde a la conveniencia planteada, se propone a continuación.

III.A. ESPECIFICACIONES.

La primera fase en la mayoría de los procedimientos de diseño es el establecimiento de las especificaciones que se desea o se requiere que sean satisfechas por el elemento -componente, aparato o sistema- que se vaya a diseñar. El establecimiento de las especificaciones se basa en las necesidades propias del elemento a diseñar, atendiendo a criterios de operación y funcionamiento además de interrelaciones con otros elementos que pueden ser modeladas a través de ecuaciones. Basados en lo anterior podemos determinar que las especificaciones requeridas del elemento a diseñar serán en general de dos tipos:

-Fijadas como datos: Este tipo de especificaciones se establecen en función de las características de operación y

funcionamiento del elemento a diseñar.

-Provenientes de cálculos: Estas especificaciones se obtienen evaluando ecuaciones representativas de la interrelación existente entre el elemento a diseñar y otros elementos. En particular, las especificaciones que deben cumplir los componentes de microondas, dependen de características de banda de frecuencias a utilizar, niveles de potencia requeridos, niveles de ruido permitidos y algunas otras.

Algunas de esas características se fijan por conveniencia atendiendo a criterios de comportamiento de señales (por ejemplo la selección de la banda de frecuencias) y otras como por ejemplo el nivel de potencia requerido, provienen de cálculos basados en las ecuaciones del comportamiento del sistema de comunicaciones vía satélite que consideran factores como la técnica de acceso al satélite, tipo de modulación empleada, características del medio de propagación, etc..

Otro factor de gran importancia en el establecimiento de las especificaciones de componentes de microondas es la consideración de que al formar parte de un subsistema o sistema de comunicaciones, existe interacción directa con los componentes del mismo a los que se encuentre conectado, por lo que es imprescindible conocer la disposición que guarda el componente a diseñar en el sistema de que forma parte, para determinar en base a ella, las especificaciones requeridas para el acoplamiento óptimo entre los componentes que integran al sistema mencionado.

III. B. CONSIDERACIONES PRELIMINARES.

Una vez establecidas las especificaciones que debe cumplir el elemento que se desea diseñar, es conveniente el planteamiento de alternativas que, atendiendo a la utilización de diferentes técnicas y tecnologías, logren el desarrollo del elemento a diseñar. El planteamiento de diferentes alternativas debe ser analizado atendiendo a factores económicos y técnicos, no sólo de la realización del prototipo del elemento que se vaya a diseñar sino también de su industrialización y los requerimientos instrumentales que el mismo exige.

En lo que se refiere al diseño de componentes en microondas, la tecnología de estado sólido se presenta como una alternativa importante para el desarrollo de la mayoría de los componentes de microondas utilizados en las estaciones terrenas de baja capacidad de los sistemas de telecomunicaciones vía satélite, ya que cumple con las especificaciones usuales del tipo de estaciones terrenas mencionado, a un relativo bajo costo. No obstante lo anterior, en algunos de los componentes utilizados en estaciones terrenas de alta capacidad, nos encontramos ante la imposibilidad de utilizar la tecnología de estado sólido por las limitaciones, en cuanto a manejo de potencia que los caracteriza. En ese caso, se hace necesario el empleo de otras tecnologías para satisfacer las especificaciones establecidas (por ejemplo el uso de Klystron, TWT, etc.).

criterios para el diseño (II.A.4.a))

Paralelamente y en base a las características que exhiben los transistores seleccionados, es necesario el planteamiento de una configuración adecuada para cumplir de manera óptima con las especificaciones establecidas. En el caso de amplificadores, la configuración de la red está integrada de etapas simples y/o balanceadas que se eligen tomando en cuenta lo expuesto en la sección de fundamentos y consideraciones para el diseño de amplificadores (II.A.4.c)). Para el diseño de osciladores es necesario elegir la configuración en la que estará conectado el transistor (fuente, drenaje o compuerta común) de acuerdo a lo expuesto en la sección de fundamentos y consideraciones para el diseño de osciladores (II.A.4.d)). En todo momento, es conveniente tener presentes las características técnicas que exhiben los dispositivos, así como sus costos ya que en ocasiones pueden lograrse mejoras en el cumplimiento de las especificaciones, sin aumentar e inclusive reduciendo los costos con una selección adecuada de los transistores y un planteamiento conveniente de la configuración de la red.

III.D. DISEÑO DEL COMPONENTE.

Habiendo reunido la información necesaria de los elementos que forman parte del dispositivo a diseñar y de acuerdo a las

especificaciones que se desea cumplir, se llevan a cabo los análisis de estabilidad, ganancia y ruido expuestos en la sección de criterios para el diseño (II.A.4.A)) para, en base a ellos, verificar la utilidad de los dispositivos seleccionados y continuar con el diseño de las redes de acoplamiento que logren un comportamiento adecuado a las especificaciones establecidas para el componente a diseñar, atendiendo lo expuesto en las secciones de diseño de componentes de microondas (II.A.4.).

III.E. ANÁLISIS GLOBAL.

Una vez realizado el diseño de los componentes de microondas, es conveniente llevar a cabo un análisis que verifique que el comportamiento de los mismos cumple o supera las especificaciones planteadas; para ello, es necesario considerar la interacción existente entre el componente diseñado y los otros componentes del que forma parte, tomando en cuenta la posible degradación que las características del componente puedan sufrir al llevar a cabo la realización e interconexión física del mismo en el sistema mencionado.

Si en el análisis global se determina que el diseño elaborado no cumple con las especificaciones requeridas, puede llevarse a cabo una revisión minuciosa del método con el fin de detectar algún posible error en el procedimiento seguido.

III.F. USO DE LA COMPUTADORA.

Para el cumplimiento de las fases expuestas en los incisos III.D y III.E en los que intervienen ecuaciones extensas y de difícil manejo algebraico, se hace de gran utilidad el empleo de programas de computadora. En el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) han sido desarrollados varios programas de computadora tanto para el diseño de amplificadores como de osciladores en altas frecuencias; algunos de ellos, son el programa DANIC que sirve para el diseño de amplificadores de microondas y fue elaborado por el M. en C. Arturo Velázquez Ventura; otro de los programas es el ODMIC diseñado por el M. en C. José Luis Medina Monroy y sirve para el diseño de osciladores en microondas. El funcionamiento básico de los programas mencionados se explica a continuación.

III.F.1. DANIC.

Como ya se mencionó, este programa es auxiliar para el diseño de amplificadores de microondas y se basa en las técnicas de optimización y acoplamiento exacto expuestas en la sección de acoplamiento de impedancias (II.A.4.b)), considerando los criterios de estabilidad, ganancia y ruido expuestos en la

sección de criterios para el diseño (II.A.4.A)).

El programa está formado por un programa principal encargado de leer los datos de entrada y de establecer la secuencia de utilización de diferentes subrutinas útiles para el análisis de circuitos (subrutina ANALIX), el acoplamiento de impedancias de acuerdo a la técnica de acoplamiento exacto (subrutina ACOEXA), la optimización de las redes de acoplamiento diseñadas (subrutina OPTIHX) y la conversión a microtira de las mismas (subrutina MICROS). Además, el programa principal se encarga de presentar tablas de resultados obtenidos por la utilización de cada subrutina. El diagrama de flujo del programa principal se muestra en la figura 3.1.

Los datos de entrada que utiliza el programa son los valores de elementos de microtira de una red inicial de acoplamiento entre dos coeficientes de reflexión conformando una topología previamente seleccionada. Los elementos para la red de acoplamiento pueden ser segmentos de línea de transmisión en serie (LA), stub abierto en paralelo (SA), stub en corto en paralelo (SC), etc.; además de capacitor en serie (CS) para bloqueo de la corriente directa que se tiene debido a la polarización requerida de los transistores. Además, como datos de entrada, se requieren del conjunto de parámetros S del transistor a la frecuencia de diseño, con lo que el programa determina los coeficientes de reflexión a los que se deben acoplar las redes a diseñar.

Las especificaciones requeridas para el cálculo de los elementos de la red de acoplamiento son su impedancia característica, su longitud eléctrica y su coeficiente de atenuación; y para los capacitores de bloqueo de C.D., se requiere del valor de su capacitancia.

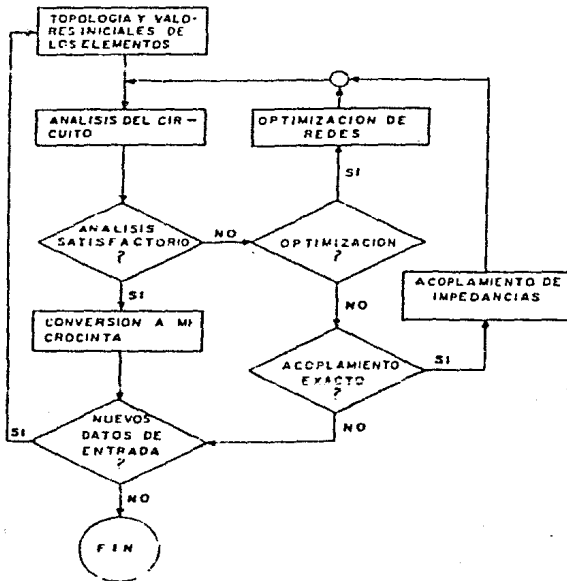


fig.3.1. Diagrama de Flujo del Programa DAMIC.

Como puede observarse en la figura anterior, una vez determinada la topología y leídos los datos iniciales de los elementos que intervendrán en el amplificador, el circuito inicial es analizado por medio de la obtención de la matriz de cadena ABCD del circuito total que es el producto de las matrices ABCD de cada uno de los elementos del circuito; para realizar el producto, el programa utiliza una subrutina auxiliar de multiplicación de matrices. Las matrices ABCD de cada elemento están dadas en la figura 3.2.

$$\begin{array}{l}
 \text{ELEMENTO TIPO: LA} \\
 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \cosh(\gamma l) \\ 1/Z_0 \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \\
 \text{ELEMENTO TIPO: SA} \\
 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R \\ 1/Z_0 \tanh(\gamma l) & 1 \end{bmatrix} \\
 \text{ELEMENTO TIPO: SC} \\
 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R \\ 1/Z_0 \cosh(\gamma l) & 1 \end{bmatrix} \\
 \text{ELEMENTO TIPO: ES} \\
 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & S \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \text{ELEMENTO TIPO: FE} \\
 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12}S_{21} + (1+S_{11})(1-S_{22})}{2 S_{21}} & \frac{-S_{11}(S_{12}S_{21} + (1+S_{11})(1-S_{22}))}{S_{21}} \\ \frac{S_{12}S_{21} + (1-S_{11})(1+S_{22})}{2 S_{21}} & \frac{S_{11}(S_{12}S_{21} + (1-S_{11})(1+S_{22}))}{S_{21}} \end{bmatrix}
 \end{array}$$

fig. 3.2. Matrices ABCD de Diferentes Tipos de Elementos.

Habiendo efectuado el producto de las matrices que representan a cada uno de los elementos que se encuentran formando la topología del circuito que se está diseñando, se obtiene la matriz ABCD total del circuito, la cual en base a lo expuesto en la sección de parámetros S (II.A.2.), es convertida

en matriz de parámetros S, lo que le permite al programa calcular la ganancia, el factor de estabilidad, las pérdidas de regreso a la entrada y a la salida, etc. para todas las frecuencias, especificadas por el diseñador, a las que se esté efectuando el diseño. Estos resultados se exhiben en la pantalla para que el diseñador verifique si se cumple con las especificaciones requeridas, para en caso contrario, realizar una optimización de los valores o bien, utilizar la técnica de acoplamiento exacto para mejorar el comportamiento del circuito con el fin de alcanzar el cumplimiento de las especificaciones establecidas. Si se desea hacer uso de la técnica de acoplamiento exacto, el programa lo llevará a cabo con la subrutina ACOEXA con la que, basado en lo expuesto en la sección de acoplamiento de impedancias (II.A.4.b)), se lograrán nuevos valores de impedancia característica y longitud eléctrica de los segmentos de línea de transmisión en serie que permiten realizar el acoplamiento entre los coeficientes de reflexión correspondientes a la red que se está diseñando. Después de haber realizado este acoplamiento, el circuito se vuelve a analizar, exhibiendo nuevamente las características logradas con este tipo de acoplamiento, que al compararse con las características deseadas, permiten al diseñador determinar si es conveniente llevar a cabo un proceso de optimización, o conviene más reiniciar el proceso con nuevos valores de entrada.

Quando se selecciona llevar a cabo la optimización, ésta se

realizará por la subrutina OPTIMX cuya función básica consiste en un movimiento exploratorio para encontrar el gradiente que señale la dirección en que se deben modificar los valores de los parámetros de los elementos del circuito, para obtener mejoría en la respuesta de la red, atendiendo a los factores de ponderación determinados para cada una de las especificaciones establecidas de acuerdo a lo expuesto al respecto de este método de acoplamiento en la sección de acoplamiento de impedancias (II.A.4.B)).

Una vez logrado un diseño satisfactorio, el programa puede hacer el cálculo de las dimensiones físicas, necesarias para la construcción del amplificador diseñado, de los elementos que integrarán a las redes de acoplamiento. Estas dimensiones, son calculadas en base a las ecuaciones de Bahl y Garg expuestas en la sección referente a la microcinta (II.A.1.A) modificadas por efectos de discontinuidades, y utilizan como datos de entrada los correspondientes al material elegido para la realización de los circuitos en microcinta (constante dieléctrica relativa, espesores, etc.), obteniéndose así las dimensiones físicas compensadas de los elementos.

Adicionalmente a lo expuesto, el programa DAMIC cuenta con las subrutinas necesarias para realizar un análisis previo de los transistores que se utilicen en el diseño. En ese análisis, el programa calcula y exhibe en pantalla la potencialidad de estabilidad de los transistores, el valor de la máxima ganancia

que puede proporcionar el transistor, el valor del factor K, etc.; con lo que el diseñador puede verificar rápidamente si el transistor seleccionado es el adecuado para el diseño.

III.F.2. ODMIC.

Este programa es útil para el diseño de osciladores en microondas y está basado principalmente en lo expuesto en la sección de fundamentos y consideraciones para el diseño de osciladores (II.A.4.d)). su estructura sigue a un programa principal que hace uso de varias subrutinas auxiliares presentando al usuario varias opciones para el diseño de osciladores de microondas utilizando las técnicas de pequeña señal.

En la figura 3.3 se muestra el diagrama de flujo del programa ODMIC, en él se puede observar la estructura con la secuencia que se establece.

Su funcionamiento básico es el siguiente:

El proceso inicia con la introducción de los datos del transistor a utilizar, para ello, es necesaria la creación de un archivo con formato preestablecido en donde se acomodan los parámetros S del transistor, así como la frecuencia a la que están determinados y los parámetros de ruido. Este archivo es de utilidad, pues para posteriores diseños que utilicen el mismo

transistor. Basterá con llamarlo para que el programa ODMIC lea los valores requeridos e inicie la ejecución del programa de diseño. Los parámetros S del transistor son en general, dados por los fabricantes para la configuración de emisor común, por lo que así son tomados por el programa.

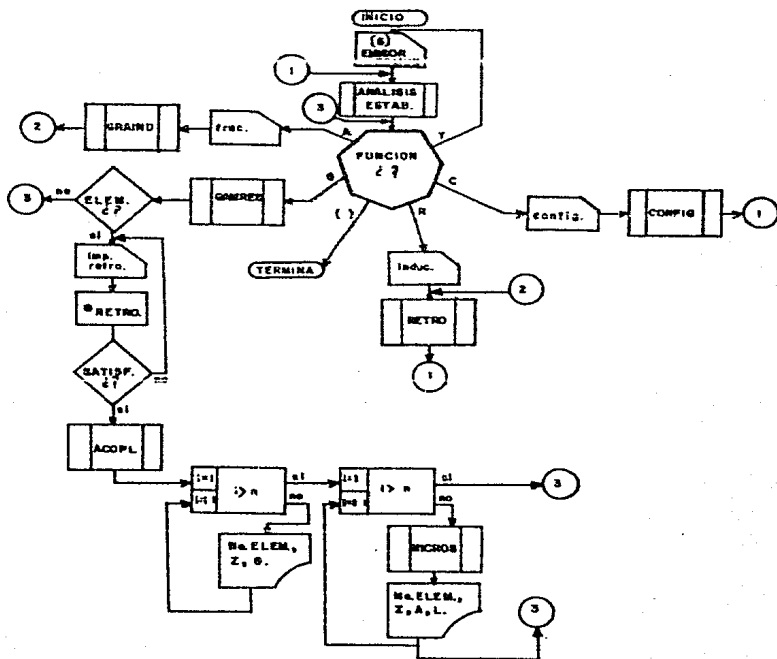


fig.3.3. Diagrama de Flujo del Programa ODMIC.

Con los datos mencionados, se realiza un análisis de estabilidad en el que el programa determina el valor del factor de estabilidad de Rollet (K) y la localización de los círculos de estabilidad en los puertos de entrada y salida del transistor, además de las áreas de inestabilidad que el transistor presenta en dichos puertos. Estos parámetros son exhibidos en la pantalla presentando a la vez las funciones que es capaz de llevar a cabo: Configuración (C), análisis de áreas máximas y mínima "K" (A), agregación de retroalimentación (R), cambio de transistor (T), determinación de los coeficientes de reflexión de resonador y carga (G) o fin del programa (F).

Eligiendo la opción de configuración (C), el programa pregunta para cuál de las configuraciones se desea conocer el nuevo conjunto de parámetros S así como su análisis de estabilidad; una vez determinada la configuración deseada, el programa utiliza la subrutina CONFIG basada en el método de la matriz indefinida de admitancias para la determinación de los parámetros S en otra configuración, para lo que realiza transformaciones de parámetros S a parámetros Y (en base a lo expuesto en la sección 11.A.2.1), realiza las operaciones que el método determina y vuelve a cambiar los nuevos parámetros Y a parámetros S, obteniéndose así los parámetros S para la configuración deseada; con ellos, se realiza nuevamente el análisis de estabilidad volviéndose a exhibir las nuevas características que el transistor presenta. Observándose las

características presentadas por el transistor para las tres configuraciones, el diseñador puede determinar la que más convenga de acuerdo al diseño particular que esté elaborando.

El análisis de las áreas máximas de inestabilidad, así como del valor mínimo de K , se lleva a cabo eligiendo la opción (A); haciéndolo, el programa pregunta la frecuencia a la que se quiere el análisis y los valores mínimo y máximo de inductancia para los que se desea que dicho análisis se realice. Haciendo uso de las subrutinas GRAIND y RETRO, basadas en lo expuesto en las secciones II.A.4.a) y II.A.4.d), el programa crea automáticamente un archivo en donde enlistan las características principales que dan la potencialidad de oscilación de un transistor (K , S_{11} , S_{22} , S_{E} y S_{O}) para 100 diferentes valores de inductancia de retroalimentación equiespaciados entre los valores mínimo y máximo establecidos por el diseñador. Además, el programa lee el archivo creado y exhibe los valores de inductancia que proporcionan: la máxima área de inestabilidad en el puerto de entrada (A_{I} máxima), la máxima área de inestabilidad en el puerto de salida (A_{S} máxima) y el mínimo valor del factor de estabilidad (K mínimo). Con esos datos, el diseñador puede elegir uno de los tres valores que exhibe el programa, o bien, leer el archivo creado para analizar el valor más conveniente atendiendo a la vez a todos los factores que en él se enlistan.

Una vez determinado el valor de inductancia conveniente para el diseño que se esté realizando, el diseñador puede introducir

ese dato en la computadora eligiendo la opción de retroalimentación (R), en donde haciendo nuevamente uso de la subrutina RLTRO, el programa exhibe los nuevos parámetros S que presenta el transistor ya retroalimentado y el análisis de estabilidad del mismo. Para la determinación de los parámetros S del transistor con retroalimentación, se realiza una transformación de parámetros S a parámetros de impedancia Z , para poder sumarlos con los parámetros Z que presenta el segmento de línea de transmisión que sirve de retroalimentación inductiva en serie; ya que han sido sumados los parámetros Z de ambos elementos, la matriz resultante de parámetros de impedancia totales (Z_T), es nuevamente transformada a matriz de parámetros de dispersión (S_T) que son los que se exhiben en la pantalla. Las transformaciones de parámetros se realizan con las ecuaciones dadas en la sección II.A.2.

Eligiendo la opción que nos determina los coeficientes de reflexión lo que se hace normalmente cuando ya han sido seleccionadas tanto la continuación como el valor de inductancia convenientes para el diseño, el programa calcula haciendo uso de la subrutina GAMRES, los coeficientes de reflexión de carga y resonador a los que debe realizarse el diseño de los elementos que complementan al oscilador así como la magnitud de la resistencia negativa que el transistor presentará en cada uno de sus puertos.

Posteriormente, el programa pregunta si se desean los

elementos del oscilador; indicándole que sí, se le introduce el valor de la impedancia de la línea de microcinta que servirá como elemento de retroalimentación inductivo, además del material con que se realizarán los circuitos y la altura que habrá entre el recinto y el resonador dieléctrico que se colocará posteriormente; con esos valores, se calculan las longitudes eléctricas del elemento de retroalimentación y del elemento resonador, cuya impedancia se mantiene fija a 50 [Ω]. Si los valores calculados son satisfactorios, el programa pasa a la subrutina ACOPL que determina los valores que deben tener los elementos de la red de acoplamiento de carga utilizando sólo segmentos de microcinta en serie de diferentes valores de impedancia; si la primera red de acoplamiento calculada no es satisfactoria por cuestiones de realizabilidad física o cualquier otra causa, el programa propone arreglos diferentes que llevan a cabo el acoplamiento requerido. Cuando la red de acoplamiento sea satisfactoria, se le indica al programa, y éste, automáticamente, calcula las dimensiones físicas de los elementos del oscilador con ayuda de la subrutina MICROS, quedando así concluido el diseño del oscilador.

III. G. FASES POSTERIORES AL DISEÑO.

Habiendo realizado el diseño de cualquier componente de

microondas, es necesario llevar a cabo las fases de construcción y caracterización de los componentes a fin de verificar su utilidad y funcionamiento previamente a su instalación dentro del subsistema en el que operarán. La secuencia de las fases mencionadas se expone brevemente a continuación.

La fase de construcción de los componentes de microondas se inicia con la elaboración de los circuitos diseñados (redes de acoplamiento, elemento de retroalimentación, redes de polarización, etc.). Para ello, se dibuja un patrón a escala de dichos circuitos de acuerdo a las dimensiones determinadas en la fase del diseño; ese patrón, puede dibujarse en un material plástico llamado Rubyith que está formado por una capa transparente y otra de color. En el dibujo del circuito, se despega la capa de color de las áreas que no forman parte del mismo utilizando un equipo de corte fino, ya que de la precisión lograda en estos cortes depende en gran parte el buen funcionamiento del circuito al realizarlo. El patrón obtenido se coloca sobre una pantalla translúcida e iluminada por la parte posterior y se le toma una fotografía situando la cámara fotográfica a una distancia que compense la escala a la que fue realizado el dibujo, obteniéndose así, una mascarilla en película o placa fotográfica de alta resolución con las dimensiones reales que debe tener el circuito. Con esta mascarilla se obtiene el circuito en el material seleccionado (por lo general Duroid o Alúmina) siguiendo un procedimiento similar al utilizado en la

elaboración de circuitos impresos, pero tomando algunas precauciones especiales por el tipo de materiales utilizados en la elaboración de este tipo de circuitos.

Tomando en consideración las dimensiones de la fuente de polarización, los circuitos de microonda y demás elementos que integran el componente a construir, se efectúa el diseño del recinto metálico que alojará a los elementos mencionados, tomando en cuenta que para amplificadores, la altura del recinto deberá ser mayor o igual a un octavo de la longitud de onda de las señales con que vaya a funcionar, a fin de mantener la respuesta del amplificador invariante al ser tapado, ya que se forma una cavidad resonante dentro del recinto.

Una vez construido el componente diseñado, se lleva a cabo un proceso denominado "sintonización post-fabricación" que consiste en adherir al circuito diseñado, pequeños segmentos de líneas metálicas o grabar en el sustrato cuadros metálicos pequeños que al interconectarse entre sí y con el circuito, con alambres muy delgados, logran obtener la respuesta deseada del componente construido.

Después de diseñados y construidos los componentes de microondas, deben caracterizarse a fin de verificar experimentalmente que cumplen con las especificaciones establecidas previamente al inicio del diseño de los mismos. Para ello, se utiliza el equipo y técnicas de medición de altas frecuencias que nos sirven para determinar las características

más importantes de los componentes diseñados como son: Su potencia de salida, su ganancia, factor de ruido, relación de onda estacionaria y algunos otros. Los instrumentos necesarios para llevar a cabo tal caracterización, son un analizador de espectros, un analizador de redes, osciladores variables y algunos otros instrumentos cuyo ancho de banda incluya a la frecuencia de trabajo de los componentes que se desea caracterizar.

CAPITULO. IV

DISEÑO.

CAPITULO. IV. DISEÑO.

Conociendo la teoría básica en la que se apoya el funcionamiento de los diversos elementos de microondas que intervienen en el diseño de componentes (caps. I y II) y habiendo planteado una metodología general para el diseño de los mismos (cap. III), es posible iniciar y llevar a cabo el diseño de los componentes que intervienen en las etapas de conversión de frecuencia y amplificación en banda "Ku" para transmisión de señales vía satélite. A continuación se desarrollan los pasos seguidos para obtener el diseño.

IV. A. ESPECIFICACIONES GENERALES.

La sección de radiofrecuencia de una estación para transmisión y recepción de señales vía satélite se compone de los subsistemas transmisor y receptor, cuyas partes fundamentales son: Un amplificador de bajo ruido (ABR) y un convertidor de bajada o convertidor descendente de frecuencia, para el subsistema receptor; y un amplificador de potencia elevada (APE) con un convertidor de subida o convertidor ascendente de frecuencia, para el subsistema transmisor. La disposición de estos elementos se muestra en la figura 4.1

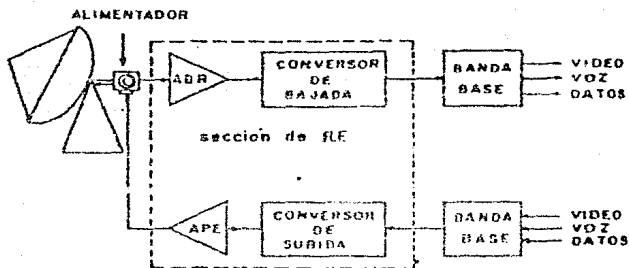


fig.4.1. Estación Para Transmisión y Recepción de Señales
Vía Satélite.

Algunos valores típicos de los parámetros que caracterizan a los elementos principales de la sección de radiofrecuencia para una estación terrena de baja capacidad, de transmisión y recepción de voz y datos y sólo recepción de T.V., para las bandas "C" y "Ku", se muestran a continuación:

Amplificador de Bajo Ruido.

Banda de Frecuencias (GHz)	Temperatura de Ruido (K)	Ganancia (dB)	VSWR e/s máx. *
"C": 3.7-4.2	60-100	40-50	1.5/1.5
"Ku": 11.7-12.2	180-260	40-50	1.5/1.5

Amplificador de Potencia Elevada.

Banda de Frecuencias (GHz)	Potencia de Salida (W)	Ganancia (dB)	VSWR e/s máx. *
"C": 5.9-6.4	5-10	30-50	1.5/1.5
"Ku": 14.0-14.5	1-4	30-50	1.5/1.5

*VSWR e/s: Es la relación de onda estacionaria de voltaje a la entrada y a la salida.

Para especificar las características que la sección de radiofrecuencia debe tener para el uso particular del satélite Morelos, se requiere conocer la posición orbital del mismo, la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE), la localización geográfica de la estación terrena, la densidad de flujo en saturación (W_g), el nivel de atenuación del transpondedor a utilizar, etc.; con los datos anteriores se determina el ángulo de elevación de la antena -lo que influye directamente en la temperatura de ruido del sistema-, la ganancia y temperatura de ruido requeridos del amplificador de bajo ruido; la potencia de transmisión del amplificador de potencia elevada, así como su máximo nivel permisible de intermodulación. Estos últimos parámetros, dependen en gran parte del tamaño de la antena utilizada, las condiciones climatológicas, el número de canales y el ancho de banda a transmitir. Los cálculos para obtener los

parámetros mencionados se facilitan mucho con el empleo de una computadora.

El diagrama de flujo utilizado por el programa para la determinación de las especificaciones de la sección de radiofrecuencia de una estación terrena para transmisión y recepción de voz y datos y sólo recepción de televisión, utilizando el sistema Morelos, se muestra en la figura 4.2.

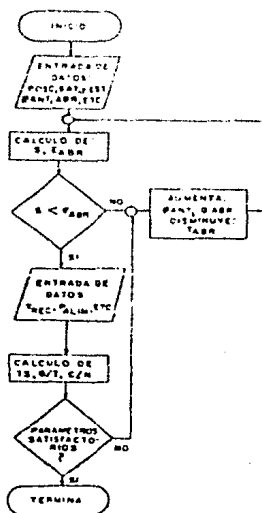


fig.4.2. Diagrama de Flujo del Programa para Determinar las Especificaciones de una Estación Terrena para Transmisión y Recepción.

En el CICESE se planteó el diagrama a bloques de la sección de radiofrecuencia para banda "Ku" utilizando dos unidades: Una en el exterior del edificio de la estación terrena, colocada lo más cerca posible del alimentador de la antena, llamada "unidad de RF externa" y otra dentro del edificio de la estación terrena, llamada "unidad de RF interna"; los diagramas a bloques de ambas unidades así como las especificaciones determinadas utilizando el programa definido por el diagrama de flujo de la figura 4.2 y haciendo uso de las características del sistema Morelos se muestran en la figura 4.3.

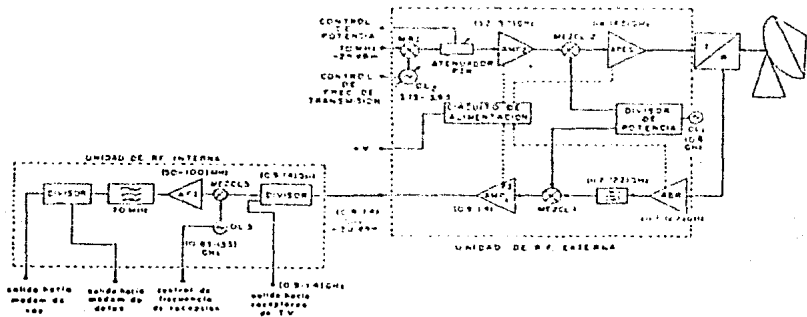


fig.4.3 Diagrama a Bloques y Especificaciones de una Estación Terrena Planteada en Base a Características del Sistema Morelos para Banda "Ku".

Como vemos en la figura anterior, la unidad de RF externa aloja en su interior a todo el subsistema transmisor; este, se compone fundamentalmente de las etapas de conversión de frecuencia y amplificación integradas por los siguientes componentes:

- Mezclador MRI.
- Mezclador 2.
- Amplificador AMP 2.
- Amplificador de potencia elevada APE.
- Oscilador variable OL₂.
- Oscilador fijo OL₁.

Los demás componentes auxiliares del subsistema transmisor son:

- Atenuador PIN.
- Alimentador transmisor-receptor T/R.
- Divisor de potencia.
- Circuito de alimentación.

Considerando el poco tráfico de comunicaciones de voz y datos que se tiene en la mayoría de zonas rurales en donde se piensa implementar este tipo de estaciones terrenas, se determinó que obteniendo una potencia de salida del subsistema transmisor de 4 [W], se puede cumplir con las exigencias establecidas por las estaciones terrenas mencionadas. El cálculo de esta potencia considera tanto las características del sistema Morelos como las pérdidas que caracterizan este tipo de enlaces de comunicación en

la banda "Ku".

Con la potencia fija del subsistema transmisor en 4 [W], y utilizando antenas transmisoras de diferentes diámetros según las exigencias de la zona en la que sean instaladas, es posible utilizar este tipo de subsistema en cualquier punto del país logrando satisfacer las demandas de la mayoría de las zonas rurales y semi-urbanas donde estarán colocadas las estaciones terrenas.

La potencia así obtenida, nos proporciona una base importante para la obtención de las especificaciones particulares de cada uno de los componentes que integran al subsistema transmisor. La topología del subsistema transmisor con las especificaciones fijadas en base a lo anterior quedó como se muestra en la figura 4.4.

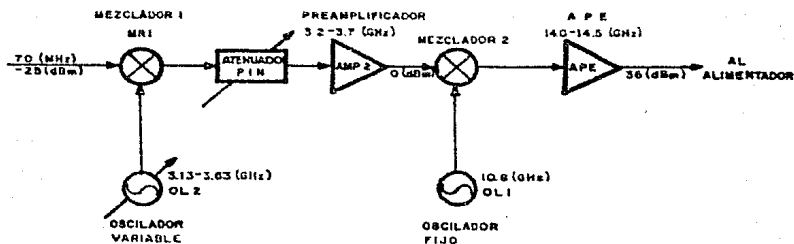


fig.4.4. Topología del Subsistema Transmisor.

Cumpliendo con las especificaciones establecidas se inició la selección de los mezcladores 1 y 2, con lo que se determinan algunas otras especificaciones aún no establecidas para el diseño del resto de los componentes.

IV. B. SELECCION DE MEZCLADORES.

La selección de los mezcladores a usar en el subsistema transmisor es un paso muy importante para la determinación de las especificaciones de los otros componentes que integran el subsistema transmisor, ya que dependiendo de los mezcladores seleccionados, se fija el nivel requerido de potencia de los osciladores locales que los alimentan; además, en función de la característica de pérdidas de conversión que exhiben los mezcladores, se fijan las ganancias que requieren el preamplificador y el APL, para poder obtener en conjunto, la potencia de salida establecida.

Además de lo anterior, otras características de los mezcladores como productos de intermodulación, frecuencias imágenes, etc., obligan a tener en cuenta consideraciones adicionales en el procedimiento de diseño de los demás componentes integrantes del subsistema transmisor.

A continuación se exponen las consideraciones en base a las cuales se seleccionaron los mezcladores que se proponen.

IV. B. 1. MEZCLADOR 1.

El mezclador 1 se encuentra a la entrada del subsistema transmisor y es el encargado de llevar a cabo la primera conversión de frecuencia; para ello, el mezclador recibe en su puerto IF, una señal de frecuencia intermedia de 70 (MHz) con una potencia de -25 (dBm) y en su puerto LO, una señal de oscilador local de frecuencia variable de 3.45 a 3.65 (GHz), cuya potencia se especifica en base a los parámetros establecidos por el mezclador seleccionado. La señal entregada por el mezclador en su puerto RF, se obtendrá en el rango de frecuencias de 3.2 a 3.7 (GHz) y su potencia dependerá de la potencia de la señal de entrada al puerto IF (-25 (dBm)) y de las pérdidas de conversión introducidas por el mezclador que se seleccione.

De acuerdo a lo expuesto en la sección de teoría de operación de mezcladores de microondas (11.8), obtendremos en el puerto RF las señales "suma" y "diferencia" de las introducidas por los puertos LO e IF; entonces, suponiendo que la frecuencia del oscilador local se ajusta a un valor de 3.5 (GHz), obtendremos en el puerto RF las señales:

- "Suma", cuya frecuencia será:

$$f_{RF+} = f_{OL} + f_{IF} = 3.5 + 0.07 = \underline{3.57 \text{ (GHz)}}$$

- "Diferencia", cuya frecuencia será:

$$f_{RF-} = f_{OL} - f_{IF} = 3.5 - 0.07 = \underline{3.43 \text{ (GHz)}}$$

Como vemos, ambas señales se encuentran en el rango de

variación de frecuencias de salida de una de las bandas del mezclador 1, por lo que ambas serían amplificadas por el preamplificador, sufrirían la segunda conversión de frecuencia y serían nuevamente amplificadas por el APE, transmitiéndose la información deseada en las dos frecuencias que son imágenes entre sí y por encontrarse ambas dentro de la banda de amplificación y de la banda de comunicación usada, podrían provocar interferencia con señales que se estuvieran enviando simultáneamente por otra estación terrena.

Tomando en cuenta la consideración anterior, se hace necesaria la supresión de una de las señales imágenes, lo que se logra utilizando un mezclador de rechazo de imagen; en este tipo de mezcladores, se selecciona la señal de salida del puerto RF que se desea ("suma" o "diferencia"), suprimiéndose la otra.

Con lo anterior, las características que deberá cumplir el mezclador seleccionado pueden resumirse como sigue:

- El mezclador deberá ser de rechazo de imagen.
- El puerto IF aceptará señales de frecuencia de 70 (MHz).
- El puerto IF aceptará señales de potencia de -25 (dBm).
- El puerto LO aceptará señales de frecuencias de 3.13 a 3.62 (GHz).
- El puerto RF entregará señales de frecuencias de 3.2 a 3.7 (GHz).

Tomando en cuenta las características de mezcladores expuestas en las secciones 11.B.1 y 11.B.2 y en base al

cumplimiento de las especificaciones resumidas anteriormente, se seleccionó el mezclador modelo IRDM2-4/160 fabricado por la compañía "RHG electronics laboratory inc.", cuyas características principales son:

- Modelo.....IRDM2-4/160.
- Cobertura de RF2 a 4 [GHz].
- IF frecuencia/ancho de banda160/50 [MHz].
- Rechazo de imagen20 [dB].
- Figura de ruido típica8.0 [dB].

Algunas otras características pueden observarse en la hoja de datos que se incluye en el apéndice A.

El hecho de utilizar el mezclador seleccionado, nos fija un requerimiento de potencia del oscilador variable (OL_2) de entre 10 y 13 [dBm], lo cual atiende también a lo expuesto en las secciones II.B.1. y II.B.2. En base a consideraciones de lo expuesto en las secciones mencionadas, se determinó que las pérdidas de conversión serán de 8 [dB]; lo anterior fija el nivel de potencia de la señal de salida del mezclador, que a su vez, es la máxima potencia de la señal de entrada del preamplificador, considerando que el atenuador PIN se ajusta a un nivel de cero atenuación. Esto nos establece la especificación faltante para el diseño del preamplificador.

Para la determinación de las especificaciones faltantes de los demás componentes que integran al subsistema transmisor, se seleccionó el mezclador 2, como se expone a continuación.

IV.B.2. MEZCLADOR 2.

Este mezclador se encuentra entre el preamplificador y el amplificador de potencia elevada APE, y cumple la función de llevar a cabo la segunda conversión de frecuencia; para ello, recibe una señal en su puerto IF de frecuencia entre 3.2 y 3.7 [GHZ], con una potencia de 0 [dBm], a su vez, recibe en su puerto LO la señal del oscilador local fijo a una frecuencia de 10.8 [GHZ], y a la potencia requerida para el óptimo funcionamiento del mezclador, por tanto, determinada en base a la selección del mismo.

Atendiendo nuevamente a lo expuesto en la sección II.B, tendremos en este caso que las señales "suma" y "diferencia", tendrán frecuencias determinadas por lo siguiente.

Para el límite inferior de la banda, $f_{IF} = 3.2$ [GHZ], y como $f_{OL} = 10.8$ [GHZ], se tendrá que la señal "suma" será de frecuencia:

$$f_{RF+} = 10.8 + 3.2 = \underline{14.0 \text{ [GHZ]}}$$

Y la señal "diferencia":

$$f_{RF-} = 10.8 - 3.2 = \underline{7.6 \text{ [GHZ]}}$$

Para el límite superior de la banda, $f_{IF} = 3.7$ [GHZ], y la señal "suma" será de frecuencia:

$$f_{RF+} = 10.8 + 3.7 = \underline{14.5 \text{ [GHZ]}}$$

Y la señal "diferencia":

$$f_{RF-} = 10.8 - 3.7 = \underline{7.1 \text{ [GHZ]}}$$

Como se observa, al utilizar como señal de salida del puerto RF a la señal "suma" (superheterodinación), tendremos un rango de variación de la señal de salida de entre 14.0 y 14.5 [GHZ], y como las señales "diferencia" se encuentran en el rango de 7.1 a 7.6 [GHZ], quedarán fuera de la banda de amplificación del APE, por lo que en este caso, no se requerirá de un mezclador de rechazo de imagen.

Resumiendo, las especificaciones que deberá cumplir el mezclador a seleccionar son las siguientes:

- El puerto IF debe aceptar señales de frecuencia en el rango de 3.2 a 3.7 [GHZ].
- El puerto IF debe aceptar señales de potencia de 0 [dBm].
- El puerto LO aceptará señales de frecuencia de 10.8 [GHZ].
- El puerto RF entregará señales de frecuencia en el rango de 14.0 a 14.5 [GHZ].

Considerando lo expuesto en la sección II.B y basados en las especificaciones mencionadas, se seleccionó el mezclador DMH2-18CH fabricado por la compañía "RHG electronics laboratory inc." cuyas características principales son:

- ModeloDMH2-18CH.
- Frecuencia de RF2 a 22 [GHZ].
- Figura de ruido típica8 [dB].
- Frecuencia de IF1 a 8 [GHZ].
- Aislamiento20 [dB].

En el apéndice A se encuentran las hojas de datos del

mezclador seleccionado, en donde pueden observarse algunas otras de sus características.

El mezclador así seleccionado establece la especificación de la potencia requerida del oscilador local fijo, que considerando que es un mezclador de alto nivel y atendiendo a lo expuesto en las secciones II.B.1 y II.B.2, será de 13 a 16 (dBm) para lograr un mezclado eficiente y libre de señales indeseables.

Asimismo, las pérdidas de conversión del mezclador y la potencia de salida del preamplificador (0 (dBm)), determinan la potencia de entrada al APE, con lo que las especificaciones requeridas para el diseño del mismo quedan determinadas.

Una vez seleccionados los dos mezcladores que se utilizan en el subsistema transmisor, las especificaciones del resto de los componentes que lo integran quedan establecidas y se muestran en la figura 4.5.

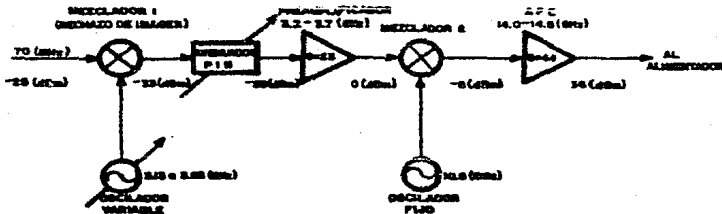


fig.4.5. Especificaciones del Subsistema Transmisor.

En base a las especificaciones mostradas en la figura anterior, se realizó el diseño de los componentes que intervienen para llevar a cabo las funciones de conversión de frecuencia y amplificación en Banda "Ku".

IV.C. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA INTEGRADA.

El diseño de este componente integrante del subsistema transmisor, es el de mayor importancia por ser del que se obtendrá la potencia de transmisión de las señales; además, por trabajar en niveles altos de potencia, se deberán tomar consideraciones especiales para su diseño. El procedimiento seguido se encuadra en lo expuesto en el capítulo de fases del diseño (capítulo III) y se expone a continuación.

IV.C.1. ESPECIFICACIONES.

Como se observa en la figura 4.5, el APE recibe la señal de salida del mezclador 2 con un nivel de potencia de -8 [dBm] a una frecuencia entre 14.0 y 14.5 [GHz] y su función es la de amplificar esta señal hasta un nivel de potencia de 36 [dBm] (4 [W]), por lo que las especificaciones generales de este amplificador pueden resumirse como sigue:

-Rango de frecuencias de trabajo	14.0 a 14.5 (GHz)
-Ancho de banda	500 (MHz)
-Nivel de potencia a la entrada	-8 (dBm)
-Nivel de potencia a la salida	36 (dBm)
-Ganancia total	44 (dB)

Esquemáticamente, las especificaciones son:

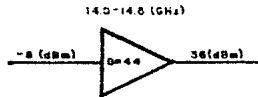


fig.4.6. Especificaciones del Amplificador de Potencia Elevada.

IV.C.2. CONSIDERACIONES PARTICULARES.

Como ya se mencionó en el cap. III en donde se proponen las fases para el diseño de componentes en microondas, existen algunas consideraciones generales que deben tomarse en cuenta para llevar a cabo un diseño; estas consideraciones se engloban básicamente en la sección de consideraciones preliminares (III.B); sin embargo, el diseño de cada componente en particular debe tomar en cuenta algunas consideraciones que para el APE se pueden resumir en lo siguiente.

Tomando en cuenta que la potencia de salida de este amplificador fija la capacidad de potencia del subsistema transmisor en conjunto, en base a la cual se obtiene una medida de la capacidad de manejo de señales, será de gran conveniencia el maximizar la capacidad de potencia mencionada. Esto requiere de un análisis cuidadoso de las características de los transistores ofrecidos en el mercado, a fin de que permitan la obtención de la máxima capacidad de manejo de potencia.

Otro factor que nos permitirá maximizar la potencia de salida del ampl. es el planteamiento adecuado de la configuración del circuito, utilizando algunas etapas sencillas y otras balanceadas de acuerdo a las conveniencias técnicas-económicas que se establezcan.

Es conveniente obtener una respuesta plana en toda la banda de frecuencias a la que trabajará el amplificador, para lograrlo, se debe tomar en consideración que la ganancia de diseño decrece con una pendiente negativa de 6 (dB/octava) al realizar el amplificador físicamente, por lo que para compensar esa pérdida en la ganancia al aumentar la frecuencia, se deberá diseñar obteniendo una respuesta de pendiente positiva de 6 (dB/octava), de manera que al construir el amplificador se compense la pendiente de la ganancia del diseño y se obtenga una ganancia plana. Algunos diseños construidos de amplificadores en la banda "Ku" de recepción (11.7 a 12.2 GHz), han demostrado que la caída de la ganancia al aumentar la frecuencia no es tan grande,

lo que hace innecesario diseñar el amplificador con pendiente precisamente de 6 dB/octava, bastando con tener una cierta pendiente positiva.

Conviene que el amplificador no tenga un nivel de ruido muy elevado para no afectar a la señal considerablemente, sin embargo, este factor no es prioritario en este diseño por la posición que el era guardada en el subsistema transistor y atendiendo al concepto de ruido en cascada expuesto en la sección de fundamentos y consideraciones para el diseño de amplificadores (II.A.4.c)). En base a lo anterior, bastará con reducir el ruido en las primeras etapas de amplificación lo que se logra utilizando transistores de bajo ruido.

Por otro lado, es necesario prever las pérdidas que introducen los conectores, puntos de soldadura, imprecisiones en la elaboración del circuito de microcinta, inclusión de los capacitores para bloqueo de C.D., etc. lo que obliga a realizar el diseño obteniendo una ganancia mayor de la establecida en las especificaciones, para que al llevarse a cabo la construcción del diseño, el excedente de ganancia sea compensado obteniéndose así en la realización física del diseño, la ganancia que es requerida.

Una vez seleccionados los transistores a emplear, así como la configuración que más convenga para lograr la ganancia excedida mencionada, es imprescindible llevar a cabo un análisis de los respaldos en potencia con los que trabajarán cada uno de los

transistores. Ya que se pretende obtener la máxima potencia del amplificador, en su última etapa trabajará en un nivel de potencia elevado y cercano a la saturación por lo que se requiere asegurar que ninguno de los transistores de las etapas anteriores se forzarán a trabajar en un nivel de potencia más elevado que el que sus características impongan, de lo contrario podrían quemarse; para ello, el análisis de respaldos es de gran utilidad.

IV.C.3. SELECCION DE TRANSISTORES Y CONFIGURACION.

Para llevar a cabo el diseño del APE, es muy importante la elección de los transistores convenientes que permitan cumplir con las especificaciones establecidas en la sección IV.C.1 (figura 4.6); atendiendo a esas especificaciones se determinó lo siguiente:

a) Consultando el catálogo general de la compañía "NEC Corporation", se observa que no ofrecen transistores con capacidad de manejo de la potencia requerida del APE (36 dBm) a la frecuencia de trabajo del mismo, por lo que para lograr tener esa potencia de salida deberemos implementar una etapa balanceada como etapa final del mismo.

La etapa balanceada final, se decidió integrarla con transistores NE414-4A cuyas principales características son:

-Banda de frecuencias	14.0 a 14.5 (GHz)
-Potencia a 1 dB	35.5 (dBm)
-Ganancia lineal	5.5 (dB)

Algunas otras características de este tipo de transistores se muestran en las hojas de datos incluidas en el apéndice A.

Por la potencia de entrada requerida por los transistores para obtener de ellos la potencia máxima, deberán ser alimentados por otro transistor del mismo tipo con lo que queda integrado el que se nombrará como módulo de alta potencia del APE como lo muestra la figura 4.7.

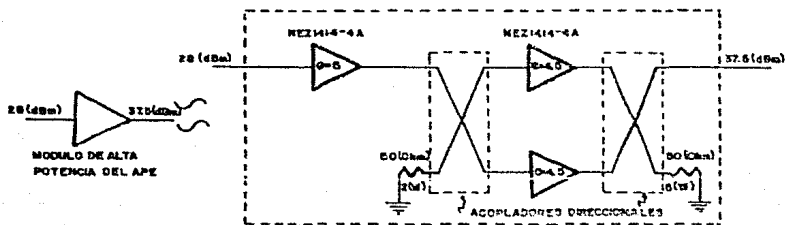


fig.4.7. Configuración del Módulo de Alta Potencia del APE.

Esta configuración puede proporcionar una potencia de salida de 37.5 (dBm) para lo que los transistores de la etapa balanceada se encontrarán trabajando con potencias de salida de 34.5 (dBm), es decir 1 (dBm) más abajo del punto de potencia a 1 dB de compresión especificado por el fabricante. Si se considera

que la ganancia de los mismos es de 4.5 [dB], se requerirá alimentarlos con una potencia de entrada de 30 [dBm] lo que exige de la etapa sencilla una potencia de salida de 33 [dBm] que pueden ser proporcionados por un transistor del mismo tipo, que a su vez puede operar con una ganancia de 5 [dB], es decir que a la entrada del módulo de alta potencia del APE deberán llegar las señales con un nivel de potencia de 28 [dBm]. Es importante notar que ninguno de los transistores que operan en el módulo así planteado se encuentran en saturación, y sin embargo, se obtiene una potencia de salida mayor de 5 [W] lo que cumple holgadamente las especificaciones establecidas.

b) Para cumplir con la conveniencia de no introducir gran cantidad de ruido en las primeras etapas, se decidió el uso de los transistores NE71083 de la compañía "NEC Corporation" para implementar las primeras etapas del módulo inicial del APE al que denominaremos módulo de baja potencia. Estos transistores fueron seleccionados por proporcionar bajo nivel de ruido con alta ganancia asociada en la banda de frecuencias requerida ("Ku") y sus especificaciones principales son las siguientes:

- Banda de frecuencias recomendada "Ku"
- Potencia a 1 dB (para $f = 12$ [GHz]) 15 [dBm]
- Figura de ruido óptima (aprox.) 1.8 [dB]
- Ganancia asociada (aprox.) 9 [dB]
- Máxima ganancia disponible (aprox.) 10 [dB]

Algunas características adicionales de importancia como los

parámetros S, los parámetros eléctricos de operación, etc. se muestran en las hojas de datos que se incluyen en el apéndice A.

Tomando en consideración que el nivel de potencia de entrada al APE establecido en las especificaciones es de -8 [dBm] y suponiendo una pérdida por conectores u otros factores de 1 [dB], podemos suponer que el nivel de potencia de entrada del APE será de -9 [dBm]. Con este nivel de entrada y en base a las especificaciones del transistor seleccionado, observamos que nos es útil para las dos etapas iniciales del módulo de baja potencia conectándolas en cascada; sin embargo, para la tercera etapa de este módulo, requerimos de la selección de algún otro transistor con mayor capacidad de manejo de potencia, aunque no sea de bajo ruido, ya que al encontrarse en la tercera etapa, la contribución que presenta al ruido total del subsistema transmisor no será significativa. En base a esto, para integrar la tercera etapa del módulo de baja potencia, se seleccionó el transistor modelo NE900175 cuyas características principales se enuncian a continuación:

- Banda de frecuencias recomendada "Ku"
- Potencia a 1 dB 23 [dBm]
- Ganancia a 1 dB 8 [dB]

Algunas otras características del transistor como sus dimensiones físicas parámetros S, parámetros eléctricos, etc. aparecen en las hojas de datos que se incluyen en el apéndice A.

Habiendo seleccionado los tres transistores que integrarán al

módulo de baja potencia del APE, la configuración propuesta se muestra en el diagrama de la figura 4.8.

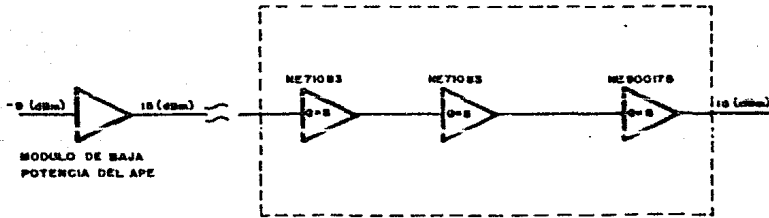


fig 4.8. Configuración del Módulo de Baja Potencia del APE.

Como se puede observar, utilizando los transistores seleccionados en la configuración propuesta, pueden proporcionar una amplificación de la señal de -9 [dBm] a 15 [dBm] trabajando con ganancias factibles.

c) Una vez propuestos los módulos de alta potencia -en función de la potencia de salida requerida- y de baja potencia -en función de la contribución de un bajo nivel de ruido-, sólo nos restará idear la configuración apropiada para elevar la potencia de salida del módulo de baja potencia, hasta la potencia de entrada del módulo de alta potencia y seleccionar los transistores que llevarán a efecto tal función; para ello, se tiene la posibilidad de implementar una configuración que utiliza dos transistores en cascada (NE900275 Y NEZ1414-2A) obteniendo

así la amplificación deseada; sin embargo, tomando en consideración el costo de los transistores, se llegó a la determinación de cambiar la etapa sencilla que se implementaría con el transistor NE21414-2A, por una etapa balanceada integrada con dos transistores NE900474-15, aprovechando que el nivel de potencia manejado en esta etapa nos lo permite.

Al módulo integrado por las etapas antes mencionadas se le denominará módulo de mediana potencia y su configuración se muestra en la figura 4.9.

Como se observa en la figura 4.9, para la implementación del módulo de mediana potencia, se utilizará un transistor NE900275, formando una etapa sencilla de amplificación con ganancia de 7 [dB], además de dos transistores NE900474-15 que integran una etapa balanceada de amplificación con ganancia de 6 [dB] y capacidad de manejo de potencia mayor a 28 [dBm].

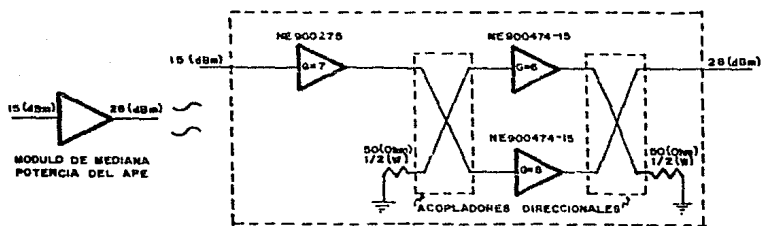


fig.4.9. Configuración del Módulo de Mediana Potencia del APE.

Algunas de las características más importantes de los transistores utilizados en este módulo de amplificación son las siguientes.

Transistor NE900275.

- Banda de frecuencias recomendada "Ku"
- Potencia a 1 dB 25 [dBm]
- Ganancia a 1 dB 7 [dB]

Transistor NE900474-15.

- Banda de frecuencias recomendada "Ku"
- Potencia a 1 dB 31 [dBm]
- Ganancia a 1 dB 6 [dB]

Algunas otras características de ambos tipos de transistor, se encuentran en las hojas de datos incluidas en el apéndice A.

Habiendo determinado las configuraciones de los tres módulos que integran al APE, la estructura integral del mismo se muestra en la figura 4.10.

Como se puede observar, la ganancia total que se logra con la configuración propuesta, supera en 2.5 [dB] a la ganancia requerida por las especificaciones establecidas al final de la sección IV.B.2 (ver figura 4.5), este excedente en ganancia será de utilidad para compensar las pérdidas introducidas al llevar a cabo la construcción del diseño, esperando obtener en la realización física del mismo, por lo menos la característica de ganancia requerida.

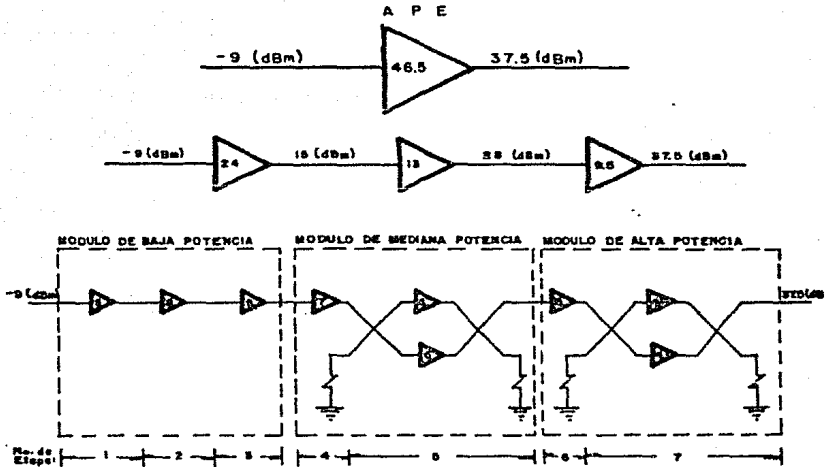


Fig.4.10. Estructura Integral del APE.

IV.C.4. ANALISIS DE TRANSISTORES.

Como parte inicial en el análisis de los transistores, se procede a analizar el régimen en el que operan de acuerdo a su posición en la configuración planteada en la sección anterior; este análisis, como ya se mencionó, es de utilidad para conocer los respaldos de potencia a los que operará cada uno de los

transistores, proporcionándose con ello una medida de la seguridad de la correcta operación del amplificador; además, establece los valores de los parámetros eléctricos con los que se debe polarizar cada transistor para que operen en el punto de operación deseado. A continuación, se presenta el análisis realizado para cada uno de los módulos que integran al APE.

En este análisis son auxiliares las figuras 4.7 a 4.10 que establecen las ganancias en las que operará cada transistor, así como sus niveles de potencia de entrada y salida. Los siguientes datos muestran el análisis realizado.

Módulo de baja potencia (ver figura 4.8).

# de etapa:	1	2	3
Tipo:	sencilla	sencilla	sencilla
GaAsFET:	NE71083	NE71083	NE900175
Ganancia requerida [dB]:	8	8	8
Potencia de operación [dBm]:	-1	+7	+15
Potencia a 1 dB [dBm]:	14	14	23
Respaldo [dBm]:	15	7	8
V_{DS} [V]:	3	3	8
I_{DS} [mA]:	30	30	90
Potencia consumida de C.D. [mW]:	90	90	720

Módulo de mediana potencia (ver figura 4.9).

# de etapa:	4	5
GaAsFET:	NE900275	NE900474-15
Ganancia requerida (dB):	7	6
Potencia de operación (dBm):	22	25
Potencia a 1 dB (dBm):	25	31
Respaldo (dBm):	3	6
V_{DS} (V):	8	8
I_{DS} (mA):	180	450
Potencia consumida de C.D. (mW):	1440	7200

Módulo de alta potencia (ver figura 4.7).

# de etapa:	6	7
GaAsFET:	NLZ1414-4A	NLZ1414-4A
Ganancia requerida (dB):	5	4.5
Potencia de operación (dBm):	33	34.5
Potencia a 1 dB (dBm):	35.5	35.5
Respaldo (dBm):	2.5	1
V_{DS} (V):	9	9
I_{DS} (A):	2.3	2.3
Potencia consumida de C.D. (W):	20.7	41.4

Como se puede observar en los datos anteriores, todos los transistores trabajarán en la zona lineal teniendo un cierto nivel de potencia de respaldo, lo que nos indica que la configuración propuesta puede funcionar de una manera confiable.

Habiendo analizado el régimen en el que trabajará cada uno de los transistores, se procede al análisis de los mismos en lo referente a las características de estabilidad y ganancia que es posible obtener de ellos.

Analizando las hojas de datos de cada uno de los transistores que intervienen en el diseño del APE, se encuentra que los transistores NE21414-4A y NE900474-15, están internamente acoplados a impedancias de 50 Ω , por lo que no requerirán del diseño de redes de acoplamiento para integrarlos en sus respectivos módulos de amplificación. Los demás transistores que intervienen en el diseño, requieren del análisis en cuanto a sus características de estabilidad y ganancia, para determinar los coeficientes de reflexión a los que conviene acoplar a fin de cumplir con las especificaciones establecidas. Las principales características obtenidas en el análisis se mencionan a continuación.

Para el transistor NE71003, se encontró una condición de estabilidad incondicional, es decir que los círculos de inestabilidad se encuentran afuera de la carta de Smith, por lo que al no haber intersección entre ellos y la carta de Smith, se podrá realizar el acoplamiento a cualquier coeficiente de

reflexión elegido convenientemente, sin correr riesgo de caer en una región inestable; lo anterior facilita la realización del acoplamiento para máxima ganancia. Las localizaciones de los círculos de estabilidad, el valor del factor K , los coeficientes de reflexión a los que acoplando se obtiene máxima ganancia y la localización de algunos círculos de ganancia de operación constante, se encuentran junto con algunas otras características en el listado de análisis del transistor NE71083 para las frecuencias de 14.0 a 14.5 que se incluyen en la sección IV.C.7.

Para el transistor NE900175, se observó también una característica de incondicionalmente estable en toda la banda de frecuencias a utilizar, además de ganancia de 11.6 [dB] en el extremo inferior de la banda (14.0 [GHZ]) y de 9.6 [dB] en el extremo superior (14.5 [GHZ]). En la sección IV.C.7 se incluye el análisis de este transistor en donde se presentan las localizaciones de los círculos de estabilidad para los puertos de entrada y salida del transistor, el valor del factor K , los coeficientes de reflexión para máxima ganancia, etc.

Como ya se mencionó, es de gran utilidad graficar en una carta de Smith varios círculos de ganancia de operación constante y los círculos de estabilidad de los puertos de entrada y salida del transistor, sin embargo, tomando en consideración la característica de incondicionalmente estable que presenta tanto el transistor NE71083 como el NE900175, se hace innecesaria dicha gráfica, ya que no se corre el riesgo de caer en alguna zona

inestable al realizar el acoplamiento.

Finalmente, llevando a cabo el análisis del transistor NE900275, se observa nuevamente la característica de incondicionalmente estable y la posibilidad de obtener una ganancia de 8.8 [dB] en el extremo inferior de la banda y 7.6 [dB] en el extremo superior. Los resultados del análisis que incluye para este transistor los mismos factores de análisis mencionados para los transistores anteriores, se encuentran en el listado de análisis que se presenta en la sección IV.C.7.

Observando los listados de análisis de los tres transistores mencionados, se verificó que son útiles para el cumplimiento de las especificaciones requeridas por los diversos módulos que integran al APE con lo que se procede a la siguiente fase de diseño.

IV.C.5. DISEÑO DE LAS REDES DE ACOPLAMIENTO.

Como ya se mencionó, los transistores NEZ1414-4A y NE900474-15, son del tipo internamente acoplado, por lo que tanto el módulo de alta potencia del APE como la etapa balanceada del módulo de mediana potencia, no requerirán del diseño de redes de acoplamiento. En cambio, el módulo de baja potencia y la etapa sencilla del módulo de mediana potencia, requieren del diseño de redes de acoplamiento adecuadas para

obtener los requerimientos especificados anteriormente; para ello, se procede como se muestra a continuación.

Módulo de Baja potencia. Habiendo realizado el análisis de los transistores que intervienen en este módulo y en base a la configuración planteada, se inició haciéndose el diseño de amplificadores de una sola etapa con cada uno de los transistores a usar, a fin de observar la dificultad que presentaban para obtener la ganancia requerida. En este tipo de amplificadores (de una sola etapa), se obtuvieron ganancias de alrededor de 9 [dB] en toda la banda haciendo uso del transistor NE71083, asimismo, se obtuvieron ganancias de alrededor de 9.5 [dB] usando el transistor NE900175. Este tipo de amplificadores "uni-etapa" hicieron uso de dos elementos a la entrada y dos a la salida.

Posteriormente y conociendo los valores de elementos de microcinta que lograban acoplamientos convenientes para los amplificadores uni-etapa, se llevaron a cabo diseños previos de tres etapas de amplificación en cascada, obteniéndose ganancias de alrededor de 27 [dB] en toda la banda, utilizando redes de acoplamiento de entrada y salida de dos elementos y redes de acoplamiento intermedias de tres elementos.

Cambiando las frecuencias de acoplamiento para cada una de las redes, se observó cual de los "arreglos" de acoplamiento en cuanto a frecuencia era el más conveniente. Algunos de los arreglos logran mucha ganancia en las frecuencias superiores de la banda pero muy poca en las frecuencias inferiores, otros

arreglos presentan la característica contraria, y algunos otros muestran ganancias más o menos planas en toda la banda de interés para este diseño.

Como son 4 redes de acoplamiento y 5 posibles frecuencias a las que puede realizarse el acoplamiento de cada una de las redes, existirán 625 posibles arreglos de la red en conjunto obteniendo con cada uno de ellos una respuesta diferente. Como se ve, el probar todos los posibles arreglos implicaría un gran consumo de tiempo, además, probando con arreglos significativos se puede observar la tendencia en el comportamiento de la ganancia y de otros parámetros, para así determinar rápidamente el que más convenga.

Una vez determinadas las frecuencias a las que conviene el acoplamiento de las diferentes redes para lograr una ganancia plana y máxima, es conveniente hacer variaciones manuales en los valores de impedancia y longitud, y analizar la repercusión que tienen estos cambios en la respuesta de la red. Las variaciones que hayan sido benéficas, se llevan a cabo para lograr el comportamiento óptimo de la red.

Adicionalmente, partiendo ya de la red que se tiene con valores de elementos convenientes para la respuesta deseada, se someten a un proceso de optimización automática que funciona de acuerdo a lo expuesto en las secciones II.A.4.b) y III.F.1, y proporciona los valores "óptimos" de los elementos que intervienen en las redes de acoplamiento.

Ya determinadas los valores de los elementos de las redes de acoplamiento que presentan una respuesta conveniente, es necesario agregar los capacitores que servirán para el bloqueo de la corriente directa que utilizan los transistores para su operación; estos capacitores se colocan uno en cada red de acoplamiento y en la posición más conveniente atendiendo a las dimensiones físicas de los segmentos de microcinta que realizan el acoplamiento. Su capacitancia se determina de manera que la parte reactiva no modifique considerablemente la respuesta obtenida antes de la inclusión de los capacitores.

Además de los capacitores, es necesario agregar, como primer elemento de la red de acoplamiento de entrada y como último elemento de la red de acoplamiento de salida, líneas terminales de 50 Ω y de longitud suficiente para poder ser unidos con soldadura a los conectores que estarán fijos al recinto que aloje al módulo diseñado. Agregados los elementos mencionados, se analiza la red final diseñada para verificar que la respuesta cumple con los requerimientos establecidos.

De la manera descrita en los párrafos anteriores se logró obtener el acoplamiento más conveniente para la obtención de máxima ganancia del módulo de baja potencia del APE, que fue de alrededor de 28 [dB], cumpliendo simultáneamente con tener un factor de estabilidad mayor a uno y pérdidas de regreso de entrada y salida mayores a 8 [dB].

En las redes obtenidas para acoplamiento que obtuvieron la

máxima ganancia, se determinaron las dimensiones físicas de los segmentos de microcinta, observándose la inconveniencia en la realización física de las mismas por la dificultad que presentaban para la inserción de los capacitores de bloqueo de C.D.. Ante tal problemática, se decidió modificar el número de elementos de la segunda red de acoplamiento intermedia -por ser la que mayor problema presentó-, agregando un elemento más: con esta nueva red de acoplamiento, se continuaron haciendo modificaciones al diseño a fin de obtener máxima ganancia asegurando a la vez la posibilidad de realizarlo físicamente. De esta manera, el diseño deseado fue obtenido utilizando una red de acoplamiento de entrada de tres elementos, la primera red de acoplamiento intermedia de tres elementos, la segunda red de acoplamiento intermedia de cuatro elementos y la red de acoplamiento de salida de dos elementos. Con este diseño, se obtuvo una ganancia de alrededor de 28 (dB).

Finalmente, se llevó a cabo la inserción de los capacitores para bloqueo de C.D. y se colocaron las líneas terminales de 50 Ω requeridas para la unión con los conectores de entrada y salida del módulo de baja potencia. Ya con todos los elementos integrantes del módulo diseñado, se llevó a cabo el análisis del mismo donde se observó una respuesta en la ganancia con pendiente positiva a lo largo de casi toda la banda, cambiando la pendiente en el extremo superior de la misma.

Las dimensiones físicas de los elementos y el análisis en que

se muestran la ganancia, el factor de estabilidad, las pérdidas de regreso a la entrada y salida, etc. se incluyen en la sección IV.C.7 así como el diagrama a escala del aspecto físico que tendrán los circuitos del módulo de baja potencia.

Etapa sencilla del módulo de mediana potencia. Partiendo del análisis del transistor NE900275, se diseñaron las redes de acoplamiento de entrada y salida para obtener máxima ganancia siguiendo un procedimiento similar al explicado para el diseño de la etapa de baja potencia del APE.

Las redes diseñadas, se lograron con dos elementos a la entrada y dos a la salida, obteniendo una ganancia más o menos plana en toda la banda de alrededor de 7.11 [dB], con un máximo en 7.38 [dB]; sin embargo, al incluir los capacitores para bloqueo de C.D. y las líneas terminales de 50 [Ω], la ganancia disminuyó obteniéndose la respuesta de ganancia más o menos plana en valores de alrededor de 7.04 [dB].

La línea terminal de entrada se consideró con una longitud de 75° grados eléctricos para permitir la unión con el conector de entrada del módulo de mediana potencia del APE, a diferencia de la línea terminal de salida que se consideró de una longitud de 45° grados eléctricos por ir unida al acoplador direccional que inicia la etapa balanceada de este módulo.

En la sección IV.C.7 se encuentra un listado con el diseño final de la etapa sencilla del módulo de mediana potencia del APE incluyendo un análisis del mismo y las dimensiones físicas de

los elementos compensando efectos de discontinuidades. En la misma sección se incluye un dibujo a escala de este diseño.

IV.C.6. DISEÑO DE ACOPLADORES DIRECCIONALES.

Las etapas balanceadas hacen uso de acopladores direccionales que cumplen la función de divisores de potencia cuando se encuentran a la entrada de la etapa y combinadores de potencia cuando se encuentran a la salida. Los módulos de alta y mediana potencia del APL hacen uso de este tipo de acopladores para sus etapas balanceadas por lo que a continuación se describe el procedimiento de diseño de los mismos.

El diseño de acopladores direccionales se basa en lo expuesto en la sección II.A.4.e) para el tipo de acopladores de 3 (dB), que dividen la potencia de entrada en dos, o la combinan logrando el doble, dependiendo de su posición. Como se expuso en esa sección los valores de impedancia de los brazos en serie deben ser de 35.4Ω y los de los brazos en paralelo de 50Ω , teniendo todos los brazos una longitud uniforme de un cuarto de longitud de onda. Para poder utilizar este tipo de acopladores en las etapas balanceadas que son parte integral de los módulos de mediana y alta potencia del APL es necesario que sean acoplables a las etapas de amplificación que interactúan con las etapas balanceadas y, en algunos casos, a los conectores

terminales de los módulos, así como a las cargas terminales que deben conectarse en el puerto del acoplador que no sea tomado como entrada ni como salida de la señal de radiofrecuencia que se esté amplificando; para ello, se requiere colocar líneas terminales de 50 Ω a la entrada de cada uno de sus puertos. La longitud de estas líneas terminales puede estandarizarse a un valor de un cuarto de longitud de onda para permitirles la interconexión con los elementos que les correspondan. De acuerdo a lo anterior, la configuración que toman los acopladores direccionales es mostrada en la figura 4.11.

La capacidad de potencia de las cargas terminales que se conectan a uno de los puertos del acoplador direccional, es la misma que el nivel de manejo de potencia de la etapa en la que se coloque el acoplador; dicha capacidad de potencia determina el tamaño de la carga terminal a usar, sin embargo, cualquiera que este sea, la carga terminal será conectable a una línea terminal de 50 Ω de la longitud estandarizada anteriormente ($\lambda/4$).

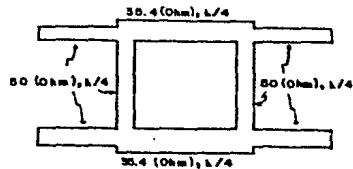


fig.4.11. Configuración de los Acopladores Direccionales Utilizados.

Considerando que tanto los acopladores que se utilizarán en el módulo de mediana potencia como los que se utilizarán en el módulo de alta potencia operarán en la misma banda de frecuencias, las dimensiones físicas que se obtienen son válidas para los acopladores usados en ambas etapas. Estas dimensiones se obtienen en base a lo expuesto en la sección II.A.1.2) para la frecuencia superior de la banda (14.5 [GHz]) y el material que se vaya a emplear en la realización física de los circuitos (Duroid 600). Mediante uso de la subrutina MICROS del programa DAMIC, se obtuvieron las dimensiones físicas de las líneas que integran los acopladores direccionales; dichas dimensiones son las siguientes.

Para los brazos en paralelo:

$Z = 50 \text{ } (\Omega)$ y $l = \lambda/4 = 90^\circ$ implica, ancho = 0.641 [mm]
longitud = 1.866 [mm]

Para los brazos en serie:

$Z = 35.4 \text{ } (\Omega)$ y $l = \lambda/4 = 90^\circ$ implica, ancho = 1.337 [mm]
longitud = 1.775 [mm]

En la sección siguiente se incluyen dibujos a escala de los acopladores direccionales a utilizar en los módulos de mediana y alta potencia del APE.

IV. C. 7. RESULTADOS Y ANALISIS FINAL DEL DISEÑO.

Al final de esta sección se encuentran los listados del análisis de los transistores NE71083, NE900175 y NE900275, ya que los otros transistores utilizados en el diseño del APE son internamente acoplados y por ello no requirieron de ser analizados. Además, se incluyen los resultados del diseño final del módulo de baja potencia del APE y de la etapa sencilla del módulo de mediana potencia del APE, así como diagramas ilustrativos de la disposición final que tendrán los elementos que integran a cada uno de los tres módulos del amplificador de potencia elevada.

Analizando los resultados anteriormente mencionados, se puede observar lo siguiente.

El módulo de baja potencia del APE tiene una ganancia mayor a 27 (dB) en toda su banda; comparando esta ganancia con la requerida por el módulo (24 dB), se aprecia que existe un excedente de al menos 3 (dB), los cuales nos ayudan para compensar las pérdidas que se introducen al llevar a cabo la construcción de los diseños.

El factor de estabilidad de este módulo es mayor a 7 en toda la banda de frecuencias, lo que asegura de sobra un funcionamiento estable para cualquier frecuencia de operación dentro de la banda de amplificación. Las pérdidas de regreso de entrada y salida son mayores a 8 (dB) en toda la banda de

frecuencias, encontrándose los valores mínimos en la frecuencia inferior de la banda (14 GHz); esto nos representa un buen acoplamiento para toda la banda de frecuencias tanto a la entrada como a la salida del módulo. El retardo de grupo es pequeño y más o menos constante para toda la banda de frecuencias, lo que asegura que no habrá distorsión en las señales amplificadas. Las dimensiones de los elementos compensando efectos de discontinuidades son realizables físicamente, además de ajustarse bastante bien a las dimensiones de los transistores y capacitores que integran al circuito de la etapa de baja potencia del APE.

La etapa sencilla del módulo de mediana potencia del APE tiene una ganancia de alrededor de 7.04 (dB), lo que supera tan sólo en 0.04 (dB) a la ganancia requerida de esa etapa; como se ve, el excedente en ganancia es insignificante por lo que se deberá poner especial cuidado en la construcción de esta etapa de amplificación a fin de lograr obtener al menos 6.5 (dB) de ganancia experimental, pudiéndose compensar el faltante con el exceso en la ganancia del módulo de baja potencia del APE. La característica que exhibe esta etapa sencilla en lo referente a estabilidad, muestra valores mayores a 2 a lo largo de toda la banda de operación, lo que da confianza para un funcionamiento estable. Las pérdidas de regreso a la salida son en toda la banda mayores a 10 (dB) lo que indica que existe un buen acoplamiento a la salida de esta etapa; a la entrada, existe un pequeño desacoplamiento en las frecuencias de la parte

interior de la banda ya que las pérdidas de regreso en esos puntos son de alrededor de 7.5 [dB], lo cual sin ser crítico, muestra un leve desacoplo para esas frecuencias. El resto de la banda se encuentra con un acoplamiento bastante bueno a la entrada ya que las pérdidas de regreso que presenta son mayores a 10. El retardo de grupo es muy pequeño y se conserva más o menos constante, por lo que se puede tener confianza en que no existirá distorsión de señal en esta etapa de amplificación. Las dimensiones físicas de los elementos que integran a la etapa sencilla del módulo de mediana potencia del APE, son realizables físicamente y los elementos que se conectan directamente a las terminales del transistor y de los capacitores de bloqueo de C.D., se adecuan bastante bien a las dimensiones de las mismas, por lo que la construcción del diseño puede realizarse con confianza de que no existirá gran dispersión de señales en la trayectoria que siguen en este circuito.

Las dimensiones físicas obtenidas en el diseño de los acopladores direccionales, se encuentran dentro de los límites de realizabilidad física, lo que permite construirlos con la mayor precisión posible para disminuir al mínimo las pérdidas que introducen.

Tomando en consideración que los transistores que integran la etapa balanceada del módulo de mediana potencia y todo el módulo de alta potencia del APE son internamente acoplados, la obtención de las características especificadas por el fabricante en cuanto

a ganancia y potencia, no representará para el constructor del diseño mayor problema que el de diseñar con la máxima precisión posible los acopladores direccionales y las líneas terminales con las que se interconectan, así como aplicar la soldadura de los conectores de entrada y salida de cada módulo con el mayor cuidado posible para reducir al mínimo las pérdidas.

En las páginas siguientes, se presentan los análisis de transistores y los resultados mencionados que al respecto del diseño del amplificador de potencia elevada, tienen lugar.


```

*****
*****
**          DISEÑO DE AMPLIFICADORES          **
**          PARA MICROWAVES                   **
**          ANU 1987                          **
*****
*****

```

HOY ES VIEN 03 JUL 1987 A SON LAS 12:06 31 HORAS

ESTE PROGRAMA ANALIZA LA TRANSMISION RETENIDA PARA SU UTILIZACION EN EL DISEÑO DEL MODELO DE BANDA POTENCIA DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA ELEVENA.

1

***** ANALISIS DEL TRANSISTOR N71AP ***** NBT1083 *****

PARAMETROS EN SISTEMA DE 50 OHMS INFO GANANCIA-ESTABILIDAD

FREC GHZ	S11		S12		S21		S22		S21 DB	K	DELTA MAG
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG			
14.0	0.470	-117	0.090	-142	2.010	-153	0.340	-148	6.1	1.4	0.145
14.1	0.467	-118	0.091	-143	2.011	-152	0.337	-148	6.0	1.4	0.146
14.2	0.465	-118	0.091	-143	1.991	-154	0.334	-148	6.0	1.4	0.144
14.3	0.464	-111	0.092	-146	1.979	-156	0.331	-148	5.9	1.4	0.143
14.4	0.463	-117	0.093	-148	1.971	-157	0.329	-148	5.9	1.4	0.141
14.5	0.462	-117	0.094	-147	1.963	-154	0.327	-148	5.9	1.4	0.140

LOCALIZACION DE LOS PUNTOS DE ESTABILIDAD

FREC	MAG	PLANO DE ENTRADA		RAD	ESTABLE	MAG	ANG	PLANO DE SALIDA		RAD	ESTABLE
		MAG	ANG					MAG	ANG		
14.00	0.466	-109.2	1.51	AFuera	1.338	149.7	0.67	AFuera			
14.10	0.470	-107.0	1.42	AFuera	1.342	150	0.65	AFuera			
14.20	0.466	-105.3	0.93	AFuera	1.355	152.4	0.62	AFuera			
14.30	0.466	-103.3	0.74	AFuera	1.367	154.7	0.59	AFuera			
14.40	0.466	-101.7	0.58	AFuera	1.378	156.7	0.57	AFuera			
14.50	0.466	-99.3	0.45	AFuera	1.388	158.4	0.56	AFuera			

REGION ESTABLE AFuera C ACENTRO DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD

COEFICIENTES DE REFLEXION PARA MAXIMA GANANCIA ESTABLE

FREC GHZ	PLANO DE ENTRADA		REFLEXION DBMS	PLANO DE SALIDA		REFLEXION DBMS	K
	MAG	ANG		MAG	ANG		
14.00	0.660	-109.2	15.1	-101.22	0.702	149.7	1.4

14 10
 14 20
 14 30
 14 40
 14 50

1000
 1000
 1000
 1000
 1000

1000
 1000
 1000
 1000
 1000

1000
 1000
 1000
 1000
 1000

*** TRANSISTOR INDIC. CI-FALCONE DETAIL ***

1000
 1000
 1000
 1000
 1000
 1000
 1000
 1000

1000
 1000
 1000
 1000
 1000
 1000
 1000
 1000

1000
 1000
 1000
 1000
 1000
 1000
 1000
 1000

0-0-0-0
 0-0-0-0
 0-0-0-0
 0-0-0-0
 0-0-0-0

14. 10	0. 693	56. 1	36. 7	+J(81. 3)	0. 525	-143. 3	17. 1	+J(-14. 8)	10. 9
14. 20	0. 678	61. 2	33. 5	+J(73. 7)	0. 483	-141. 1	19. 3	+J(-15. 3)	10. 4
14. 30	0. 674	66. 3	29. 8	+J(67. 6)	0. 450	-138. 6	21. 2	+J(-15. 8)	10. 0
14. 40	0. 679	71. 2	26. 4	+J(62. 8)	0. 425	-135. 2	23. 0	+J(-16. 8)	9. 7
14. 50	0. 691	75. 9	22. 9	+J(58. 8)	0. 407	-130. 4	24. 7	+J(-18. 3)	9. 6

*** TRANSISTOR INCONDICIONALMENTE ESTABLE ***

GPMAX= 10.04348DB FREQ = 14.300 [GHz]

CIRCULOS DE GANANCIA DE OPERACION CONSTANTE

GANANCIA (DB)	RADIOS	CENTRO. MAG	CENTRO. ANG
5.04000	0.78235	0.15409	-138.61401
5.04000	0.72374	0.19208	-138.61401
7.04000	0.64731	0.23885	-138.61401
8.04000	0.54465	0.29613	-138.61404
9.04000	0.39375	0.36582	-138.61401
10.04000	0.02386	0.44992	-138.61401

```

*****
*****
**          DISEÑO DE AMPLIFICADORES          **
**          PARA MICROONDAS                   **
**                                          **
*****
*****

```

HOY ES VIE 03 JUL 1987 A SON LAS 12:08:53 HORAS

ESTE PROGRAMA ANALIZA EL TRANSISTOR NE900275 PARA SU UTILIZACION EN EL DISEÑO DEL MÓDULO DE MEDIANA POTENCIA DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA ELEVADA

1

***** ANALISIS DEL GAASFET NR240 ***** N900275 *****

PARAMETROS-S EN SISTEMA DE 50 OHMS INFI GANANCIA-ESTABILIDAD

FREC GHZ	S11		S12		S21		S22		S21 DB	K FACT	DELTA MAG
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG			
14.0	0.700	-93.	0.060	-115.	1.720	-143.	0.340	115.	4.7	2.0	0.157
14.1	0.701	-96.	0.058	-116.	1.657	-143.	0.328	111.	4.4	2.0	0.160
14.2	0.705	-90.	0.054	-121.	1.617	-148.	0.319	108.	4.2	2.4	0.161
14.3	0.713	-83.	0.051	-125.	1.570	-150.	0.312	101.	3.9	2.0	0.165
14.4	0.722	-56.	0.049	-127.	1.527	-153.	0.307	94.	3.7	2.0	0.170
14.5	0.734	-59.	0.045	-134.	1.457	-156.	0.305	91.	3.4	2.9	0.176

LOCALIZACION DE CIRCULOS DE ESTABILIDAD

FREC	PLANO DE ENTRADA				PLANO DE SALIDA			
	MAG	ANG	RAD	ESTABLE	MAG	ANG	RAD	ESTABLE
14.00	1.396	41.5	0.22	AFUERA	2.628	-100.	1.14	AFUERA
14.10	1.398	44.9	0.30	AFUERA	2.724	-115.	1.12	AFUERA
14.20	1.391	48.2	0.18	AFUERA	2.819	-119.	1.15	AFUERA
14.30	1.380	51.6	0.17	AFUERA	2.884	-110.	1.14	AFUERA
14.40	1.364	54.9	0.15	AFUERA	2.928	-105.	1.12	AFUERA
14.50	1.343	58.1	0.13	AFUERA	2.939	-100.	1.10	AFUERA

REGION ESTABLE AFUERA O ACENTRO DEL CIRCULO DE ESTABILIDAD

COEFICIENTES DE REFLEXION PARA MAXIMA GANANCIA ESTABLE

FREC GHZ	PLANO DE ENTRADA				PLANO DE SALIDA			
	GAMMA MAG	ANG	IMPEDANCIA OHMS	IMPEDANCIA OHMS	GAMMA MAG	ANG	IMPEDANCIA OHMS	IMPEDANCIA OHMS
14.00	0.798	41.5	48.8	114.1	0.494	-123.7	01.1	112.5

14.10	0.748	44.9	44.1	+0.105	0.463	-114	23.8	+0.124	8.4
14.20	0.747	46.2	45.0	+0.099	0.442	-115	23.5	+0.125	8.1
14.30	0.749	51.6	54.6	+0.093	0.425	-110	27.0	+0.128	7.3
14.40	0.753	54.9	50.9	+0.087	0.412	-109	26.8	+0.128	7.7
14.50	0.762	58.1	47.0	+0.083	0.407	-106	31.7	+0.130	7.4

*** TRANSISTOR INCONDICIONALMENTE ESTABLE ***
 GPMA# 7.835600B FREQ = 14.000 GHz
 CIRCULOS DE GANANCIA DE OPERACION CONSTANTE
 GANANCIA:DB RADIO CENTRO: MAG CENTRO: ANG

3.83000	0.72050	0.18538	-1.0	81042
4.83000	0.64410	0.22955	-1.0	81042
5.83000	0.56168	0.28317	-1.0	81042
6.83000	0.39361	0.34765	-1.0	81042
7.83000	0.03000	0.42442	-1.0	81042

1

```

*****
*****
**                               **
**   DISEÑO DE AMPLIFICADORES   **
**                               **
**   PARA MICROONDAS           **
**                               **
**                               **   AVV **
*****
*****

```

HOY ES MIER 05 JUL 1987 Y SON LAS 14:40:17 HORAS

EN ESTE LISTADO SE PRESENTAN LOS RESULTADOS FINALES OBTENIDOS EN EL DISEÑO DEL MÓDULO DE BAJA POTENCIA DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA ELEVADA UTILIZANDO TRES ETAPAS SENCILLAS DE AMPLIFICACIÓN CON DOS TRANSISTORES NE71083 Y UN NE900175

FREC. INF : 14.00 GHZ FREC. CENTRAL : 14.30 GHZ FREC. SUP : 14.50 GHZ
 ATENUACION : 0.20 DB/LAMBDA NUMERO DE ELEMENTOS : 21

ELEMENTO #	TIPO	Z(OHMS)	LONG/LAMBDA	LONG (GRADOS)
1	LA	50.000	0.208	75.000
2	CS	1.000	0.000	0.000
3	LA	50.000	0.125	45.000
4	LA	21.000	0.331	119.160
5	LA	50.000	0.364	131.040
6	FT	0.000	0.000	0.000
7	LA	35.000	0.167	60.120
8	LA	50.000	0.151	54.360
9	CS	1.000	0.000	0.000
10	LA	30.000	0.151	54.360
11	FT	0.000	0.000	0.000
12	LA	30.000	0.167	60.000
13	LA	52.000	0.153	55.080
14	CS	1.000	0.000	0.000
15	LA	40.000	0.215	77.400
16	LA	50.000	0.213	76.680
17	FT	0.000	0.000	0.000
18	LA	20.730	0.105	37.800
19	LA	53.395	0.222	79.920
20	CS	1.000	0.000	0.000
21	LA	50.000	0.208	75.000

ELEMENTO # 2 CS TRANSISTOR TIPO : N71AP= NE71083
 ELEMENTO # 9 CS TRANSISTOR TIPO : N71AP= NE71083
 ELEMENTO # 17 CS TRANSISTOR TIPO : N91AP= NE900175

SM11 SA11 SM12 SA12 SM21 SA21 SM22 SA22

ELEMENTO #	% ES	TRANSISTOR	TIPO :	N71AP				
1	0.470	117.000	0.090	-12.000	2.020	-50.000	0.540	-144.000
2	0.467	119.030	0.091	-13.420	2.004	-51.850	0.537	-145.250
3	0.465	113.040	0.092	-14.820	1.991	-53.680	0.534	-146.510
4	0.464	111.030	0.092	-16.190	1.979	-55.550	0.531	-147.780
5	0.463	109.020	0.093	-17.530	1.970	-57.440	0.529	-149.080
6	0.463	107.000	0.094	-18.840	1.963	-59.360	0.527	-150.390
ELEMENTO # 11 ES TRANSISTOR TIPO : N71AP								
1	0.470	117.000	0.090	-12.000	2.020	-50.000	0.540	-144.000
2	0.467	119.030	0.091	-13.420	2.004	-51.850	0.537	-145.250
3	0.465	113.040	0.092	-14.820	1.991	-53.680	0.534	-146.510
4	0.464	111.030	0.092	-16.190	1.979	-55.550	0.531	-147.780
5	0.463	109.020	0.093	-17.530	1.970	-57.440	0.529	-149.080
6	0.463	107.000	0.094	-18.840	1.963	-59.360	0.527	-150.390
ELEMENTO # 17 ES TRANSISTOR TIPO : N91AP								
1	0.580	147.000	0.080	-157.000	2.600	-128.000	0.340	157.000
2	0.579	142.950	0.077	-161.750	2.477	-130.740	0.330	155.190
3	0.563	130.990	0.075	-166.850	2.399	-133.750	0.300	153.850
4	0.543	120.990	0.073	-172.330	2.309	-136.980	0.280	151.780
5	0.509	109.670	0.072	-177.810	2.227	-140.460	0.260	149.720
6	0.627	73.570	0.072	175.500	2.154	-144.190	0.242	146.870

ANALIZ

FREC (GHZ)	GANANCIA (DB)	ESTAB (NUM)	FAC. RUIDO (DB)	P. R. (ENT) (DB)	P. R. (SAL) (DB)	RET. GRUPO (MSEG)	PTE. GAN (DB/MHZ)
14.00	27.07	11.91	6.16	8.79	8.13	0.664	0.00484
14.10	27.67	11.13	4.57	11.63	10.43	0.753	0.00684
14.20	28.40	11.20	3.40	17.03	14.78	0.324	0.00795
14.30	28.94	12.14	3.00	29.08	22.62	0.812	-0.00030
14.40	28.33	14.05	2.85	20.27	17.74	0.744	-0.01103
14.50	27.13	16.76	3.28	15.48	12.96	0.708	-0.01036

BURCID = 010 , 1 02 , ED

KR = . 10.50 H = 0.6350 T = : 0.0356

MICROS

ELEMENTO #	TIPO	Z (OHMS)	LONG (MM)	ANCHO (MM)
1	LA	50.00	1.555	0.641
2	CS	1.00	1.100	0.000
3	LA	50.00	0.933	0.641
4	LA	21.00	2.220	3.020
5	LA	30.00	2.717	0.641
6	PT	0.00	2.000	0.000
7	LA	39.00	1.201	1.111
8	LA	50.00	1.127	0.641
9	CS	1.00	1.100	0.000
10	PT	50.00	1.127	0.641
11	PT	0.00	2.000	0.000
12	LA	30.00	1.157	1.784
13	LA	52.00	1.149	0.584

14	CS	1.00	1.100	0.000
15	LA	40.00	1.552	1.056
16	LA	50.00	1.590	0.641
17	FT	0.00	3.000	0.000
18	LA	20.73	0.704	3.072
19	LA	53.39	1.673	0.546
20	CS	1.00	1.100	0.000
21	LA	50.00	1.555	0.641

VALORES DE LOS ELEMENTOS COMPENSANDO EFECTOS DE DISCONTINUIDADES

ELEMENTO *	TIPO	Z (OHMS)	LONG (MM)	ANCHO (MM)
1	LA	50.00	1.555	0.641
2	CS	1.00	1.100	0.000
3	LA	50.00	1.130	0.641
4	LA	21.00	1.826	3.020
5	LA	50.00	2.913	0.641
6	FT	0.00	2.000	0.000
7	LA	39.00	1.109	1.111
8	LA	50.00	1.220	0.641
9	CS	1.00	1.100	0.000
10	LA	50.00	1.127	0.641
11	FT	0.00	2.000	0.000
12	LA	30.00	1.000	1.784
13	LA	52.00	1.307	0.584
14	CS	1.00	1.100	0.000
15	LA	40.00	1.467	1.056
16	LA	50.00	1.675	0.641
17	FT	0.00	3.000	0.000
18	LA	20.73	0.498	3.072
19	LA	53.39	1.879	0.546
20	CS	1.00	1.100	0.000
21	LA	50.00	1.555	0.641


```

*****
*****
**          **
**  DISEÑO DE AMPLIFICADORES  **
**          **
**  PARA MICROONDAS          **
**          **
*****
*****

```

HOY ES MIÉRCOLES 06 JUL 1997 A SON LAS 15 09 34 HORAS

EN ESTE LISTADO SE PRESENTAN LOS RESULTADOS FINALES OBTENIDOS EN EL DISEÑO DE LA ETAPA SENCILLA DEL MÓDULO DE MEDIANA POTENCIA DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA ELEVADA UTILIZANDO UN TRANSISTOR MESOCÓDAS

FREC INF 14.00 GHZ FREC CENTRAL : 14.30 GHZ FREC SUP 14.60 GHZ
 ATENUACION : 0.20 DB/LAMBDA NUMERO DE ELEMENTOS : 9

ELEMENTO #	TIPO	Z OHMS)	LONG./LAMBDA	LONG	GRADOS
1	LA	50.000	0.308	75.000	
2	CS	5.000	0.000	0.000	
3	LA	31.000	0.190	59.600	
4	LA	52.500	0.185	66.600	
5	FT	0.000	0.000	0.000	
6	LA	41.000	0.400	144.000	
7	LA	31.500	0.195	70.300	
8	CS	5.000	0.000	0.000	
9	LA	50.000	0.125	45.000	

ELEMENTO # 5 ES TRANSISTOR TIPO . N92AP

ELEMENTO #	SM11	SA11	SM12	SA12	SM21	SA21	SM22	SA22
5 ES TRANSISTOR TIPO . N92AP								
1	0.700	-42.000	0.060	-115.000	1.720	-143.000	0.540	115.000
2	0.701	-46.300	0.054	-116.000	1.667	-146.300	0.325	116.300
3	0.706	-49.620	0.054	-121.300	1.617	-147.840	0.319	106.300
4	0.713	-52.890	0.051	-125.100	1.570	-150.120	0.312	101.100
5	0.722	-56.090	0.045	-129.090	1.521	-152.670	0.307	96.090
6	0.734	-59.190	0.045	-133.910	1.487	-155.710	0.305	90.910

ANALIX

FREC (GHZ)	GANANCIA (DB)	ESTAB (NUM)	FAC RUIDO (DB)	F. R. CENT. (DB)	F. R. SEA. (DB)	RET GRUPO (MSEG)	FTE GAN (DB)
14.00	7.09	2.22	2.71	6.82	12.87	0.252	10115
14.10	7.15	2.49	2.73	8.65	14.55	0.207	10110
14.20	7.24	2.66	2.77	11.13	17.62	0.174	10052

216

14.30	7.26	2.87	2.89	14.99	23.08	0.313	-0.00025
14.40	7.19	2.08	2.91	20.25	28.42	0.326	-0.00110
14.50	7.04	3.20	3.02	17.81	20.96	0.334	-0.00190

BURKID 6010 , 1 03 , ED

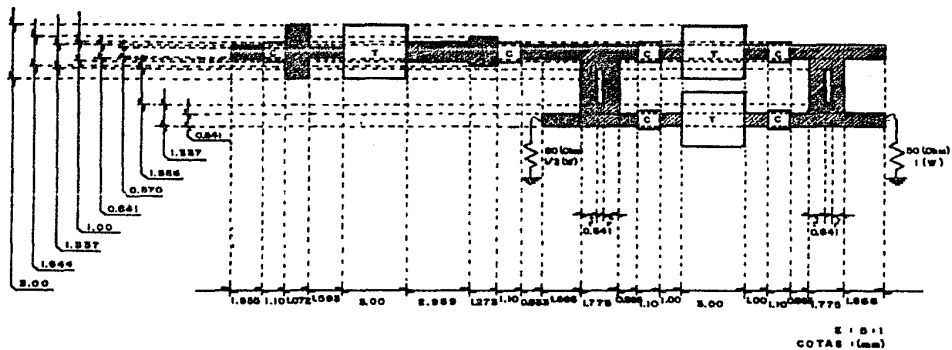
KR = 10.50 H = 0.6350 T = 0.0356

MICRDS

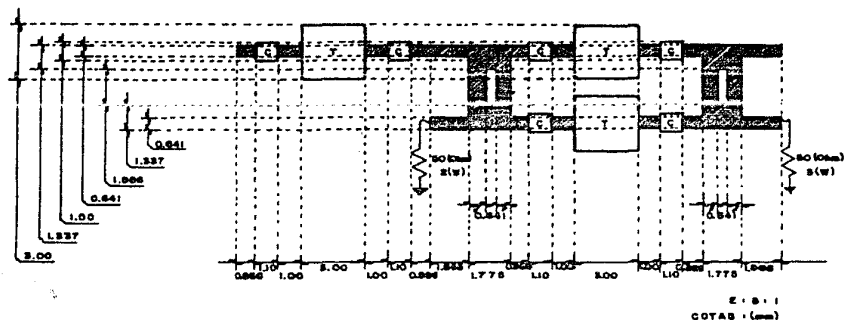
ELEMENTO #	TIPO	Z(OHMS)	LONG(MM)	ANCHO(MM)
1	LA	50.00	1.555	0.641
2	CS	5.00	1.100	0.000
3	LA	21.00	1.274	3.020
4	LA	52.50	1.391	0.570
5	FT	0.00	3.000	0.000
6	LA	41.00	2.898	1.004
7	LA	31.50	1.364	1.644
8	CS	5.00	1.100	0.000
9	LA	50.00	0.933	0.641

VALORES DE LOS ELEMENTOS COMPENSANDO EFECTOS DE DISCONTINUIDADES

ELEMENTO #	TIPO	Z(OHMS)	LONG(MM)	ANCHO(MM)
1	LA	50.00	1.555	0.641
2	CS	5.00	1.100	0.000
3	LA	21.00	1.072	3.020
4	LA	52.50	1.593	0.570
5	FT	0.00	3.000	0.000
6	LA	41.00	2.989	1.004
7	LA	31.50	1.273	1.644
8	CS	5.00	1.100	0.000
9	LA	50.00	0.933	0.641



ASPECTO FINAL DEL CIRCUITO DEL MODULO DE MEDIANA POTENCIA DEL APE.



ASPECTO FINAL DEL CIRCUITO DEL MODULO DE ALTA POTENCIA DEL A.P.E.

IV.D. DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR.

En la realización del diseño del preamplificador, se siguió nuevamente la metodología propuesta en la sección de fases del diseño (capítulo III); la consecución de dichas fases se reporta a continuación.

IV.D.1. ESPECIFICACIONES.

Como se observa en la figura 4.5 (sección IV.B.2), el preamplificador deberá cumplir la función de elevar la potencia de las señales desde un nivel de potencia bajo entregado por el atenuador PIN (-33 [dBm]), hasta la potencia de 0 [dBm] con que se introducen las señales en el mezclador 2; de acuerdo a lo anterior, la ganancia del preamplificador deberá ser de 33 [dB]. Esta amplificación tendrá lugar en la banda de frecuencias de 3.2 a 3.7 [GHz], lo que origina un ancho de banda de 500 [MHz].

Así, las especificaciones del preamplificador se enlistan a continuación:

-Potencia de entrada	-33 [dBm]
-Potencia de salida	0 [dBm]
-Ganancia	33 [dB]
-Rango de frecuencias	3.2 a 3.7 [GHz]
-Ancho de banda	500 [MHz]

Esquemáticamente, el preamplificador y sus especificaciones se muestran en la figura 4.12.

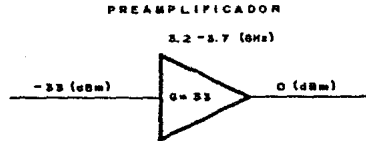


fig.4.12. Especificaciones del Preamplificador.

IV.D.2. CONSIDERACIONES PARTICULARES.

Al igual que en el diseño del APE, además de las consideraciones generales que se toman en cuenta para llevar a cabo un diseño, para el preamplificador se tienen algunas consideraciones particulares que pueden resumirse en lo que se expone a continuación.

Debido a la posición que el preamplificador guarda en la disposición del subsistema transmisor (figura 4.5), y atendiendo al concepto de ruido en cascada expuesto en la sección II.A.4.c), se ve que la contribución de ruido de este componente será de las que más afectan al ruido total del subsistema transmisor, por lo

que conviene diseñarlo atendiendo al ruido que cada uno de los elementos a utilizar introduzca. No obstante lo anterior, la característica fundamental con la que debe cumplirse es la de lograr la ganancia requerida del preamplificador; considerando además que debido a las pérdidas introducidas por conectores, capacitores y demás elementos que introducen pérdidas, ya mencionados en el diseño del APE, deberá diseñarse el preamplificador con un excedente de ganancia que compense dichas pérdidas.

IV.D.3. SELECCION DE TRANSISTORES Y CONFIGURACION.

Tomando en cuenta tanto las especificaciones que deseamos cumplir como las consideraciones particulares propias del preamplificador y siguiendo un procedimiento como el propuesto en la sección III.E. los transistores factibles a utilizarse para este diseño fueron alrededor de 10 diferentes fabricados por la compañía "NEC Corporation" de los que por ser de bajo ruido, bajo costo, cumplir con las características de ganancia requerida en la banda de frecuencias a utilizar, etc., se seleccionó el transistor NE720A9-A cuyas principales características son:

-Banda de frecuencias recomendadahasta 8 [GHz]

-Potencia a 1 dB15 [dBm]

- Figura de ruido óptima 1 (dB)
- Ganancia asociada 11 (dB)
- Máxima ganancia disponible 16 (dB)

Algunas otras características también de importancia como los parámetros R , parámetros eléctricos, dimensiones físicas, etc., se encuentran en las hojas de datos incluídas en el apéndice A.

Con este transistor se realizó el diseño del preamplificador utilizando una configuración de tres etapas sencillas de amplificación en cascada como lo muestra la figura 4.13.

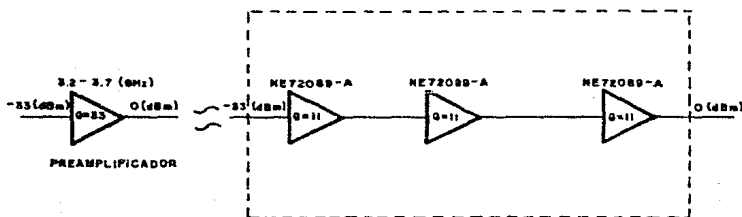


fig.4.13. Configuración del Preamplificador.

El parámetro de ganancia asociada obtenido de las hojas de datos del transistor a usar, está establecido para frecuencia de 4 GHz, sin embargo, en las mismas hojas de datos se puede apreciar que cuando el transistor se trabaja a menor frecuencia,

la ganancia asociada es mayor y como en el preamplificador se utilizarán los transistores en la banda de frecuencias de 3.2 a 3.7 [GHZ], se podrá obtener una más alta ganancia asociada. Además, tomando en cuenta que la máxima ganancia disponible a 4 [GHZ] es de 16 [dB], un acoplamiento apropiado permitirá el logro de un excedente en la ganancia que compense las pérdidas mencionadas en las consideraciones particulares.

Atendiendo a las consideraciones contempladas en la sección anterior, y la posibilidad que los transistores y la configuración seleccionada presentan, se intentarán hacer los acoplamientos para lograr una ganancia de al menos 36 [dB] lo que considera un excedente de 3 [dB] con respecto a la ganancia requerida.

IV.D.4. ANALISIS DE TRANSISTORES.

Primeramente, es conveniente hacer un análisis del régimen en el que trabajarán los transistores:

De acuerdo a las ganancias a las que se pretende que opere cada uno de los transistores, es posible obtener la potencia de salida de los mismos, que al compararla con la potencia a 1 dB de compresión especificada por el fabricante, proporciona una medida del respaldo con el que estarán trabajando dichos transistores: en otras palabras, el respaldo da una medida de

la seguridad que se tiene de que los transistores no estarán operando en saturación.

A continuación se enlistan las características a las que se piensa operar los transistores así como los respaldos con los que trabajarán y los parámetros eléctricos para polarizar a los transistores de manera que funcionen en el punto de operación deseado:

# de etapa:	1	2	3
GaAsFET:	NE72089-A	NE72089-A	NE72089-A
Ganancia requerida [dB]:	12	12	12
Potencia de operación [dBm]:	-21	-9	+3
Potencia a 1 dB [dBm]:	15	15	15
Respaldo [dBm]:	36	24	12
V _{DS} [V]:	4	4	4
I _{DS} [mA]:	30	30	30
Potencia consumida de C.D. [mW]	120	120	120

Como puede apreciarse, los tres transistores que integran al preamplificador trabajarán con bastante holgura en cuanto a potencia lo que da la seguridad de que la configuración elegida tendrá un funcionamiento confiable.

Para verificar que los transistores elegidos cumplen con los requisitos de estabilidad y ganancia establecidos anteriormente, se procedió a realizar el análisis que se describe:

Con los parámetros S del transistor que se pretende utilizar en el diseño del preamplificador, es posible obtener los círculos de estabilidad y de ganancia constante de acuerdo a lo expuesto en la sección de criterios para el diseño (II.A.4.a); esta tarea, como ya se mencionó en el capítulo III, se facilita mucho con el empleo de programas de computadora, en particular, del programa DAMIC.

Tomando en consideración que el diseño del preamplificador se pretende que amplifique en la banda de 3.2 a 3.7 [GHZ], se requiere de los parámetros S para varias de las frecuencias dentro de la banda de interés a fin de analizar el comportamiento de los transistores en toda la banda mencionada; para ello, es necesario efectuar una interpolación entre los datos de parámetros S que son presentados por el fabricante para las frecuencias de 2 y 4 [GHZ].

Las frecuencias para las que se obtuvieron los parámetros S utilizando un método de interpolación lineal, fueron las de 3.2, 3.3, 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 [GHZ]; aunque la variación de los parámetros S con la frecuencia no es lineal, el error introducido con el uso de interpolación lineal no es significativo, lo que hace válido su empleo.

Ya obtenidos los parámetros S del transistor para las frecuencias mencionadas, se introdujeron con un formato previamente establecido al programa DAMIC que haciendo uso de una subrutina de análisis de transistores, entrega los

valores de los factores K y A para cada una de las frecuencias, la localización de los círculos de estabilidad de los puertos de entrada y salida, los coeficientes de reflexión y sus impedancias correspondientes en los puertos de entrada y salida a los que hay que acopiar para obtener máxima ganancia estable, la potencialidad de estabilidad y la localización de círculos de ganancia de operación constante para las frecuencias a las que el diseñador lo requiera.

Un listado de los resultados obtenidos en el análisis del transistor NE72089-A, se incluye en la sección IV.D.6 y en él, se observa una característica de transistor potencialmente estable; además, se ve que las máximas ganancias estables en las frecuencias inferior (3.2 [GHz]), de 3.5 [GHz], y superior (3.7 [GHz]) fueron de 14.0, 13.7 y 13.7 [dB] respectivamente, lo que permite obtener una ganancia mayor que la planteada en la configuración elegida, esto garantiza obtener con mayor seguridad en la realización física, mínimamente la ganancia requerida.

Con los datos proporcionados por el programa de análisis del transistor que da las localizaciones de los círculos de estabilidad, es de gran utilidad graficarlos en una carta de Smith junto con algunos círculos de ganancia, para visualizar los coeficientes de reflexión que permiten obtener máxima ganancia sin correr el riesgo de caer en zonas de inestabilidad. Una carta de Smith con los círculos mencionados graficados en

ella, se incluye en la sección IV.D.6 en donde se observa ~~que~~ no hay gran peligro de entrar en áreas de inestabilidad para obtener una ganancia conveniente de los transistores.

IV.D.5. DISEÑO DE LAS REDES DE ACOPLAMIENTO.

Hecho el análisis de los transistores, se realizó el diseño de redes de acoplamiento con la ayuda del programa DAMIC. Como fué explicado en la sección III.F.1, este programa es útil en el diseño de redes de acoplamiento utilizando alternativamente si así lo desea el diseñador, las técnicas de acoplamiento exacto y optimización para el logro del diseño de las redes.

Utilizando el programa DAMIC, se siguió el procedimiento que a continuación se explica para la obtención de las redes de acoplamiento adecuadas a la obtención de máxima ganancia del preamplificador.

Se planteó la configuración de una red inicial con la utilización de segmentos de línea de transmisión en serie de valores arbitrarios dentro de los límites de realizabilidad física establecidos en base a lo expuesto en la sección de la microcinta (II.A.1) y de acuerdo a las especificaciones del material que se piensa utilizar para la elaboración de los circuitos (Duroid 6010). Dicha configuración, consistió en redes de acoplamiento de entrada y salida (RAE y RAS) de dos elementos,

por estar acopladas a una impedancia real de 50 Ω (impedancias extremas) y redes intermedias (RAI_1 y RAI_2) de tres elementos ya que acoplan coeficientes de reflexión de entrada y salida de los transistores (ambos complejos), como lo muestra la figura.

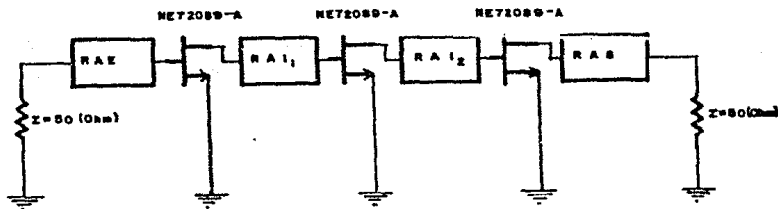


fig.4.14. Redes de Acoplamiento en el Preamplificador.

Ordenando a la computadora el acoplamiento de cada una de las redes para diferentes frecuencias, se obtienen resultados diversos; algunos proporcionan ganancia plana, en otros es más grande en uno de los extremos pero baja en el otro, por ello, se sigue un procedimiento como el descrito en el diseño del APE, en el que probando varias alternativas (cambiando la frecuencia de acoplamiento) se observa la tendencia en el comportamiento de la ganancia (y de otros parámetros) y se elige la que más convenga, que en nuestro caso es la que proporciona una ganancia plana máxima. Además de ello, se varían manualmente tanto la

impedancia como la longitud tratando de obtener un mejoramiento en dicha respuesta. Después, el circuito así obtenido se somete a un proceso de optimización automática que, como se explicó en las secciones II.A.4.b) y III.F.1 proporciona los valores "óptimos" de los elementos que intervienen en las redes de acoplamiento.

Por último, se insertan los capacitores de bloqueo de C.D. en el sitio y con el valor más adecuado, así como líneas terminales de 50 Ω de longitud suficiente para su interconexión con los conectores de salida, realizándose un análisis de esta red final para verificar que no haya habido cambios muy críticos en la respuesta con la introducción de estos elementos.

En la sección siguiente (IV.D.6), se incluye un listado con los valores de los elementos que integran al circuito preamplificador diseñado. Además se incluye el análisis de ganancia, estabilidad, factor de ruido, pérdidas de regreso a la entrada y a la salida, retardo de grupo y pendiente de la ganancia para las frecuencias de interés de la banda.

Finalmente, se incluyen las dimensiones de los segmentos de microcinta que deberán colocarse al realizar la construcción del diseño logrado; estos valores se dan para el material que se piensa utilizar (Duroid 6010) y están modificados para compensar los efectos de discontinuidades, con ellos hemos dibujado un diagrama del circuito final a escala y se incluye también en la siguiente sección.

IV.D.6. RESULTADOS Y ANALISIS FINAL DEL DISEÑO.

Al final de esta sección se incluyen los listados del análisis del transistor NE72089-A utilizado en el diseño del preamplificador, además de las dimensiones finales de los elementos de las redes de acoplamiento y un diagrama que muestra la distribución de los mismos, quedando así terminado el diseño del preamplificador.

Analizando la respuesta obtenida en cuanto a ganancia, que es el parámetro que más nos interesa en este diseño, se observó que con la red de 19 elementos -incluyendo capacitores y líneas terminales-, se obtuvo un amplificador de tres etapas con una respuesta en ganancia de alrededor de 42 (dB) con pendiente bastante plana como se observa en la última columna que proporciona la subrutina ANALIX (pte. gan.); a este respecto, se ve que el diseño logrado supera en 9 (dB) a la especificación de ganancia requerida por el preamplificador, este excedente permite tolerar las pérdidas introducidas por conectores, puntos de soldadura, etc. ya mencionados.

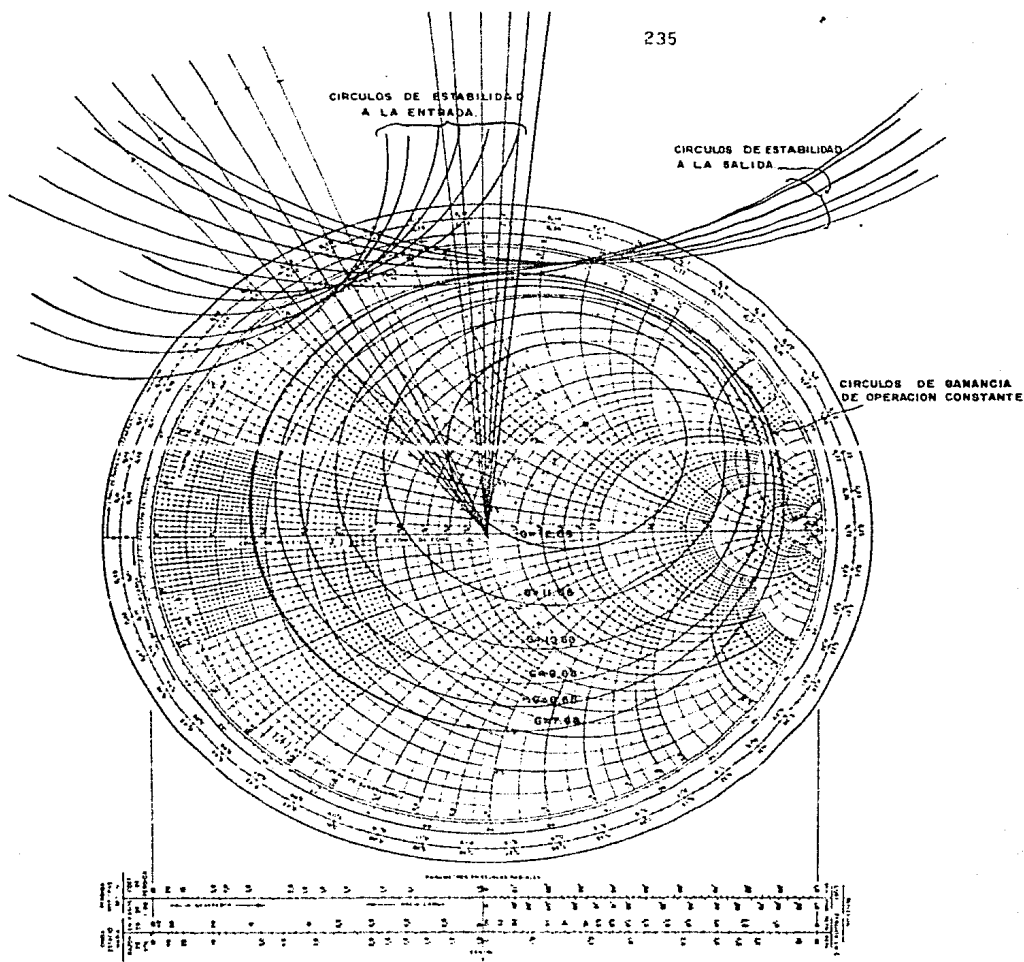
Al llevar a cabo la construcción del diseño, es necesario que la potencia de salida del preamplificador no supere el nivel de potencia especificado para la entrada del mezclador 2, ya que esto podría repercutir a la salida del mismo presentando productos de intermodulación y otras señales indeseables. Una forma de lograr lo anterior, es por medio del atenuador PIN

colocado antes del preamplificador, manteniéndolo con un nivel de atenuación que reduzca el nivel de potencia de entrada del preamplificador para ajustar que su salida sea la requerida por el mezclador 2; este nivel de atenuación nos marca el límite mínimo de atenuación que debe tener el atenuador PIN, y ajustando el mismo a valores de atenuación mayores, se podrá enviar una menor cantidad de información y los amplificadores se encontrarán trabajando a niveles de potencia aún más holgados.

Por otro lado, observamos en los resultados que el factor de estabilidad es mayor a 1.5 para todas las frecuencias de la banda de trabajo, lo que indica un funcionamiento del preamplificador en estado estable.

Las pérdidas de regreso a la entrada y a la salida son menores a 10 para las frecuencias inferiores de la banda (3.2 y 3.3 [GHZ]), sin ser demasiado bajas. Estas pérdidas son mayores a 10 para las otras frecuencias de la banda, lo que indica que el mayor desacoplamiento de las redes, sin ser demasiado crítico, se da en las frecuencias bajas.

El retardo de grupo que presenta el preamplificador es bastante pequeño y más o menos constante lo que permite suponer que no habrá gran distorsión de la señal al ser amplificada por este componente del subsistema transmisor.



```

*****
*****
**
**          DISEÑO DE AMPLIFICADORES          **
**
**          PARA MICROONDAS                    **
**
**
**
*****
*****

```

HOY ES: VIE 03 JUL 1987 > SON LAS 14:39:43 HORAS

EN ESTE LISTADO SE PRESENTAN LOS RESULTADOS FINALES OBTENIDOS EN EL DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR UTILIZANDO TRES ETAPAS SENCILLAS DE AMPLIFICACION CON TRANSISTORES NE72089-A.

FREC. INF : 3.20 GHZ FREQ. CENTRAL : 3.50 GHZ FREQ. SUP : 3.70 GHZ
 ATENUACION : 20 DB/LAMBDA NUMERO DE ELEMENTOS : 19

ELEMENTO #	TIPO	Z(OHMS)	LONG/LAMBDA	LONG (GRADOS)
1	LA	50.000	0.125	45.000
2	CS	0.000	0.000	0.000
3	LA	12.500	0.293	105.460
4	LA	18.675	0.133	48.000
5	PT	0.000	0.000	0.000
6	LA	50.000	0.189	68.040
7	CS	0.000	0.000	0.000
8	LA	12.751	0.136	48.260
9	PT	12.260	0.130	46.370
10	PT	0.000	0.000	0.000
11	LA	46.000	0.160	64.800
12	CS	0.000	0.000	0.000
13	LA	12.462	0.167	57.200
14	LA	46.898	0.118	42.460
15	PT	0.000	0.000	0.000
16	LA	40.228	0.127	45.700
17	CS	26.137	0.245	88.200
18	CS	0.000	0.000	0.000
19	LA	50.000	0.125	45.000

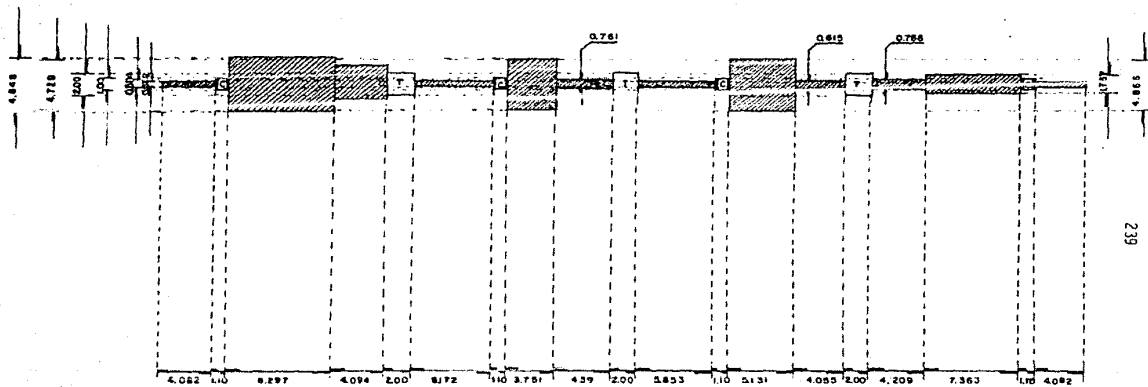
ELEMENTO # 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19
 ELEMENTO # 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19
 ELEMENTO # 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19

ELEMENTO #	TIPO	Z(OHMS)	LONG/LAMBDA	SM21	SM21	SM21	SM22	SM22
1	LA	50.000	0.125	3.271	97.520	0.496	-57.060	
2	CS	0.000	0.000	3.271	97.520	0.496	-57.060	

17	LA	50 00	4 082	0 000
18	CS	50 00	1 100	0 000
19	LA	50 00	4 082	0 000

VALORES DE LOS ELEMENTOS COMPENSANDO EFECTOS DE CIRCUNSTANCIAS

ELEMENTO #	TIPO	TIEMPO	LONGITUD	ANCHO
1	LA	50 00	4 082	0 000
2	CS	50 00	1 100	0 000
3	LA	50 00	8 000	4 000
4	LA	50 00	4 082	0 000
5	FT	50 00	0 000	0 000
6	LA	50 00	6 152	0 000
7	CS	50 00	1 100	0 000
8	LA	50 75	9 151	4 000
9	LA	50 00	4 082	0 000
10	FT	50 00	0 000	0 000
11	LA	50 00	5 882	0 000
12	CS	50 00	1 100	0 000
13	LA	50 46	5 151	4 000
14	LA	50 50	4 082	0 000
15	FT	50 00	0 000	0 000
16	LA	50 00	4 082	0 000
17	LA	50 14	7 382	0 000
18	CS	50 00	1 100	0 000
19	LA	50 00	4 082	0 000



E 13:1
 COTAS (mm)

ASPECTO FINAL DEL CIRCUITO DEL PREAMPLIFICADOR.

IV.E. DISEÑO DEL OSCILADOR FIJO.

Para llevar a cabo el diseño de este oscilador, se hizo uso del programa ODHIC cuya forma de operar fue brevemente explicada en la sección III.F.2. fundamentado de acuerdo a lo expuesto en la sección de fundamentos y consideraciones para el diseño de osciladores (II.A.2.4). A continuación se expone el procedimiento seguido para el diseño de este componente.

IV.E.1. ESPECIFICACIONES.

Como puede observarse en la figura 4.5 de la sección IV.B.2, el oscilador fijo se encuentra en la segunda conversión de frecuencia encargándose de proporcionar la señal de referencia que requiere el mezclador 2 para llevar a cabo su función de conversión de frecuencia, obteniendo a la salida la señal de información a la frecuencia de transmisión de la banda ("Ku").

La potencia que es requerida por el mezclador se determina en base a los criterios expuestos en las secciones IV.B.1 y IV.B.2, que sin embargo, son criterios establecidos para la conversión de bajada que se realiza en los sistemas de conversión de señales vía satélite. Estos criterios son, en general, también válidos para la conversión de subida que se lleva a cabo en los sistemas de transmisión de señales vía satélite. En algunos factores como

la potencia requerida en el puerto LO, es especialmente importante realizar a los mezcladores seleccionados algunas mediciones previas para determinar la potencia con la que debe suministrarse la señal en el puerto LO para obtener señales en el puerto de salida no afectadas por productos de intermodulación, efectos espurios, etc..

En general, al diseñar el oscilador, se procurará obtener la máxima potencia de salida que el transistor utilizado pueda proporcionar; este nivel de salida, puede ser atenuado o amplificado dependiendo de los requerimientos de potencia que exija el mezclador seleccionado, de manera que a la salida del oscilador se puede requerir de la colocación de una etapa que proporcione la potencia requerida por el puerto LO del mezclador. Esta etapa puede ser de amplificación o atenuación y sirve además como aislador, es decir que evita que el oscilador se dañe por señales reflejadas en el puerto LO que podrían repercutir en el funcionamiento del mismo. El diseño de esta etapa se debe llevar a cabo al estar realizando la construcción del subsistema transmisor, atendiendo a los requerimientos que experimentalmente sean exigidos por el mezclador seleccionado y a la potencia que proporcione en la práctica el oscilador diseñado.

Por lo que respecta a la frecuencia de oscilación, se puede observar en la figura 4.5, que es de 10.8 [GHZ], con lo que se estará llevando a cabo lo que se conoce como "conversión en bloque" ya que la conversión que se realiza es de toda una banda

de frecuencias, en este caso, de 3.2-3.7 [GHz] a 14.0-14.5 [GHz].

Resumiendo, las especificaciones que deberá cumplir el oscilador a diseñar son:

-Frecuencia de oscilación 10.8 [GHz]

-Potencia de salida Máxima

Esquemáticamente, las especificaciones se muestran en la figura 4.15.

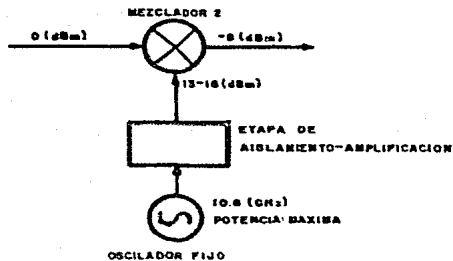


fig.4.15. Especificaciones del Oscilador Fijo.

IV.E.2. CONSIDERACIONES PARTICULARES.

Debido a la posición que guarda este oscilador en el subsistema transmisor, se ve que no es un elemento crítico en cuanto a introducción de pérdidas o contribución de ruido al sistema; sin embargo, en el proceso de mezclado, el ruido con el que se inyecta la señal al puerto LO, puede contribuir poco

apreciablemente- al ruido total del sistema. Para reducir lo suficiente esta contribución, basta con realizar el diseño del oscilador utilizando algún transistor especificado para bajo ruido.

Tomando en consideración la importancia que se tiene de enviar las señales en una frecuencia específica, es de suma importancia la obtención de un oscilador cuya frecuencia de oscilación se mantenga lo más precisa y estable posible.

IV.E.D. SELECCION Y ANALISIS DEL TRANSISTOR.

En base a las consideraciones expuestas en la sección anterior, se procedió a seleccionar el transistor conveniente para el diseño del oscilador.

De los transistores especificados para bajo ruido ofrecidos por la compañía "NEC Corporation" se determinó que los modelos de transistor NE71083 y NE72089-A, cumplen con los requerimientos especificados para obtener un oscilador de 10.8 [GHZ]. Las características principales de estos transistores son :

Transistor NE71083.

- Banda de frecuencias recomendada4 a 18 [GHZ]
- Potencia a 1 dB ($f = 12$ [GHZ])15 [dBm]
- Figura de ruido óptima ($f = 12$ [GHZ])1.6 [dB]
- Máxima frecuencia de oscilación100 [GHZ]

Transistor NE72089-A.

- Banda de frecuencias recomendadaHasta 8 [GHZ]
- Potencia a 1 dB ($f = 4$ [GHZ])15 [dBm]
- Figura de ruido óptima ($f = 8$ [GHZ])1.7 [dB]
- Máxima frecuencia de oscilación60 [GHZ]

En las hojas de datos que se incluyen en el apéndice A, se pueden observar algunas otras características de ambos transistores, como sus parámetros eléctricos, parámetros S, dimensiones físicas, etc..

Comparando las características que exhibe cada uno de los transistores, se ve que el NE71083 tiene las ventajas de figura de ruido menor y potencia a 1 dB mayor para la frecuencia a la que se piensa utilizar, además está recomendado por el fabricante para ser utilizado en un rango de frecuencias que incluye a la frecuencia de oscilación; sin embargo, presenta la desventaja de ser de mayor costo que el NE72089-A.

Considerando lo anterior, se decidió hacer el diseño para los dos tipos de transistores y así, tener dos alternativas a seleccionar para la construcción del oscilador, en función de las características de realizabilidad física que presente cada uno de los diseños.

Para evaluar más extensamente las conveniencias que cada uno de los transistores ofrece, se puso especial atención en el análisis de potencialidad de oscilación que se hace al llevar a

cabo la selección de configuración y retroalimentación como se expone en la sección siguiente.

IV.E.4. SELECCION DE CONFIGURACION Y RETROALIMENTACION.

Considerando que en el diseño de este oscilador se desea obtener la máxima potencia que el transistor pueda proporcionar y fundamentados en lo expuesto en cuanto a configuración en la sección de fundamentos y consideraciones para el diseño de osciladores (II.A.4.d)), la configuración de fuente común se presenta como la más conveniente para el diseño, siempre y cuando esa configuración tenga potencialidad de oscilación aunque para ello se requiera de algún tipo de retroalimentación.

Analizando con el programa ODHIC la potencialidad de oscilación que presentan los transistores seleccionados (ver sección IV.E.6), se observó que ambos muestran la característica de incondicionalmente estables, es decir que ninguno de ellos presenta potencialidad de oscilación.

No obstante lo anterior, al agregar retroalimentación inductiva en serie, ambos transistores presentaron potencialidad de oscilación, y en base a las características de $|s_{11}|$, $|s_{22}|$, K, área inestable de entrada y área inestable de salida que presentaron los transistores para diferentes valores realizables de inductancia de retroalimentación, se determinó que el valor de

inductancia más apropiado para el diseño del oscilador fue de:

$L = 1.5$ [nH] para el transistor NE72089-A y

$L = 0.8$ [nH] para el transistor NE71083.

IV.E.5. DISEÑO DE ELEMENTOS EN MICROCINTA.

Una vez determinada la configuración que conviene utilizar para el diseño del oscilador fijo, así como el valor del elemento inductivo de retroalimentación con el que el transistor presenta las mejores características para oscilar, se procedió a diseñar en microcinta dicho elemento (el de retroalimentación) y los que integran a la red de acoplamiento de salida para completar de esta manera el diseño del oscilador deseado. Para el diseño de estos elementos, se utilizó el programa ODMIC que permite conocer los parámetros S del transistor con la configuración elegida y el valor de retroalimentación determinado; además presenta el valor de la constante K, los coeficientes de reflexión del resonador y de la carga a los que se debe acoplar para que el transistor oscile y la magnitud de la resistencia negativa que, como ya se mencionó, conviene que sea máxima.

Considerando el ancho de la terminal del transistor en la que irá conectada la retroalimentación, conviene que este elemento sea del mismo ancho o un poquito mayor que la terminal a fin de reducir la dispersión de señal debida a discontinuidades en la

conexión. El ancho del elemento de retroalimentación depende tanto del material a utilizar como de la frecuencia a la que se esté trabajando y en nuestro diseño en particular en el que se piensa utilizar el Duroid 6010, se determinó que el valor conveniente de impedancia de retroalimentación es de alrededor de 36 (Ω) para que se adecúe al ancho de las terminales de fuente de cualquiera de los dos transistores que se utilizarán en los diseños. En ambos casos se eligió conectar la inductancia en forma balanceada considerando que cualquiera de los dos transistores tiene dos terminales de fuente.

Además de calcular la longitud eléctrica de los elementos de retroalimentación correspondientes a la impedancia de los mismos, el programa determina la impedancia y longitud eléctrica del elemento resonador. El valor de impedancia, como ya se dijo, es fijado por el programa a un valor de 50 (Ω) para cualquiera de los transistores y en función de esa impedancia se calcula la longitud eléctrica de dicho elemento. Se observa que el valor de impedancia de 50 (Ω) es conveniente, ya que se adecúa muy bien al ancho que tiene la terminal a la que irá conectado el elemento resonador.

Con los valores de impedancia y longitud eléctrica tanto del elemento resonador como de la retroalimentación empleada, se introducen los datos del material con el que se realizarán los elementos en microcinta y de la altura que tendrá la tapa superior que se coloca arriba del resonador dieléctrico que se

vaya a usar. En base a esos datos y de acuerdo a lo expuesto en las secciones II.A.4.d) y III.F.2, el programa determinó los valores de los elementos de la red de acoplamiento de carga; cuando estos valores fueron satisfactorios, se le indicó al programa, que se encargó de calcular las dimensiones físicas de los elementos que constituyen al oscilador, concluyéndose así el diseño del mismo. En la sección siguiente se incluye un listado con los resultados finales obtenidos en el diseño.

IV.E.6. RESULTADOS Y ANALISIS FINAL DEL DISEÑO.

Al final de esta sección se incluye un listado con los resultados finales de cada uno de los osciladores diseñados para la frecuencia de 10.8 [GHZ], además de los diagramas a escala del aspecto final que presentarán dichos osciladores. Analizando estos resultados se puede observar lo siguiente.

El oscilador diseñado con el transistor NE72089-A, presenta característica de resistencia negativa de $-52.500 \text{ } \Omega$ utilizando una inductancia de retroalimentación en serie con valor de 1.5 [nH], material dieléctrico el Duroid 6010 (D3) y colocando la tapa del resonador dieléctrico a 10 [mm] de altura del mismo; como se observa, el ancho de los elementos se adecúa muy convenientemente al ancho de las terminales del transistor a usar, por lo que al realizar la construcción del diseño, se

espera que no haya grandes dificultades. La longitud eléctrica del elemento resonador es de 41° eléctricos, por lo que será necesario sumarle 180° para que al construir el diseño, el resonador dieléctrico pueda posicionarse en el lugar más conveniente.

El oscilador diseñado con el transistor NE71083, presenta un valor de resistencia negativa de $-126.83 \text{ } [\Omega]$ para la configuración de fuente común utilizando una retroalimentación de 0.8 [nH]: como se ve, la magnitud de resistencia negativa que presenta este oscilador es mayor -en términos absolutos- a la que presenta el diseñado con el otro transistor, esto parece indicar que se podrá obtener una mayor potencia de salida con este oscilador, sin embargo, hasta llevar a cabo la construcción física de los prototipos podrá asegurarse tal cosa. Los valores de impedancia de los elementos que tienen conexión directa con las terminales del transistor fueron diseñados de manera que se adecuaron convenientemente a las dimensiones de dichas terminales y en cuanto a las longitudes de los elementos, nuevamente se requiere sumar 180° al elemento resonador de 58° a fin de poder colocar, en la construcción del diseño, al resonador dieléctrico en la posición en la que la resistencia negativa sea máxima.

La red de acoplamiento de carga de este oscilador se compone de dos elementos, uno de ellos de $50 \text{ } [\Omega]$ y el otro aproximadamente de 15, las dimensiones físicas de estos elementos presentan un cambio abrupto en el ancho de la microtira de 0.6

[mm] a 4.3 [mm] aproximadamente; debido a esta discontinuidad, el circuito de acoplamiento puede requerir de algún aumento o disminución en la longitud de algunos de sus elementos para compensar el efecto causado por el cambio abrupto mencionado, o si se prefiere, puede construirse la red utilizando algún otro conjunto de los valores dados para los elementos 4 y 5 que aparecen en el listado de resultados del programa que se incluye.

ANÁLISIS DE VALORES DE INDUCTANCIA DE RETROALIMENTACION EN
 SERIE PARA EL DISEÑO DEL OSCILADOR FIJO UTILIZANDO EL
 TRANSISTOR NE720E9-A EN LA CONFIGURACION DE FUENTE COMUN:

L [nH]	MAG S11	MAG S21	MAG S22	K	AE	AS
0.000	0.488	1.689	0.488	1.186	0.000	0.000
0.050	0.489	1.700	0.518	1.136	0.000	0.000
0.100	0.492	1.711	0.550	0.972	0.004	0.003
0.150	0.500	1.721	0.583	0.807	0.094	0.066
0.200	0.508	1.732	0.616	0.689	0.271	0.174
0.250	0.519	1.741	0.649	0.604	0.487	0.319
0.300	0.531	1.751	0.683	0.552	0.732	0.467
0.350	0.545	1.759	0.716	0.519	0.948	0.614
0.400	0.562	1.767	0.749	0.501	1.142	0.753
0.450	0.579	1.774	0.782	0.492	1.302	0.883
0.500	0.597	1.780	0.813	0.490	1.437	1.001
0.550	0.611	1.786	0.844	0.493	1.551	1.108
0.600	0.625	1.790	0.873	0.500	1.647	1.205
0.650	0.635	1.794	0.901	0.509	1.724	1.293
0.700	0.644	1.796	0.928	0.519	1.784	1.372
0.750	0.649	1.798	0.953	0.532	1.820	1.443
0.800	0.713	1.800	0.977	0.545	1.910	1.508
0.850	0.732	1.800	1.000	0.558	1.956	1.567
0.900	0.750	1.799	1.021	0.572	1.976	1.620
0.950	0.768	1.798	1.040	0.587	2.031	1.669
1.000	0.785	1.797	1.058	0.601	2.052	1.713
1.050	0.805	1.795	1.075	0.615	2.091	1.754
1.100	0.817	1.792	1.090	0.628	2.116	1.791
1.150	0.832	1.789	1.104	0.642	2.135	1.826
1.200	0.846	1.785	1.117	0.655	2.157	1.857
1.250	0.859	1.782	1.128	0.668	2.177	1.886
1.300	0.871	1.777	1.139	0.680	2.194	1.913
1.350	0.882	1.773	1.148	0.692	2.207	1.938
1.400	0.894	1.769	1.156	0.704	2.223	1.961
1.450	0.904	1.764	1.164	0.715	2.236	1.982
1.500	0.914	1.759	1.170	0.726	2.246	2.002
1.550	0.923	1.755	1.176	0.736	2.257	2.021
1.600	0.931	1.750	1.182	0.746	2.267	2.038
1.650	0.937	1.745	1.186	0.755	2.272	2.054
1.700	0.942	1.740	1.190	0.765	2.281	2.069
1.750	0.953	1.735	1.194	0.773	2.287	2.084
1.800	0.957	1.731	1.197	0.781	2.300	2.097
1.850	0.965	1.726	1.199	0.789	2.311	2.109
1.900	0.971	1.721	1.201	0.797	2.319	2.121
1.950	0.976	1.717	1.203	0.804	2.324	2.132
2.000	0.981	1.712	1.204	0.811	2.328	2.142
2.050	0.985	1.708	1.205	0.818	2.331	2.152
2.100	0.989	1.704	1.206	0.824	2.334	2.161
2.150	0.993	1.699	1.207	0.830	2.341	2.170
2.200	0.997	1.695	1.207	0.836	2.344	2.178
2.250	1.000	1.691	1.207	0.842	2.347	2.186

2.300	1.003	1.687	1.207	0.847	2.352	2.193
2.350	1.006	1.683	1.207	0.852	2.356	2.200
2.400	1.008	1.680	1.207	0.857	2.359	2.206
2.450	1.011	1.676	1.206	0.861	2.362	2.213
2.500	1.013	1.672	1.206	0.866	2.365	2.219
2.550	1.015	1.669	1.205	0.870	2.367	2.224
2.600	1.017	1.666	1.204	0.874	2.370	2.230
2.650	1.019	1.662	1.203	0.878	2.373	2.235
2.700	1.021	1.659	1.202	0.882	2.374	2.239
2.750	1.022	1.656	1.201	0.885	2.376	2.244
2.800	1.024	1.653	1.200	0.889	2.378	2.248
2.850	1.025	1.650	1.199	0.892	2.380	2.253
2.900	1.026	1.647	1.198	0.895	2.382	2.257
2.950	1.022	1.645	1.197	0.898	2.383	2.260
3.000	1.029	1.642	1.196	0.901	2.385	2.264
3.050	1.039	1.639	1.194	0.904	2.388	2.268
3.100	1.031	1.637	1.193	0.907	2.388	2.271
3.150	1.032	1.634	1.192	0.909	2.387	2.274
3.200	1.022	1.632	1.190	0.912	2.389	2.277
3.250	1.032	1.630	1.189	0.914	2.389	2.280
3.300	1.034	1.627	1.188	0.916	2.388	2.283
3.350	1.025	1.625	1.186	0.919	2.393	2.286
3.400	1.025	1.623	1.185	0.921	2.394	2.288
3.450	1.024	1.621	1.184	0.923	2.393	2.291
3.500	1.024	1.619	1.182	0.925	2.394	2.293
3.550	1.037	1.617	1.181	0.927	2.397	2.295
3.600	1.027	1.615	1.180	0.929	2.397	2.297
3.650	1.037	1.613	1.178	0.930	2.399	2.300
3.700	1.032	1.611	1.177	0.932	2.399	2.302
3.750	1.025	1.609	1.176	0.934	2.399	2.304
3.800	1.022	1.606	1.174	0.935	2.400	2.305
3.850	1.025	1.606	1.173	0.937	2.400	2.307
3.900	1.029	1.604	1.172	0.938	2.401	2.309
3.950	1.025	1.603	1.170	0.940	2.401	2.311
4.000	1.025	1.601	1.169	0.941	2.402	2.312
4.050	1.040	1.600	1.168	0.942	2.402	2.314
4.100	1.040	1.598	1.167	0.944	2.403	2.315
4.150	1.040	1.597	1.165	0.945	2.403	2.317
4.200	1.040	1.595	1.164	0.946	2.403	2.318
4.250	1.040	1.594	1.163	0.947	2.404	2.320
4.300	1.040	1.593	1.162	0.949	2.404	2.321
4.350	1.040	1.591	1.160	0.950	2.404	2.322
4.400	1.040	1.590	1.159	0.951	2.405	2.323
4.450	1.041	1.589	1.158	0.952	2.405	2.325
4.500	1.041	1.588	1.157	0.953	2.405	2.326
4.550	1.041	1.586	1.156	0.954	2.405	2.327
4.600	1.041	1.585	1.155	0.955	2.405	2.328
4.650	1.041	1.584	1.153	0.956	2.405	2.329
4.700	1.041	1.583	1.152	0.957	2.405	2.330
4.750	1.041	1.582	1.151	0.957	2.405	2.331
4.800	1.041	1.581	1.150	0.958	2.405	2.332
4.850	1.041	1.580	1.149	0.959	2.405	2.333
4.900	1.041	1.579	1.148	0.960	2.405	2.334
4.950	1.041	1.578	1.147	0.961	2.405	2.334

DISEÑO DE OSCILADOR FIJO UTILIZANDO EL TRANSISTOR NE72089-A EN LA CONFIGURACION DE FUENTE COMUN:

OK. R *ODMIC

DISEÑO DE OSCILADORES DE MICROONDAS

* O D M I C *

PROGRAMA REALIZADO POR: J.L. MEDINA M.

NUMERO DE TRANSISTOR ?

N720P0F= NE72089-A

** TRANSISTOR EN CONFIG. EMISOR COMUN ** O FUENTE COMUN **

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR

FREC	S11	S12	S21	S22
10.70	0.490< 107.74	0.134< -54.13	1.676< -33.45	0.485< 157.04
10.80	0.488< 108.74	0.135< -35.41	1.689< -32.17	0.488< 154.78
10.90	0.486< 109.72	0.136< -26.65	1.683< -33.90	0.491< 152.54

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREC	K	CE	RE	I	AE	CS	RS	I	AS
10.70	1.18	2.10<-114.6	1.01	N	0.000	2.12<-164.0	1.03	N	0.000
10.80	1.19	2.12<-112.9	1.03	N	0.000	2.12<-162.0	1.03	N	0.000
10.90	1.18	2.14<-111.3	1.05	N	0.000	2.11<-160.0	1.03	N	0.000

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETRO(R)

AREAS (KA) Y MIN (AL) GAMA(G), FIN() ?

A

FRECUENCIA DE ANALISIS ?

10.8 [GHz]

INDUCTANCIA MIN Y MAX

?

0.5 [nH]

NOMBRE DEL ARCHIVO ?

ARPOF720

*** VALORES DE INDUCTANCIA OPTIMOS ***

L= 5.000 PROPORCIONA A1= 2.407

L= 5.000 PROPORCIONA A2= 2.335

L= 0.500 PROPORCIONA K= 0.490

SELECCIONA E INTRODUCIENDO L OPT

1.5 [nH]

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR

FREC	S11	S12	S21	S22
10.70	0.894< 124.42	1.294< 5.24	1.786< -33.85	1.151< 135.56
10.80	0.914< 121.00	1.285< 2.84	1.759< -41.58	1.170< 131.71
10.90	0.934< 117.65	1.275< 0.46	1.733< -44.25	1.191< 127.94

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREC	K	CE	RE	I	AE	CS	RS	I	AS
10.70	0.75	0.87<-16.8	0.63	F	2.230	0.60<-16.4	0.73	F	1.939
10.80	0.73	0.79<-16.7	0.62	F	2.248	0.60<-15.5	0.73	F	2.002
10.90	0.72	0.73<-16.5	0.61	F	2.268	0.60<-14.6	0.73	F	2.017

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETRO(R)

AREAS (KA) Y MIN (AL) GAMA(G), FIN() ?

G

GF= 1.100< -82.000 S11= 1.312< 76.122 GS1= 1.312

GF= 0.899< -82.885 S21= 2.362< -61.975 GS2= 1.651

LA MAGNITUD DE RESIST. NEGATIVA ES: -52.500

QUIERES ELEMENTOS DEL OSCILADOR ?

SI

INTRODUCE IMPEDANCIA DE RETRO:

26 [Ohm]

INDUCTANCIA BALANCIADA ?

SI

ELEVADO * 1 = 80.000 RE= 41.000

ELEVADO * 2 = 16.000 RE= 78.975

ELEVADO * 3 = 16.000 RE= 78.975

DISEÑO DE OSCILADOR FIJO UTILIZANDO EL TRANSISTOR NE72089-A EN LA CONFIGURACION DE FUENTE COMUN:

OK. R *DMIC

DISEÑO DE OSCILADORES DE MICROONDAS

* O D M I C *

<PROGRAMA REALIZADO POR: J.L. MEDINA M.>

NUMERO DE TRANSISTOR ?

N720PF= NE72089-A

** TRANSISTOR EN CONFIG. EMISOR COMUN ** O FUENTE COMUN **

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR

FREC	S11	S12	S21	S22
10.70	0.490< 108.74	0.134< -34.13	1.670< 33.45	0.483< 157.04
10.80	0.488< 108.74	0.135< -35.41	1.669< -32.17	0.488< 154.78
10.90	0.486< 108.72	0.136< -36.65	1.683< -33.90	0.491< 152.54

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREC	K	CE	RE	I	AE	CS	RS	I	AS
10.70	1.16	2.10<-114.6	1.01	N	0.000	2.12<-164.0	1.03	N	0.000
10.80	1.19	2.12<-112.9	1.03	N	0.000	2.12<-162.0	1.03	N	0.000
10.90	1.18	2.14<-111.3	1.05	N	0.000	2.11<-160.0	1.03	N	0.000

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETRO(R)

MAFEA(KA) Y MIN.(A), GAMA(G), FINC(F) ?

A

FRECUENCIA DE ANALISIS ?

10.8 [GHz]

INDUCTANCIA MIN Y MAX ?

0 5 [pH]

NOMBRE DEL ARCHIVO ?

ARPOF720

** VALORES DE INDUCTANCIA OPTIMOS **

L= 5.000 PROPORCIONA A1= 2.407

L= 5.000 PROPORCIONA A2= 2.325

L= 0.500 PROPORCIONA K= 0.490

SELECCIONA E INTRODUCE L OPT

1.5 [mm]

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR

FREC	S11	S12	S21	S22
10.70	0.894< 124.42	1.294< 5.24	1.786< -32.85	1.151< 135.56
10.80	0.914< 121.00	1.285< 2.86	1.759< -41.58	1.170< 131.71
10.90	0.934< 117.65	1.275< 0.46	1.733< -44.35	1.191< 127.94

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREC	K	CE	RE	I	AE	CS	RS	I	AS
10.70	0.73	0.87<-16.8	0.63	F	2.230	0.40<-16.4	0.72	F	1.939
10.80	0.72	0.70<-16.7	0.62	F	2.248	0.49<-15.8	0.72	F	2.002
10.90	0.72	0.72<-16.6	0.61	F	2.268	0.49<-14.6	0.72	F	2.017

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETRO(R)

MAFEA(KA) Y MIN.(A), GAMA(G), FINC(F) ?

G

GS= 1.000< -82.000 S11= 1.312<

76.122 GS1= 1.312

GS= 0.899< 28.888 S22= 2.362<

-61.995 GS2= 1.651

LA INDUCTANCIA DE RESIST. NEGATIVA ES: -52.500

QUIZAS ELEMENTOS DEL OSCILADOR ?

S1

INTRODUCE IMPEDANCIA DE RETRO:

26 [ohm]

INDUCTANCIA BALANZADA ?

S1

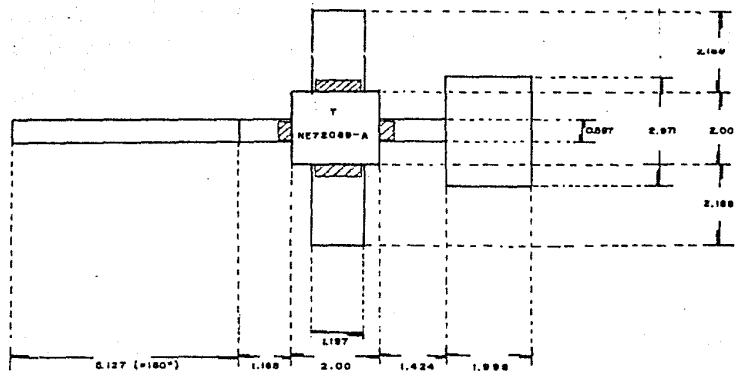
ELEMENTO # 1 L= 50.000 TE= 41.000

ELEMENTO # 2 L= 26.000 TE= 79.972

ELEMENTO # 3 L= 26.000 TE= 79.972

ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		SI
MATERIAL DIELECTRICO ?		D3 = DURID 6010
ALTURA DE LA TAPA(MM) ?		10
ELEMENTO # 4 Z= 44.284 TE=	50.000	
ELEMENTO # 5 Z= 19.700 TE=	88.046	
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		NO
ELEMENTO # 4 Z= 47.143 TE=	50.000	
ELEMENTO # 5 Z= 20.296 TE=	82.874	
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		NO
ELEMENTO # 4 Z= 50.000 TE=	50.000	
ELEMENTO # 5 Z= 20.697 TE=	77.528	
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		SI
ELEMENTO # 1 Z= 50.000 TE=	41.000	
ELEMENTO # 2 Z= 38.000 TE=	79.972	
ELEMENTO # 3 Z= 38.000 TE=	79.972	
ELEMENTO # 4 Z= 50.000 TE=	50.000	
ELEMENTO # 5 Z= 20.697 TE=	77.528	
***** DIMENSIONES DE ELEMENTOS *****		
ELEMENTO # 1 Z= 50.000 L=	0.597 L=	1.118
ELEMENTO # 2 Z= 38.000 L=	1.197 L=	2.158
ELEMENTO # 3 Z= 38.000 L=	1.197 L=	2.158
ELEMENTO # 4 Z= 50.000 L=	0.597 L=	1.124
ELEMENTO # 5 Z= 20.697 L=	2.971 L=	1.158
TRANSISTOR (T), CONFIG. (C), RETRO (R)		
AREA MAX Y MIN (A) GAMA (G) FIN (F) ?		
GA COMO OSCFIT20		

CON LAS DIMENSIONES FISICAS OBTENIDAS SE REALIZO EL DIBUJO A ESCALA DEL ASPECTO FINAL DE LA MASCARILLA A UTILIZAR PARA LA CONSTRUCCION DEL OSCILADOR DISENADO.



E: 10:1
 COTAS: (mm)

ASPECTO FINAL DEL CIRCUITO DEL OSCILADOR FIJO UTILIZANDO EL TRANSISTOR NE72089-A.

ANALISIS DE VALORES DE INDUCTANCIA DE RETROALIMENTACION EN
 SERIE PARA EL DISEÑO DEL OSCILADOR FIJO UTILIZANDO EL
 TRANSISTOR NE71083 EN LA CONFIGURACION DE FUENTE COMUN:

L (nH)	MAG S11	MAG S21	MAG S22	K	AE	AS
0.000	0.555	2.292	2.595	1.247	0.000	0.000
0.050	0.555	2.302	0.643	0.884	0.012	0.008
0.100	0.542	2.316	0.693	0.368	0.250	0.152
0.150	0.573	2.332	0.746	0.136	0.582	0.347
0.200	0.588	2.350	0.801	0.031	0.825	0.531
0.250	0.607	2.369	0.859	-0.019	1.135	0.694
0.300	0.631	2.391	0.920	-0.041	1.322	0.837
0.350	0.650	2.414	0.983	-0.048	1.500	0.964
0.400	0.673	2.440	1.048	-0.045	1.633	1.077
0.450	0.700	2.468	1.116	-0.035	1.743	1.180
0.500	0.771	2.499	1.187	-0.021	1.840	1.275
0.550	0.816	2.532	1.260	-0.003	1.923	1.362
0.600	0.862	2.568	1.335	0.017	1.992	1.444
0.650	0.918	2.606	1.413	0.037	2.050	1.519
0.700	0.974	2.647	1.493	0.063	2.112	1.590
0.750	1.034	2.691	1.575	0.098	2.168	1.656
0.800	1.096	2.737	1.659	0.113	2.202	1.718
0.850	1.161	2.784	1.745	0.139	2.242	1.776
0.900	1.227	2.837	1.834	0.166	2.276	1.830
0.950	1.300	2.891	1.923	0.193	2.307	1.880
1.000	1.372	2.948	2.015	0.219	2.328	1.927
1.050	1.447	3.006	2.107	0.246	2.338	1.970
1.100	1.524	3.067	2.201	0.273	2.338	2.011
1.150	1.602	3.129	2.295	0.299	2.329	2.048
1.200	1.681	3.192	2.390	0.325	2.312	2.083
1.250	1.761	3.257	2.484	0.350	2.281	2.116
1.300	1.842	3.323	2.579	0.375	2.245	2.146
1.350	1.923	3.389	2.672	0.399	2.211	2.174
1.400	2.003	3.455	2.764	0.422	2.188	2.200
1.450	2.083	3.520	2.854	0.445	2.177	2.224
1.500	2.162	3.585	2.943	0.467	2.160	2.247
1.550	2.240	3.648	3.029	0.488	2.151	2.267
1.600	2.318	3.710	3.111	0.508	2.138	2.287
1.650	2.395	3.770	3.191	0.528	2.130	2.305
1.700	2.469	3.827	3.266	0.547	2.114	2.322
1.750	2.542	3.882	3.328	0.565	2.102	2.337
1.800	2.594	3.932	3.405	0.582	2.092	2.352
1.850	2.655	3.981	3.488	0.600	2.083	2.365
1.900	2.714	4.026	3.525	0.616	2.074	2.378
1.950	2.768	4.066	3.575	0.631	2.067	2.390
2.000	2.819	4.104	3.627	0.645	2.061	2.401
2.050	2.868	4.137	3.679	0.659	2.056	2.411
2.100	2.914	4.168	3.732	0.673	2.051	2.421
2.150	2.958	4.192	3.741	0.686	2.044	2.430
2.200	2.998	4.214	3.770	0.698	2.038	2.439
2.250	3.032	4.232	3.794	0.709	2.031	2.447

2.300	3.042	4.247	3.815	0.720	2.604	2.454
2.350	3.067	4.259	3.831	0.731	2.607	2.461
2.400	3.088	4.268	3.843	0.741	2.610	2.468
2.450	3.106	4.274	3.851	0.751	2.612	2.474
2.500	3.121	4.277	3.857	0.760	2.615	2.480
2.550	3.134	4.278	3.859	0.768	2.617	2.485
2.600	3.144	4.276	3.859	0.777	2.619	2.491
2.650	3.151	4.273	3.856	0.785	2.621	2.496
2.700	3.157	4.268	3.851	0.792	2.622	2.500
2.750	3.161	4.261	3.844	0.800	2.624	2.505
2.800	3.162	4.252	3.835	0.806	2.625	2.509
2.850	3.163	4.244	3.825	0.813	2.627	2.513
2.900	3.162	4.233	3.813	0.819	2.628	2.516
2.950	3.159	4.222	3.800	0.825	2.629	2.520
3.000	3.156	4.209	3.785	0.831	2.630	2.523
3.050	3.151	4.197	3.770	0.837	2.631	2.527
3.100	3.146	4.183	3.754	0.842	2.632	2.530
3.150	3.139	4.169	3.738	0.847	2.632	2.532
3.200	3.132	4.155	3.721	0.852	2.633	2.535
3.250	3.125	4.140	3.703	0.856	2.633	2.538
3.300	3.117	4.125	3.686	0.861	2.633	2.540
3.350	3.108	4.110	3.667	0.865	2.632	2.542
3.400	3.099	4.095	3.649	0.869	2.632	2.545
3.450	3.090	4.080	3.631	0.873	2.632	2.547
3.500	3.080	4.064	3.612	0.877	2.632	2.549
3.550	3.071	4.049	3.594	0.880	2.632	2.551
3.600	3.061	4.034	3.575	0.884	2.632	2.553
3.650	3.051	4.019	3.557	0.887	2.632	2.554
3.700	3.041	4.004	3.539	0.890	2.632	2.556
3.750	3.030	3.989	3.520	0.893	2.632	2.558
3.800	3.020	3.974	3.502	0.896	2.640	2.559
3.850	3.010	3.960	3.484	0.899	2.640	2.561
3.900	2.999	3.945	3.467	0.902	2.640	2.562
3.950	2.988	3.931	3.449	0.904	2.640	2.563
4.000	2.977	3.917	3.432	0.907	2.640	2.565
4.050	2.966	3.904	3.415	0.909	2.641	2.566
4.100	2.955	3.890	3.398	0.912	2.641	2.567
4.150	2.944	3.877	3.381	0.914	2.641	2.568
4.200	2.933	3.864	3.365	0.916	2.641	2.569
4.250	2.922	3.851	3.349	0.918	2.641	2.570
4.300	2.911	3.838	3.333	0.920	2.641	2.571
4.350	2.900	3.826	3.317	0.922	2.641	2.572
4.400	2.889	3.814	3.302	0.924	2.641	2.573
4.450	2.878	3.802	3.287	0.926	2.641	2.574
4.500	2.867	3.790	3.272	0.928	2.641	2.575
4.550	2.856	3.778	3.256	0.929	2.641	2.575
4.600	2.845	3.766	3.243	0.931	2.641	2.576
4.650	2.834	3.754	3.229	0.932	2.641	2.577
4.700	2.823	3.742	3.216	0.934	2.641	2.578
4.750	2.812	3.730	3.202	0.935	2.641	2.578
4.800	2.801	3.718	3.189	0.937	2.641	2.579
4.850	2.790	3.706	3.176	0.938	2.641	2.579
4.900	2.779	3.695	3.163	0.940	2.641	2.580
4.950	2.768	3.683	3.151	0.941	2.641	2.581

DISENO DEL OSCILADOR FIJO UTILIZANDO EL TRANSISTOR NE71082 EN LA CONFIGURACION DE FUENTE COMUN:

OK. R *ODMIC

DISEÑO DE OSCILADORES DE MICROONDAS

* O D M I C *

PROGRAMA REALIZADO POR J. L. MEDINA M.

NUMERO DE TRANSISTOR ? N71082= NE71082

** TRANSISTOR EN CONFIG. EMISOR COMUN **0 FUENTE COMUN**

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR

FREQ	S11	S12	S21	S22
10.70	0.555K-173.35	0.074K	3.24 2.277K	1.36 0.593K-112.24
10.80	0.553K-174.85	0.075K	3.16 2.290K	1.89 0.595K-112.83
10.90	0.551K-176.41	0.076K	3.08 2.304K	2.44 0.598K-113.42

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREQ	K	CE	RE	I	AE	CS	RE	I	AS
10.70	1.29	1.91K-173.5	0.79	N	0.000	1.77K 123.2	0.65	N	0.000
10.80	1.25	1.93K-171.4	0.82	N	0.000	1.75K 124.0	0.67	N	0.000
10.90	1.20	1.95K-169.5	0.86	N	0.000	1.73K 124.7	0.65	N	0.000

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETRO(R)

AREAS MAX Y MIN (A), GAMA(G), FINC) ? A

FRECUENCIA DE ANALISIS ? 10.8 [Hz]

INDUCTANCIA MIN Y MAX ? 0 S [nH]

NOMBRE DEL ARCHIVO : ARPOF710

*** VALORES DE INDUCTANCIA OPTIMOS ***

L= 4.400 PROPORCIONA A1= 2.641

L= 5.000 PROPORCIONA A2= 2.581

L= 6.350 PROPORCIONA K= -0.048

SELECCIONA E INTRODUCO L OPT 0.8 [nH]

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR

FREQ	S11	S12	S21	S22
10.70	1.041K-130.24	1.292K	97.19 2.653K	13.18 1.580K-132.78
10.80	1.096K-132.22	1.351K	96.29 2.757K	11.60 1.659K-132.68
10.90	1.158K-134.19	1.415K	95.37 2.820K	10.01 1.746K-132.59

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREQ	K	CE	RE	I	AE	CS	RE	I	AS
10.70	0.13	1.85K-132.2	1.44	F	2.174	3.57K -50.1	3.57	F	1.688
10.80	0.11	1.85K-131.6	1.43	F	2.204	3.57K -50.1	3.55	F	1.718
10.90	0.10	1.85K-131.0	1.41	F	2.233	3.55K -50.1	3.55	F	1.748

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETRO(R)

AREAS MAX Y MIN (A), GAMA(G), FINC) ? G

GR= 1.100K -112.000 S11= 1.409K 104.740 G21= 1.40K

GC= 0.808K -57.742 S22= 1.472K -23.140 G22= 1.12K

LA MAGNITUD DE RESONANCIA NEGATIVA ES=126.833

¿INTRODUCE ELEMENTOS DEL OSCILADOR ? S1

INTRODUCE IMPEDANCIA DE RETRO: 32 [Ohm]

INDUCTANCIA BALANCEADA ? S1

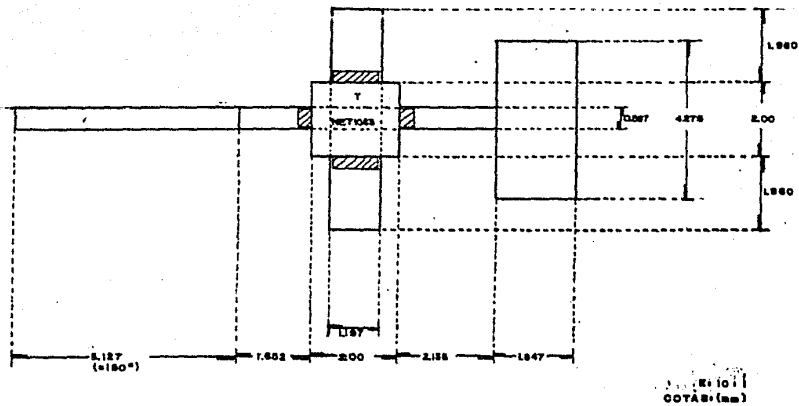
ELEMENTO * 1 I= 50.000 TE= 50.000

ELEMENTO * 2 I= 50.000 TE= 71.656

ELEMENTO * 3 I= 50.000 TE= 71.656

ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		SI
MATERIAL DIELECTRICO ?		D3 = DUROID 6010
ALTURA DE LA TAPACMM ?		10
ELEMENTO # 4 Z= 38.571 TE=	75.000	
ELEMENTO # 5 Z= 12.864 TE=	88.382	
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		NO
ELEMENTO # 4 Z= 41.429 TE=	75.000	
ELEMENTO # 5 Z= 13.698 TE=	84.780	
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		NO
ELEMENTO # 4 Z= 44.286 TE=	75.000	
ELEMENTO # 5 Z= 14.463 TE=	81.080	
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		NO
ELEMENTO # 4 Z= 47.143 TE=	75.000	
ELEMENTO # 5 Z= 15.144 TE=	77.261	
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		NO
ELEMENTO # 4 Z= 50.000 TE=	75.000	
ELEMENTO # 5 Z= 15.726 TE=	73.305	
ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?		SI
ELEMENTO # 1 Z= 50.000 TE=	58.000	
ELEMENTO # 2 Z= 32.000 TE=	71.656	
ELEMENTO # 3 Z= 32.000 TE=	71.656	
ELEMENTO # 4 Z= 50.000 TE=	75.000	
ELEMENTO # 5 Z= 15.726 TE=	73.305	
***** DIMENSIONES DE ELEMENTOS *****		
ELEMENTO # 1 Z= 50.001 A=	0.597 L=	1.652
ELEMENTO # 2 Z= 35.999 A=	1.197 L=	1.920
ELEMENTO # 3 Z= 35.999 A=	1.197 L=	1.920
ELEMENTO # 4 Z= 50.001 A=	0.597 L=	2.106
ELEMENTO # 5 Z= 15.727 A=	4.276 L=	1.847
TRANSISTOR (T), CONFIG(C), RETRO(R)		
AREAS MAX Y MIN (A), CAMAS(C), FINC) ?		
DA: COMO -DSCFITIG		

CON LAS DIMENSIONES FISICAS OBTENIDAS SE REALIZO EL DIBUJO A ESCALA DEL ASPECTO FINAL DE LA MASCARILLA A UTILIZAR PARA LA CONSTRUCCION DEL OSCILADOR DISENADO.



ASPECTO FINAL DEL CIRCUITO DEL OSCILADOR FIJO UTILIZANDO EL TRANSISTOR NET10A3.

IV.F. DISEÑO DEL OSCILADOR VARIABLE.

El diseño de este oscilador se realizó, al igual que el del oscilador fijo, con ayuda del programa ODMIC, pero tomando en consideración que en este caso se desea variar la frecuencia de oscilación en un rango de 500 [MHz], sin que al hacerlo, exista un cambio considerable en la potencia de salida. El procedimiento seguido es el que a continuación se expone.

IV.F.1. ESPECIFICACIONES.

De acuerdo a la posición que el oscilador variable guarda en el subsistema transmisor, se observa en la figura 4.5 de la sección IV.B.2 que este oscilador se encarga de proporcionar una señal en el puerto LO del mezclador 1 para llevar a cabo la primera conversión de frecuencias; esta señal es de frecuencia ajustable entre los 3.13 y los 3.63 [GHz] a fin de obtener en la salida del mezclador 1, una señal que conteniendo la información de la señal de entrada al puerto IF, se encuentre en una frecuencia dentro del rango de 3.2 a 3.7 [GHz].

La potencia que requiere la señal que se inyecta al puerto LO del mezclador 1 proveniente del oscilador variable, debe encontrarse dentro del rango especificado para el mismo mezclador; en este caso, considerando que la señal de entrada al

puerto IF tiene una potencia de -25 [dBm], la potencia especificada para el oscilador de acuerdo al requerimiento del puerto LO (de 10 a 13 [dBm]), cumple con la condición de tener una potencia de oscilador local más de 20 [dBm] mayor que la señal de entrada al puerto IF del mezclador, con lo que se espera que no existirán variaciones en el VSWR de los tres puertos del mismo, lo cual se demostrará hasta llevar a cabo la construcción del diseño.

Al igual que en el diseño del oscilador fijo, tomando en cuenta la conveniencia que representa el colocar una etapa de aislamiento entre el oscilador y el mezclador para evitar reflexiones de señal, conviene diseñar al oscilador procurando obtener máxima potencia aún cuando en este caso este parámetro no es de gran importancia, y colocar en el diseño práctico una etapa de amplificación o atenuación entre el oscilador y el mezclador que además de adecuar el nivel de potencia requerido, lleve a cabo el aislamiento mencionado.

Resumiendo, las especificaciones que deberá cumplir el oscilador variable a diseñar son:

- Frecuencia de oscilaciónAjustable de
3.13 a 3.63 [GHz]
- Potencia de salidaMáxima.

Esquemáticamente:

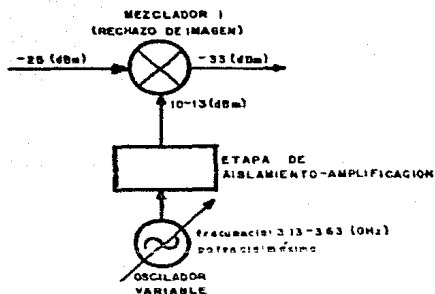


fig.4.16. Especificaciones del Oscilador Variable.

IV.F.2. CONSIDERACIONES PARTICULARES.

Al igual que en el diseño del oscilador fijo, se puede considerar que la contribución de ruido de este oscilador al ruido total del sistema es muy baja, por lo que bastará con la utilización de un transistor de bajo ruido para el diseño del oscilador.

En este caso la frecuencia de oscilación debe ser ajustable en un ancho de banda de 500 [MHz], esto se pretende lograr de la siguiente manera.

Realizando el diseño para la configuración de compuerta común, se tendrá, de acuerdo a la sección de fundamentos y consideraciones para el diseño de osciladores (II.A.4.d), un

amplio intervalo de frecuencia de operación; esto nos permite diseñar el oscilador a la frecuencia central de la banda y por medio de variaciones en el voltaje de polarización, procurar alcanzar una variación en la frecuencia de oscilación que abarque a todo el intervalo de 500 [MHZ].

Un oscilador construido en el CICESI para la frecuencia de 3.95 [GHZ], presentó posibilidad de variar su frecuencia de oscilación en un rango de 176 [MHZ], obteniéndose la potencia de salida fija; esto se logró con variaciones en el voltaje colector-emisor de 2 a 15 [V], manteniendo una corriente de colector fija. Se espera que el rango de variación pueda ser superado agregando un diodo varactor que a través del voltaje aplicado pueda cambiar la frecuencia de oscilación. Por otro lado, en un oscilador construido para la frecuencia de 10.8 [GHZ] en el mismo centro de investigación, se lograron variaciones en la frecuencia de oscilación hasta de 800 [MHZ] con sólo variar la distancia entre el resonador dieléctrico y la tapa superior.

En base a lo anterior, se llevó a cabo el diseño del oscilador a la frecuencia central de la banda (3.37 [GHZ]), esperándose lograr un rango de variación de 500 [MHZ] utilizando un diodo varactor; la modificación del circuito para incluir el diodo varactor, es necesario hacerla prácticamente al llevar a cabo la construcción del diseño. Si experimentalmente no se lograra obtener el rango de variación requerido, este podría alcanzarse utilizando dos osciladores con rango de variación de

250 [MHz] c/u, diseñados a las frecuencias de 3.253 y 3.503 [GHz] e interconectarlos por medio de un interruptor de microondas. El arreglo sería esquemáticamente de la siguiente forma:

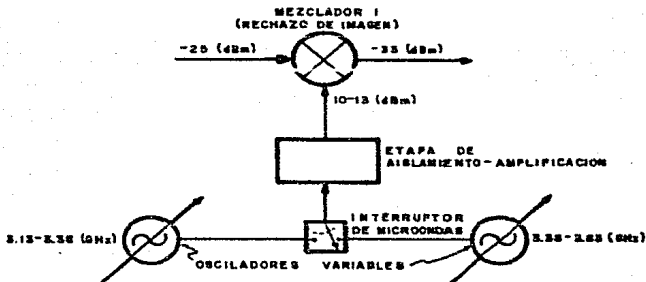


fig.4.17. Arreglo Opcional para la Obtención de 500 [MHz] de Intervalo de Oscilación.

Confiando en que en la construcción del diseño del oscilador se logrará obtener el rango de variación de 500 [MHz] utilizando un sólo oscilador, el diseño del mismo se llevó a cabo para la frecuencia de 3.37 [GHz].

IV.F.3. SELECCION Y ANALISIS DEL TRANSISTOR.

Al igual que para el diseño del oscilador fijo, los transistores que teniendo la característica de bajo ruido, resultaron ser los más convenientes para el diseño de este oscilador, fueron el NE71083 y el NE72089-A cuyas características principales fueron ya mencionadas en la sección IV.E.3.

Con ayuda del programa ODHIC, se hizo un análisis de ambos transistores para la configuración de base común (los listados se incluyen en la sección IV.F.6), en donde se observa que comparando las características de I_{S11} , I_{S21} , K, área de inestabilidad a la entrada, área de inestabilidad a la salida y magnitud de resistencia negativa para ambos transistores, en base a los criterios expuestos en la sección II.A.4.d), el transistor NE72089-A presenta mejores características para oscilar a la frecuencia a la que se piensa construir el oscilador variable. Considerando además que el costo de este transistor es menor que el del otro, se decidió utilizarlo para el diseño del oscilador.

IV.F.4. SELECCION DE CONFIGURACION Y RETROALIMENTACION.

La configuración a utilizar, como se mencionó anteriormente, será la de compuerta común por presentarnos un mayor intervalo de frecuencia de oscilación.

Llevando a cabo un análisis con los listados que el programa ODMIC proporciona de la variación de los parámetros IS_{11} , IS_{22} , K , etc. para diferentes valores de retroalimentación, se observó que un valor conveniente de inductancia de retroalimentación en serie es el de 2.2 nH, ya que presentó las siguientes características:

$IS_{11} = 1.231$, $IS_{22} = 1.446$, $K = -0.88$, $AM = 3.016$, $AS = 2.079$
 y Resistencia negativa = -300.64 Ω

IV.F.5. DISEÑO DE ELEMENTOS EN MICROCINTA.

Ya determinada la configuración que se desea y el valor de inductancia de retroalimentación a utilizar, se procedió al diseño de los elementos que integrarán al oscilador con ayuda del programa ODMIC. El procedimiento seguido se describe a continuación.

Primeramente, se indicó al programa la configuración deseada para el transistor elegido con lo que el programa presenta los valores de los parámetros S del transistor, el valor del factor K , las áreas de inestabilidad a la entrada y a la salida, los coeficientes de resonador y carga y el valor de la resistencia negativa. Después, se introdujo el valor de la inductancia de retroalimentación deseada (2.2 nH), con lo que todos los parámetros antes mencionados cambian y al ser

presentados por el programa, se observó que la potencialidad de oscilación aumentó considerablemente. Con este nuevo conjunto de valores se diseñó el oscilador, para lo que el programa pidió el valor conveniente de la impedancia de retroalimentación; este valor se determinó de acuerdo al ancho de la terminal a la que irá conectada la retroalimentación, por lo que fué elegido un valor de 50 [Ω]. Ya que la terminal en la que irá conectada la retroalimentación es la de compuerta, que no se presenta doble como en el caso de la terminal de fuente, la inductancia se pidió en forma de conexión sencilla.

Con los datos anteriores el programa se encargó de calcular la longitud eléctrica del elemento de retroalimentación, así como de fijar la impedancia del elemento resonador a 50 [Ω] calculando la longitud eléctrica del mismo. Mostrando los valores obtenidos, el programa solicita la selección del material dieléctrico en el que se piensen elaborar los circuitos, así como la altura que existirá entre el resonador dieléctrico y la tapa del recinto que aloje al circuito, fijando una altura de la tapa de 10 [mm] y seleccionando como material dieléctrico al Duroid 6010 (D3), el programa se encargó de diseñar la red de acoplamiento de carga que se requiere para concluir el diseño del oscilador; como red de acoplamiento, el programa presenta varias opciones para que el diseñador seleccione la que más le convenga en función de la realizabilidad física, por lo que considerando que para la configuración de compuerta común empleada, se tendrá la red de

acoplamiento de carga conectada en la terminal de drenaje del transistor cuyo ancho es de 0.51 [mm] aproximadamente, se seleccionó la red de acoplamiento cuyo primer elemento presentó un valor de impedancia cercano a los 50 Ω a fin de reducir las discontinuidades en la conexión de la red final de acoplamiento. Por último, el programa calculó las dimensiones físicas de los elementos que integran al diseño logrado.

IV.F.6. RESULTADOS Y ANALISIS FINAL DEL DISEÑO.

Un listado con los resultados del oscilador diseñado se presenta al final de esta sección, además de un diagrama esquemático a escala del aspecto final que presentará el oscilador.

Analizando los resultados del diseño, podemos observar que las dimensiones físicas de los elementos se adecúan muy convenientemente a las dimensiones del transistor a utilizar; asimismo, podemos observar que en la red de acoplamiento de carga no existe en este caso un cambio demasiado abrupto de impedancias, por lo que el diseño final puede considerarse realizable físicamente.

La magnitud de resistencia negativa que el oscilador presenta es sumamente grande lo que nos permite esperar la obtención de la máxima potencia de salida que en la configuración empleada puede

proporcionar el transistor. El elemento resonador tiene una longitud de 46.5° eléctricos, por lo que para posicionar al resonador dieléctrico en el lugar más conveniente, se requiere aumentar la longitud de este elemento 180° eléctricos.

Al llevar a cabo la construcción del diseño, podrán apreciarse las características reales que el mismo exhibe, siendo de importancia prioritaria que variando los voltajes de polarización, se logre alcanzar el intervalo de variación en la frecuencia de oscilación de 3.13 a 3.63 [GHZ]. Considerando que el transistor conveniente para la realización del oscilador es el NE72089-A cuyo costo es relativamente bajo, de no alcanzarse a cubrir el intervalo de variación de 500 [MHZ] en la frecuencia de oscilación, no repercutirá grandemente en el aspecto económico la realización de dos osciladores cubriendo cada uno la mitad del intervalo mencionado. El diseño en ese caso de los dos osciladores requeridos, sería muy similar al aquí reportado, al igual que los resultados, tomando en cuenta la variación tan pequeña que existe en los parámetros S para las frecuencias a las que se realizarían los diseños de los osciladores mencionados (3.253 y 3.503 [GHZ]), con respecto a la frecuencia utilizada en el presente diseño (3.37 [GHZ]).

ANALISIS DE LA POTENCIALIDAD DE OSCILACION DEL TRANSISTOR
 NE71083 DE 3.13 A 3.63 (GHZ) EN LA CONFIGURACION DE
 COMPUERTA COMUN:

OK, R *ODMIC

 DISEÑO DE OSCILADORES DE MICROONDAS
 * O D M I C
 PROGRAMA REALIZADO POR: J. L. MEDINA M.

NUMERO DE TRANSISTOR ?

N710P0V= NE71083

** TRANSISTOR EN CONFIG EMISOR COMUN **>> FUENTE COMUN **

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR

FREQ	S11	S12	S21	S22
3.13	0.959K -73.20	0.051J 41.94	3.788K 112.11	0.568K -47.68
3.27	0.842K -76.39	0.054J 40.11	3.684K 109.46	0.567K -52.80
3.63	0.625K -51.11	0.052J 38.30	3.590K 104.28	0.567K -55.20

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREQ	K	CE	RE I	AE	CS	RS I	AS
3.13	0.90	1.25K 22.7	0.40 B	0.057	3.61K 94.6	2.92 B	0.381
3.27	0.93	1.28J 27.1	0.42 D	0.055	3.12K 94.1	2.47 D	0.318
3.63	0.95	1.29K 32.1	0.44 D	0.056	2.66K 94.8	2.15 B	0.285

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETRO(R)

AREAS MAX Y MIN (A), GAMA(G), FIN(F) ? C

PARAMETROS S EN CONFIG. (CC,EC,BC) ? BC = COMPUERTA COMUN

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR

FREQ	S11	S12	S21	S22
3.13	0.440K 125.13	0.172J 44.91	1.514K -19.02	0.974K -17.07
3.27	0.440K 127.47	0.181J 45.16	1.523K -20.40	0.986K -18.40
3.63	0.442K 126.73	0.189J 47.54	1.537K -21.97	1.003K -19.25

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREQ	K	CE	RE I	AE	CS	RS I	AS
3.13	0.46	1.29K 132.6	1.40 F	1.618	1.20K 24.5	0.45 D	0.080
3.27	0.42	1.31K 132.6	1.37 F	1.722	1.28K 26.3	0.43 D	0.094
3.63	0.37	1.34K 135.0	1.32 F	1.846	1.37K 28.3	0.43 D	0.112

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETRO(R)

AREAS MAX Y MIN (A), GAMA(G), FIN(F) ?

OK, COMD -A710P0VA

ANALISIS DE VALORES DE INDUCTANCIA DE RETROALIMENTACION EN
 SERIE PARA EL DISEÑO DEL OSCILADOR VARIABLE UTILIZANDO EL
 TRANSISTOR NE720B9-A EN LA CONFIGURACION DE CUERPO COMUN:

L [nH]	MAG S11	MAG S21	MAG S22	K	AE	AS
0.000	0.529	1.600	1.030	0.272	2.044	0.116
0.050	0.528	1.611	1.035	0.248	2.082	0.120
0.100	0.548	1.622	1.041	0.223	2.121	0.124
0.150	0.557	1.633	1.047	0.196	2.160	0.128
0.200	0.567	1.645	1.053	0.168	2.199	0.132
0.250	0.577	1.656	1.059	0.139	2.239	0.137
0.300	0.588	1.668	1.065	0.108	2.278	0.143
0.350	0.598	1.681	1.071	0.075	2.317	0.148
0.400	0.609	1.693	1.078	0.041	2.357	0.155
0.450	0.620	1.706	1.084	0.006	2.396	0.161
0.500	0.631	1.719	1.091	-0.031	2.434	0.169
0.550	0.643	1.732	1.098	-0.069	2.473	0.177
0.600	0.655	1.746	1.105	-0.109	2.512	0.186
0.650	0.667	1.760	1.112	-0.150	2.552	0.196
0.700	0.679	1.774	1.119	-0.191	2.593	0.207
0.750	0.691	1.789	1.126	-0.233	2.634	0.219
0.800	0.704	1.803	1.134	-0.276	2.675	0.233
0.850	0.717	1.819	1.142	-0.318	2.685	0.247
0.900	0.731	1.834	1.150	-0.361	2.716	0.264
0.950	0.744	1.850	1.158	-0.403	2.746	0.282
1.000	0.758	1.867	1.166	-0.444	2.775	0.302
1.050	0.772	1.883	1.175	-0.483	2.805	0.325
1.100	0.787	1.901	1.183	-0.522	2.827	0.350
1.150	0.802	1.918	1.192	-0.558	2.851	0.377
1.200	0.818	1.936	1.201	-0.593	2.872	0.408
1.250	0.833	1.955	1.211	-0.625	2.892	0.442
1.300	0.850	1.974	1.220	-0.656	2.911	0.479
1.350	0.866	1.993	1.230	-0.684	2.928	0.521
1.400	0.883	2.013	1.240	-0.709	2.943	0.567
1.450	0.901	2.033	1.250	-0.733	2.957	0.617
1.500	0.919	2.055	1.261	-0.754	2.969	0.673
1.550	0.937	2.076	1.272	-0.773	2.978	0.734
1.600	0.954	2.098	1.283	-0.790	2.987	0.802
1.650	0.972	2.121	1.295	-0.805	2.997	0.875
1.700	0.989	2.145	1.307	-0.818	3.006	0.956
1.750	1.016	2.169	1.319	-0.829	3.014	1.043
1.800	1.037	2.194	1.331	-0.840	3.022	1.137
1.850	1.059	2.219	1.344	-0.848	3.029	1.238
1.900	1.077	2.246	1.357	-0.855	3.036	1.347
1.950	1.104	2.272	1.371	-0.862	3.042	1.461
2.000	1.133	2.301	1.385	-0.867	3.048	1.581
2.050	1.162	2.330	1.400	-0.872	3.054	1.705
2.100	1.177	2.360	1.415	-0.875	3.059	1.821
2.150	1.214	2.391	1.430	-0.878	3.064	1.957
2.200	1.217	2.422	1.446	-0.880	3.069	2.079
2.250	1.219	2.453	1.462	-0.882	3.074	2.195

2.300	1.287	2.489	1.479	-0.883	3.008	2.302
2.350	1.317	2.524	1.497	-0.883	3.003	2.400
2.400	1.348	2.561	1.515	-0.883	2.997	2.486
2.450	1.380	2.598	1.534	-0.883	2.990	2.560
2.500	1.413	2.637	1.553	-0.883	2.983	2.624
2.550	1.447	2.678	1.574	-0.882	2.975	2.679
2.600	1.482	2.720	1.595	-0.881	2.966	2.724
2.650	1.519	2.763	1.616	-0.879	2.956	2.762
2.700	1.557	2.809	1.639	-0.878	2.946	2.794
2.750	1.597	2.856	1.662	-0.876	2.935	2.821
2.800	1.638	2.905	1.687	-0.874	2.923	2.844
2.850	1.681	2.956	1.712	-0.872	2.910	2.863
2.900	1.726	3.009	1.738	-0.870	2.897	2.879
2.950	1.773	3.064	1.765	-0.867	2.884	2.893
3.000	1.821	3.122	1.795	-0.865	2.869	2.905
3.050	1.872	3.183	1.825	-0.862	2.854	2.915
3.100	1.925	3.246	1.856	-0.860	2.837	2.924
3.150	1.981	3.312	1.889	-0.857	2.822	2.931
3.200	2.039	3.381	1.923	-0.854	2.805	2.938
3.250	2.100	3.454	1.959	-0.852	2.787	2.943
3.300	2.164	3.530	1.997	-0.849	2.771	2.948
3.350	2.232	3.610	2.036	-0.846	2.753	2.952
3.400	2.302	3.694	2.078	-0.843	2.734	2.956
3.450	2.377	3.783	2.122	-0.840	2.715	2.959
3.500	2.456	3.877	2.168	-0.837	2.696	2.962
3.550	2.539	3.975	2.217	-0.834	2.676	2.964
3.600	2.627	4.080	2.269	-0.831	2.655	2.966
3.650	2.720	4.191	2.323	-0.827	2.635	2.968
3.700	2.817	4.308	2.381	-0.824	2.614	2.969
3.750	2.920	4.433	2.443	-0.821	2.592	2.970
3.800	3.029	4.566	2.508	-0.818	2.572	2.971
3.850	3.145	4.708	2.576	-0.815	2.551	2.972
3.900	3.268	4.860	2.653	-0.811	2.529	2.973
3.950	3.418	5.022	2.732	-0.808	2.507	2.973
4.000	3.585	5.196	2.818	-0.805	2.485	2.974
4.050	3.782	5.384	2.910	-0.802	2.462	2.974
4.100	3.992	5.585	3.009	-0.798	2.441	2.974
4.150	4.079	5.803	3.116	-0.795	2.419	2.974
4.200	4.274	6.040	3.232	-0.792	2.396	2.974
4.250	4.480	6.296	3.357	-0.788	2.374	2.973
4.300	4.726	6.576	3.494	-0.785	2.351	2.973
4.350	4.983	6.881	3.643	-0.781	2.327	2.973
4.400	5.260	7.215	3.807	-0.778	2.303	2.972
4.450	5.571	7.583	3.986	-0.775	2.279	2.971
4.500	5.918	7.988	4.182	-0.771	2.254	2.971
4.550	6.298	8.436	4.402	-0.768	2.229	2.970
4.600	6.714	8.933	4.643	-0.764	2.204	2.969
4.650	7.168	9.484	4.911	-0.761	2.179	2.968
4.700	7.711	10.098	5.209	-0.757	2.152	2.967
4.750	8.253	10.780	5.537	-0.754	2.125	2.967
4.800	8.942	11.533	5.905	-0.750	2.100	2.965
4.850	9.688	12.374	6.308	-0.747	2.074	2.964
4.900	10.491	13.289	6.747	-0.743	2.049	2.963
4.950	11.351	14.271	7.214	-0.740	2.024	2.962

DISEÑO DEL OSCILADOR VARIABLE UTILIZANDO EL TRANSISTOR NE72089-A
EN LA CONFIGURACION DE CUERPO COMUN:

OK, R *ODMIC

**DISEÑO DE OSCILADORES DE MICROONDAS **

* O D M I C *

PROGRAMA REALIZADO POR: J.L. MEDINA M.

NUMERO DE TRANSISTOR ?

N720POV= NE72089-A

** TRANSISTOR EN CONFIG. EMISOR COMUN **O FUENTE COMUN **

**PARAMETROS S DEL TRANSISTOR **

FREQ	S11	S12	S21	S22
3.13	0.674<-98.86	0.069< 30.14	3.303< 99.27	0.500<-55.90
3.37	0.662<-105.28	0.075< 26.46	3.301< 92.05	0.486<-61.61
3.63	0.666<-114.51	0.081< 23.04	3.144< 82.17	0.476<-67.42

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREQ	K	CE	RE I	AE	CS	RE I	AS
3.13	0.93	1.65< 108.7	0.71 D	0.006	2.87< 82.6	1.9< D	0.014
3.37	0.90	1.73< 117.3	0.77 D	0.011	3.04< 87.6	2.11 D	0.027
3.63	0.86	1.29< 125.9	0.75 D	0.019	3.03< 93.3	2.12 D	0.047

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETPO(R)

AREAS MAX Y MIN (A), GAMA(G), FIN() ? C

PARAMETROS S EN CONFIG. (CC,EC,BC) ? BC = CUERPO COMUN

**PARAMETROS S DEL TRANSISTOR **

FREQ	S11	S12	S21	S22
3.13	0.502< 168.90	0.157< 49.12	1.545<-25.28	0.998<-22.21
3.37	0.529< 165.66	0.158< 53.64	1.600<-27.34	1.030<-24.15
3.63	0.539< 164.97	0.166< 56.19	1.647<-30.57	1.071<-27.18

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREQ	K	CE	RE I	AE	CS	RE I	AS
3.13	0.38	1.32< 133.5	1.33 F	1.807	1.22< 30.9	0.43 D	0.088
3.37	0.27	1.25< 135.6	1.28 F	2.044	1.19< 34.1	0.43 D	0.116
3.63	0.16	1.40< 140.0	1.16 F	2.283	1.14< 38.1	0.44 D	0.148

TRANSISTOR(T), CONFIG(C), RETRO(R)

AREAS MAX Y MIN (A), GAMA(G), FIN() ? A

FRECUENCIA DE ANALISIS ? 3.37 [GHz]

INDUCTANCIA MIN Y MAX ? : 0.5 [nH]

NOMBRE DEL ARCHIVO ? ARPOV720

*** VALORES DE INDUCTANCIA OPTIMOS ***

L= 2.000 PROPORCIONA A1= 3.022

L= 4.100 PROPORCIONA A2= 2.974

L= 2.400 PROPORCIONA K= -0.883

SELECCIONA E INTRODUCE L OPT 2.2 [nH]

**PARAMETROS S DEL TRANSISTOR **

FREQ	S11	S12	S21	S22
3.13	1.015< 162.23	0.205< 133.74	2.120<-32.30	1.282<-23.05
3.37	1.231< 151.97	0.295< 146.02	2.422<-35.83	1.446<-27.74
3.63	1.621< 159.97	0.494< 155.38	2.998<-42.25	1.775<-32.41

** ANALISIS DE ESTABILIDAD **

FREQ	K	CE	RE I	AE	CS	RE I	AS
3.13	-0.52	7.75<-39.1	8.54 D	2.962	0.23< 64.4	0.24 D	1.055

3.37 -0.88 2.314 -28.3 4.15 D 3.016 0.480 107.4 0.96 D 2.079
 3.63 -0.87 2.774 -14.4 3.59 D 2.981 0.870 166.0 1.58 D 2.742

TRANSISTOR (T), CONFIG (C), RETRO (R)

AREAS MAX Y MIN (A), GAMA (G), FIN () ? G

GR= 1.000 < -92.000 S11= 3.139 < 153.345 GS1= 3.139

GC= 0.551 < 29.817 S22= 1.368 < -4.792 GS2= 0.754

LA MAGNITUD DE RESIST. NEGATIVA ES: -300.644

QUIERES ELEMENTOS DEL OSCILADOR ?

SI

INTRODUCE IMPEDANCIA DE RETRO:

50 [Ohm]

INDUCTANCIA BALANCEADA ?

NO

ELEMENTO # 1 Z= 50.000 TE= 46.500

ELEMENTO # 2 Z= 50.000 TE= 42.974

ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?

SI

MATERIAL DIELECTRICO ?

DS = DUPOND 8010

ALTURA DE LA TAPA (MM) ?

10

ELEMENTO # 3 Z= 19.714 TE= 80.000

ELEMENTO # 4 Z= 19.503 TE= 89.378

ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?

NO

ELEMENTO # 3 Z= 38.571 TE= 80.000

ELEMENTO # 4 Z= 21.001 TE= 87.481

ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?

NO

ELEMENTO # 3 Z= 41.429 TE= 80.000

ELEMENTO # 4 Z= 22.462 TE= 85.445

ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?

NO

ELEMENTO # 3 Z= 44.286 TE= 80.000

ELEMENTO # 4 Z= 23.893 TE= 83.244

ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?

NO

ELEMENTO # 3 Z= 47.143 TE= 80.000

ELEMENTO # 4 Z= 25.296 TE= 80.843

ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?

NO

ELEMENTO # 3 Z= 50.000 TE= 80.000

ELEMENTO # 4 Z= 26.568 TE= 78.206

ELEMENTOS SATISFACTORIOS ?

SI

ELEMENTO # 1 Z= 50.000 TE= 46.500

ELEMENTO # 2 Z= 50.000 TE= 42.974

ELEMENTO # 3 Z= 50.000 TE= 80.000

ELEMENTO # 4 Z= 26.568 TE= 78.206

**** DIMENSIONES DE ELEMENTOS ****

ELEMENTO # 1 Z= 50.001 A= 0.534 L= 4.379

ELEMENTO # 2 Z= 50.001 A= 0.534 L= 4.347

ELEMENTO # 3 Z= 50.001 A= 0.534 L= 7.533

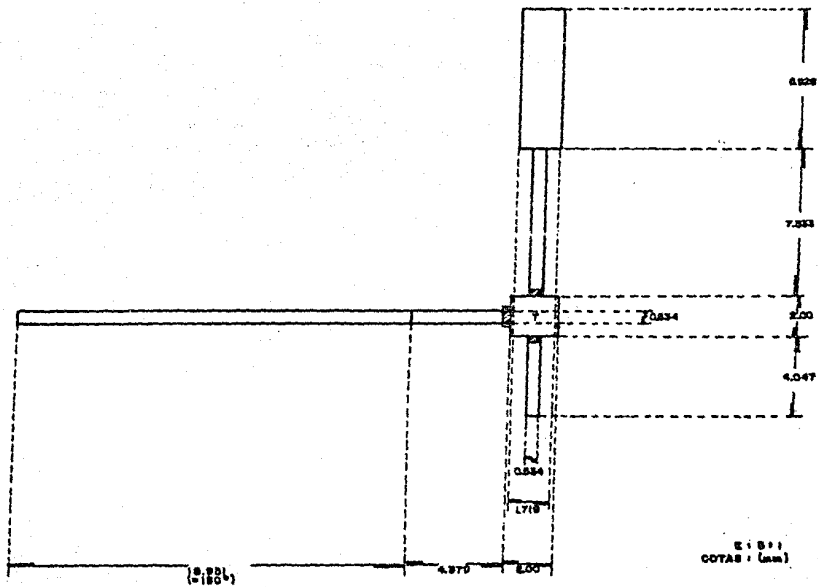
ELEMENTO # 4 Z= 26.568 A= 1.719 L= 6.428

TRANSISTOR (T), CONFIG (C), RETRO (R)

AREAS MAX Y MIN (A), GAMA (G), FIN () ?

OK. COMO -OSCVATED

CON LAS DIMENSIONES FISICAS OBTENIDAS SE REALIZO EL DISEÑO
 A ESCALA DEL ASPECTO FINAL DE LA MASCARILLA A UTILIZAR PARA
 LA CONSTRUCCION DEL OSCILADOR DISEÑADO.



276

ASPECTO FINAL DEL CIRCUITO DEL OSCILADOR VARIABLE.

IV.G. POLARIZACION.

Las especificaciones que los fabricantes proporcionan para cada uno de los transistores que se van a utilizar en la construcción de los diferentes componentes que integran al subsistema transmisor, están dadas considerando el funcionamiento de los mismos en un determinado punto de operación. Ese punto de operación se define generalmente por un voltaje y una corriente de polarización. Para el caso de los transistores GaAsFET utilizados, el punto de operación está definido por el voltaje aplicado entre las terminales de drenaje y fuente (V_{DS}) y la corriente que fluye a través de los mismos (I_{DS}).

Para proporcionar los voltajes y corrientes requeridos por el transistor para operar en el punto de operación deseado, se requiere de la utilización de fuentes de polarización que apliquen esos voltajes y corrientes a los transistores sin afectar el funcionamiento de los mismos, para lo que se requieren redes de polarización que independicen el funcionamiento de altas frecuencias, de la polarización de C.D. suministrada. A continuación se describe el procedimiento seguido para el diseño de las redes de polarización y posteriormente se plantean las características que deben de tener las fuentes de polarización a utilizar.

IV.G. POLARIZACION.

Las especificaciones que los fabricantes proporcionan para cada uno de los transistores que se van a utilizar en la construcción de los diferentes componentes que integran al subsistema transmisor, están dadas considerando el funcionamiento de los mismos en un determinado punto de operación. Ese punto de operación se define generalmente por un voltaje y una corriente de polarización. Para el caso de los transistores GaAsFET utilizados, el punto de operación está definido por el voltaje aplicado entre las terminales de drenaje y fuente (V_{DS}) y la corriente que fluye a través de los mismos (I_{DS}).

Para proporcionar los voltajes y corrientes requeridos por el transistor para operar en el punto de operación deseado, se requiere de la utilización de fuentes de polarización que apliquen esos voltajes y corrientes a los transistores sin afectar el funcionamiento de los mismos, para lo que se requieren redes de polarización que independicen el funcionamiento de altas frecuencias, de la polarización de C.D. suministrada. A continuación se describe el procedimiento seguido para el diseño de las redes de polarización y posteriormente se plantean las características que deben de tener las fuentes de polarización a utilizar.

IV.G.1. REDES DE POLARIZACION.

Debido a que el comportamiento en C.D. de los GaAsFET's utilizados en el diseño de los componentes del subsistema transmisor es similar al comportamiento típico de cualquier tipo de transistor (bipolar o FET), fijando el voltaje aplicado a la terminal de drenaje (V_{DS}) requerido por el transistor, se podrá obtener la corriente I_{DC} especificada para su correcto funcionamiento, ajustando el voltaje aplicado en la compuerta (V_{GS}) a un valor apropiado. Atendiendo a lo anterior, se requerirán para aplicar los voltajes mencionados, redes de polarización colocadas en las terminales de drenaje y compuerta de cada transistor; sin embargo, como fue determinándose a lo largo de todo este capítulo, en dichas terminales se encontrarán conectadas las redes de acoplamiento o algún otro elemento de microcinta formando al circuito diseñado para su funcionamiento en altas frecuencias (amplificación u oscilación).

Para que los voltajes de C.D. aplicados en las terminales de drenaje y compuerta no afecten al funcionamiento en radiofrecuencia de los diferentes componentes, se requiere que las redes de polarización tengan una estructura cuyo circuito equivalente sea el de un filtro pasobajas que permita el libre paso de las señales de C.D., bloqueando el paso de cualquier señal de radiofrecuencia que pudiera dirigirse hacia la fuente de polarización. Esta estructura se logra colocando un elemento de

alta impedancia y otro de baja impedancia que se comportan como un filtro pasobajas (fig.4.18).

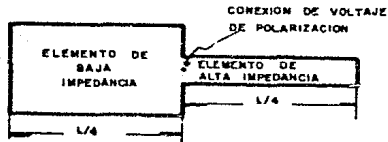


fig.4.18. Filtro Pasobajas en Microcinta.

Utilizando el circuito de la figura anterior, el elemento de alta impedancia se comporta como un inductor en serie cuyo valor aproximado puede determinarse con la siguiente ecuación.

$$L_s = Z_1 \tan \theta_1 / 2\pi f \quad \dots \dots \dots (4.1)$$

De la misma manera, el elemento de baja impedancia se comporta como un capacitor en paralelo cuya capacitancia aproximada se puede calcular con la ecuación:

$$C_p = \tan \theta_2 / 2\pi f Z_2 \quad \dots \dots \dots (4.2)$$

La frecuencia de corte del filtro pasobajas se determina con la relación:

$$f_c = 1 / 2\pi(L_s C_p)^{1/2} \quad \dots \dots \dots (4.3)$$

De acuerdo a las ecuaciones anteriores, mientras más alto sea el valor de Z_1 y más bajo el de Z_2 , la frecuencia de corte será menor; además, cuando $\theta_1 = 90^\circ$ ó $\theta_2 = 90^\circ$, el valor de la inductancia o de la capacitancia según el caso, tiende a infinito haciendo tender la frecuencia de corte a cero. Prácticamente se ha observado que utilizando redes de polarización como la mostrada en la figura 4.18, con segmentos de línea de microcinta de alrededor de 70 y 25 $[\Omega]$ para Z_1 y Z_2 respectivamente con longitudes eléctricas de 90° , se han obtenido frecuencias de corte menores a los 100 [Hz].

Basado en lo anterior, se calcularon las dimensiones físicas para los segmentos de microcinta convenientes de acuerdo a las frecuencias de operación de cada componente diseñado. Las dimensiones obtenidas haciendo uso de la subrutina MICROS del programa DAMIC fueron:

	APL	Preamp.	Osc. Fijo	Osc. Var.
Frecuencia de diseño [GHz]	14.5	3.7	10.8	3.63
Impedancia Z_1 $[\Omega]$	70.0	70.0	70.0	70.0
Impedancia Z_2 $[\Omega]$	30.0	25.0	30.0	25.0
Ancho de la línea Z_1 [mm]	0.240	0.204	0.222	0.204
Longitud física Z_1 [mm]	1.959	7.990	2.678	8.145
Ancho de la línea Z_2 [mm]	1.784	1.895	1.631	1.893
Longitud física Z_2 [mm]	1.738	7.201	2.398	7.342
La longitud eléctrica de todos los elementos es de 90° .				

Con los resultados obtenidos para las redes de polarización, redes de acoplamiento y demás elementos en microcinta determinados durante el diseño de cada uno de los componentes, se elaboran las mascarillas para la realización física de los mismos.

IV.G.2. FUENTES DE POLARIZACION.

Las fuentes que se proponen para proporcionar los niveles de voltaje y corriente requeridos por los transistores GaAsFET para operar en el régimen deseado, se basan en la fuente de polarización propuesta por Medina Monroy para un prototipo industrializable de amplificador de bajo ruido, haciéndole las modificaciones pertinentes para abastecer los niveles determinados en base al análisis de los requerimientos de cada uno de los transistores, que intervienen en los componentes diseñados y proponiendo fuentes independientes para cada uno de los componentes; esto se hace con la finalidad de poder incluir las fuentes en los recintos que alojarán independientemente a cada uno de los componentes, permitiéndoles un funcionamiento independiente, lo que proporcionará al usuario mayor facilidad en la localización de las posibles fallas que pudiera tener el equipo, realizando mediciones y verificando las características de cada uno de los componentes por separado.

El análisis de los requerimientos de polarización y la determinación de la fuente propuesta, se describe a continuación para cada uno de los componentes que integran al subsistema transmisor.

IV.G.2.a) FUENTE DE POLARIZACION DEL APE.

Los voltajes y corrientes requeridos por cada uno de los transistores que integran el APE para su funcionamiento en el punto de operación que proporciona las características deseadas de los mismos, determinan las capacidades de voltaje y corriente que debe tener la fuente de polarización utilizada. En la figura 4.19 se muestran esquemáticamente dichos requerimientos.

Como se observa en la figura mencionada, la fuente de polarización deberá proporcionar tres diferentes voltajes de polarización (3, 8 y 9 [V]), para conectar alguno de ellos a cada una de las terminales de drenaje de los transistores. Como ya se mencionó, los valores de corriente requeridos se ajustan fijando el voltaje negativo aplicado en la terminal de compuerta de los GaAsFET's (V_{GS}), por lo que se requerirá de 9 diferentes voltajes negativos que se ajustarán para proporcionar la corriente I_{DS} de cada uno de los transistores. De acuerdo a las especificaciones de los transistores, los voltajes de compuerta V_{GS} estarán entre 0 y -9 [V], siendo por lo general no menores de -4 [V].

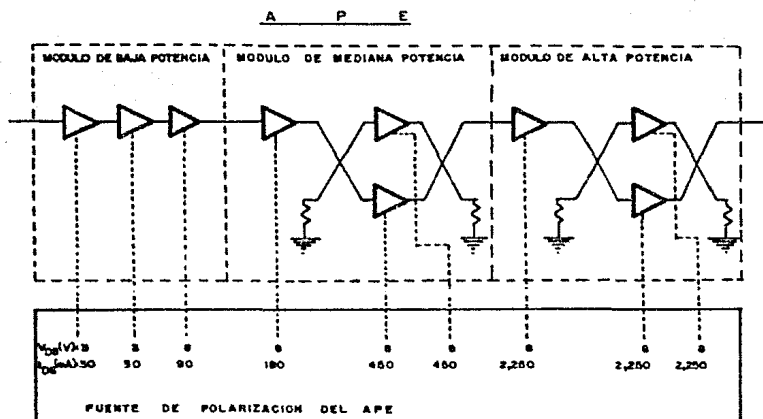


fig.4.19. Requerimientos para la Fuente de Polarización del APE.

La fuente diseñada considera un voltaje de entrada de +15 [V] y deberá ser de capacidad aproximada de 10 [A] de corriente, siendo la demanda total establecida por los requerimientos de los transistores del APE de:

$$I_{DStot} = \sum I_{DPS} = 0.03 + 0.03 + 0.09 + 0.18 + 0.45 + 0.45 + 2.25 + 2.25 + 2.25 = \underline{7.98 \text{ [A]}}$$

Por lo que se recomienda el uso de un fusible de 8.5 [A].

La salida de voltaje $V_{DS1} = 3$ [V], deberá tener capacidad de proporcionar una corriente de:

$$I_{DS@VDS1} = 30 + 30 = \underline{60 \text{ [mA]}}$$

De manera similar, la salida de voltaje $V_{DS2} = 8$ [V] deberá tener una capacidad de provisión de corriente de:

$$I_{DS@VDS2} = 0.09 + 0.18 + 0.45 + 0.45 = \underline{1.17 \text{ [A]}}$$

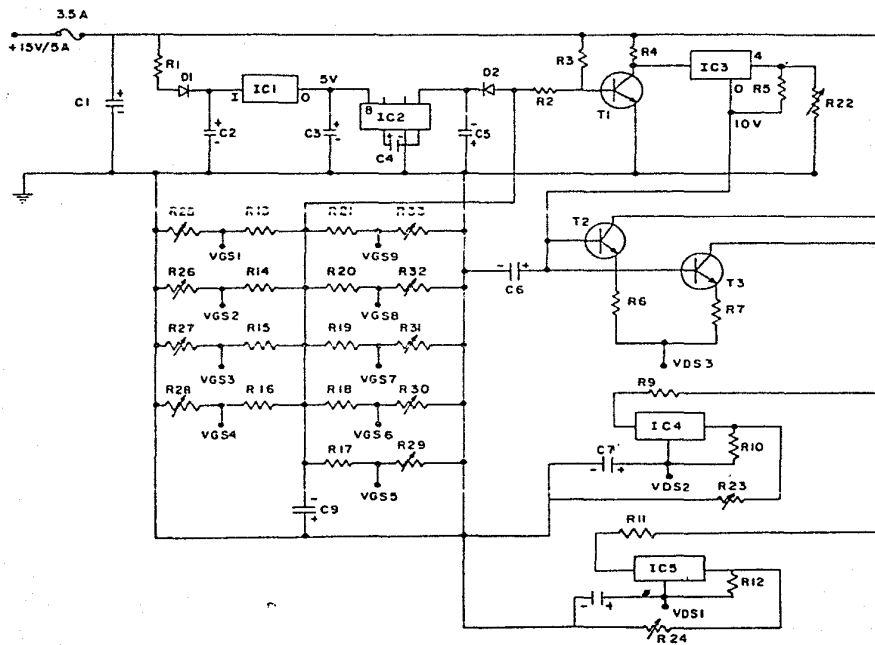
La salida de voltaje $V_{DS3} = 9$ [V], deberá tener capacidad de proveer corriente de:

$$I_{DS@VDS3} = 2.25 + 2.25 + 2.25 = \underline{6.75 \text{ [A]}}$$

Analizando las capacidades de corrientes calculadas, se encontró que el circuito de la fuente de polarización desarrollado en el CICESE como parte del amplificador de potencia de 5 [W] para transmisión en banda "C", es capaz de satisfacer las demandas establecidas por el APE. Dicho circuito se muestra en la figura 4.20 y su funcionamiento se explica a continuación.

Al aplicar a la entrada de la fuente el voltaje de +15 [V], entrará en funcionamiento el elemento IC1 que es un regulador de voltaje que fija el voltaje de alimentación del circuito integrado IC2; este elemento es un convertidor de voltaje D.C.-D.C. que opera con un nivel de entrada fijo de +5 [V], entregando a su salida un voltaje negativo de -4.5 [V] aproximadamente, que aplicado a los divisores de voltaje ajustables con los potenciómetros R_{25} a R_{33} , proporciona los 9 voltajes negativos que se aplican a las terminales de compuerta V_{GS} de los diferentes transistores utilizados en el APE.

FIG. 4.20. Fuente de Polarización para el APE.



Los potenciómetros R_{23} y R_{24} fijan los voltajes de salida V_{DS2} y V_{DS1} respectivamente, provenientes de los reguladores ajustables de voltaje IC4 e IC5. La capacidad de corriente que pueden entregar estos circuitos está limitada por las resistencias R_9 y R_{11} que han sido calculadas para proporcionar las corrientes requeridas determinadas anteriormente. El circuito integrado IC3 es también un regulador ajustable de voltaje cuyo funcionamiento es iniciado cuando lo marca el voltaje aplicado en la base del transistor T_1 ; este regulador proporciona un voltaje regulado en las terminales de base de los transistores T_2 y T_3 , controlando así la corriente de salida de la terminal V_{DS3} que a su vez proporciona el voltaje requerido por los transistores de potencia utilizados en el diseño del APE.

Las partes que integran al circuito de la fuente de polarización del APE se enlistan a continuación:

IC1	A78L05	Regulador de voltaje a 5 [V]
IC2	ICL7660	Convertidor D.C.-D.C.
IC3	LM317T	Regulador ajustable de voltaje
IC4	LM317T	Regulador ajustable de voltaje
IC5	LM317LZ	Regulador ajustable de voltaje
T_1	2N6121	Transistor
T_2 y T_3	2N3771	Transistores
D_1 y D_2	1N4001	Diodos

Capacitores

C ₁ , C ₆ , C ₇ y C ₈	10 [μF], 35 [V]	Electrolítico
C ₂ , C ₃ y C ₉	4.7 [μF], 25 [V]	Tantalio
C ₄ y C ₅	10 [μF], 25 [V]	Tantalio

Resistencias

R ₁	56 [Ω], 0.5 [W]
R ₂	2.2 [kΩ], 0.25 [W]
R ₃	10 [kΩ], 0.25 [W]
R ₄	120 [Ω], 5 [W]
R ₅ y R ₁₂	240 [Ω], 0.5 [W]
R ₆ y R ₇	0.3 [Ω], 10 [W]
R ₉	100 [Ω], 0.5 [W]
R ₁₀	210 [Ω], 0.5 [W]
R ₁₁	220 [Ω], 0.5 [W]
R ₁₃	4.3 [kΩ], 0.25 [W]
R ₁₄	2.2 [kΩ], 0.25 [W]
R ₁₅ , R ₁₆ y R ₁₇	1.5 [kΩ], 0.25 [W]
R ₁₈ y R ₁₉	1.3 [kΩ], 0.25 [W]
R ₂₀ y R ₂₁	1 [kΩ], 0.25 [W]
R ₂₂ a R ₃₃	5 [kΩ] Potenciómetros

Las principales características que presenta esta fuente de polarización son:

- Alimentación de entrada de +15 [V] y 10 [A]
- Fusible de protección de 8.5 [A]
- Voltajes regulados positivos de 3, 6 y 9 [V]
- Voltajes regulados negativos entre 0 y -4 [V]
- Aplicación secuencial del voltaje negativo (V_{GS}) seguido del voltaje positivo (V_{DS}).
- Protección contra falta de voltaje negativo para evitar exceso de corriente de drenaje (I_{DS})
- Dimensiones físicas reducidas.

IV.G.2.b) FUENTE DE POLARIZACION DEL PREAMPLIFICADOR.

El procedimiento para determinar la fuente requerida por el preamplificador, es similar al, seguido para el APE; en este caso, los voltajes y corrientes de polarización necesarios para que los transistores operen en el punto de operación deseado se muestran en la figura 4.21.

Como se ve, tan sólo se requerirá de un voltaje positivo aplicado en la terminal de drenaje del transistor (V_{DS}) y tres diferentes voltajes negativos que al aplicarse a la terminal de compuerta de los GaAsFET's, fijarán la corriente de drenaje (I_{DS}) necesaria para que operen en el régimen establecido para obtener

de ellos las características de ganancia y potencia para las que se realizó el diseño del preamplificador.

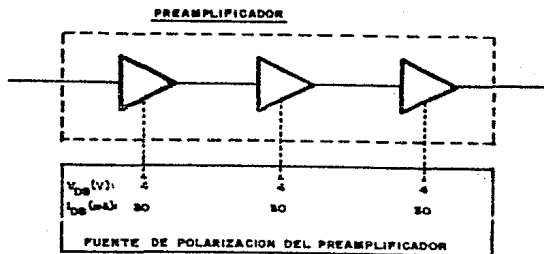


fig.4.21 Requerimientos para la Fuente de Polarización del Preamplificador.

Lo anterior simplifica el circuito de la fuente de polarización, ya que en este caso se requiere tan sólo de un regulador ajustable de voltaje con capacidad mínima de 90 [mA] y un voltaje regulado de salida de +4 [V]; además sólo necesita tres divisores de voltaje para proveer los voltajes negativos de polarización V_{GS} . En la figura 4.22 se muestra el circuito propuesto; la lista de partes que lo integra es la siguiente.

IC1	A78L05	Regulador de voltaje a 5 [V]
IC2	ICL7660	Convertidor D.C.-D.C.
IC3	LM317M	Regulador ajustable de voltaje
D ₁ y D ₂	IN4001	Diodos

Capacitores

C ₁ y C ₂	4.7 (μF), 35 (V)	Tantalio
C ₃ y C ₄	10 (μF), 35 (V)	Tantalio
C ₅	4.7 (μF), 35 (V)	Electrolítico
C ₆	10 (μF), 35 (V)	Electrolítico

Resistencias

R ₁	5.6 (Ω), 0.5 (W)
R ₂	43 (Ω), 0.5 (W)
R ₃	240 (Ω), 0.25 (W)
R ₅ a R ₇	4.3 (kΩ), 0.25 (W)
R ₄ y R ₈ a R ₁₀	5 (kΩ) Potenciómetros

El funcionamiento del circuito es similar al explicado para la fuente de polarización del APE así como sus características principales, a excepción de que en este caso la aplicación de los voltajes negativo y positivo no se realiza en forma secuencial ni se tiene protección contra falta de voltaje negativo que evite excesos de corriente de drenaje, por no considerarse necesario debido a la baja corriente manejada.

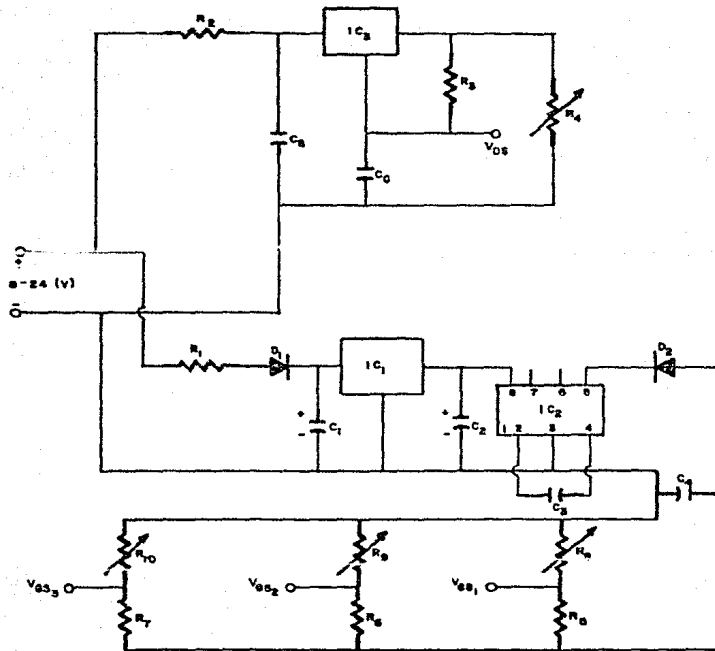


fig.4.22. Fuente de Polarización del Preamplificador.

IV.G.2.c) FUENTE DE POLARIZACION DEL OSCILADOR FIJO.

Considerando que con esta fuente se suministrarán los voltajes y corrientes requeridos para la polarización tanto del transistor usado en el oscilador fijo (NE71083), como del utilizado en la etapa de "amplificación-aislamiento" colocada entre la salida del oscilador y la entrada al puerto LO del mezclador 2, la fuente de polarización a utilizar se determinará en base a lo siguiente.

Como ya se analizó, para la frecuencia de 10.8 [GHZ], se encontró que el transistor NE71083 cumple con las características de ganancia, potencia y bajo ruido convenientes para el diseño de etapas de amplificación cuya potencia de salida sea menor de 15 [dB], por lo que para poder proporcionar el nivel de 16 [dBm] que posiblemente requiera el mezclador 2, se tendrá la necesidad de utilizar otro transistor. Haciendo un análisis de varios transistores con capacidad de potencia mayor a 16 [dBm], se determinó que el transistor NE900075 -cuyas hojas de datos se anexan en el apéndice A-, se presenta como una posible opción para el diseño de la etapa de amplificación-aislamiento antes mencionada, que como ya se estableció, deberá diseñarse en función de la potencia de salida que se obtenga del oscilador fijo una vez que haya sido construido.

En base a lo anterior, la fuente de polarización deberá proveer los voltajes de drenaje y compuerta requeridos por los

dos transistores (el del oscilador y el de la etapa de amplificación-aislamiento), con las corrientes demandadas que se fijan ajustando el voltaje negativo aplicado en la compuerta. Suponiendo que para la etapa de amplificación se utilizará el transistor propuesto (NE900075), se tendrán los requerimientos de polarización que se muestran en la figura 4.23.

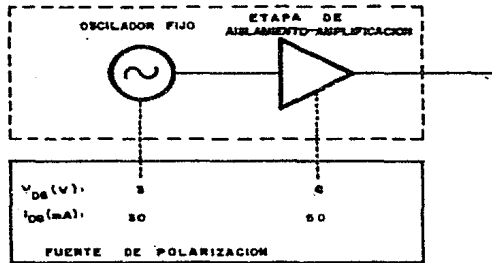


fig.4.23. Requerimientos para la Fuente de Polarización del Oscilador Fijo.

Para proporcionar los voltajes y corrientes mostrados en la figura anterior, es posible utilizar una fuente de polarización similar a las anteriores, con la consideración de

que en este caso se requerirá del uso de dos reguladores ajustables de voltaje con capacidades de corriente superiores a 30 y 50 (mA), por lo que el circuito propuesto se muestra en la figura 4.24.

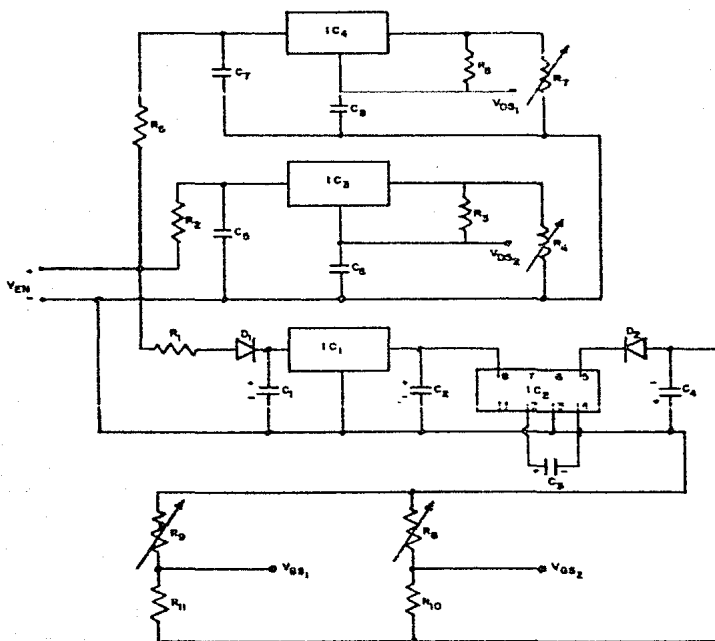


fig.4.24. Fuente de Polarización del Oscilador Fijo.

La lista de partes que integran al circuito anterior es la siguiente.

IC1	A78L05	Regulador de voltaje a 5 [V]
IC2	ICL7660	Convertidor D.C.-D.C.
IC3	LM317LZ	Regulador ajustable de voltaje
IC4	LM317LZ	Regulador ajustable de voltaje
D ₁ y D ₂	IN4001	Diodos

Capacitores

C ₁ y C ₂	4.7 [μF], 35 [V]	Tantalio
C ₃ y C ₄	10 [μF], 35 [V]	Tantalio
C ₅ y C ₇	4.7 [μF], 35 [V]	Electrolítico
C ₆ y C ₈	10 [μF], 35 [V]	Electrolíticos

Resistencias

R ₁	5.6 [Ω], 0.5 [W]
R ₂ y R ₅	43 [Ω], 0.5 [W]
R ₃ y R ₆	240 [Ω], 0.25 [W]
R ₁₀ y R ₁₁	4.3 [kΩ], 0.25 [W]
R ₄ y R ₇ a R ₉	5 [kΩ] Potenciómetros

El funcionamiento del circuito es similar al explicado para las anteriores fuentes de polarización.

IV.G.2.d) FUENTE DE POLARIZACION DEL OSCILADOR VARIABLE.

Al igual que la fuente del oscilador fijo, esta fuente proporcionará los voltajes y corrientes requeridos tanto por el oscilador como por la etapa de amplificación que sirve para alcanzar la potencia requerida por el puerto LO del mezclador 1, además de cumplir con la función de aislar al oscilador del mezclador evitando reflexiones de señales. Sin embargo, tomando en consideración que el nivel de potencia requerido por el mezclador 1 es de entre 10 y 13 [dBm], para alcanzarlo es posible y conveniente utilizar en el diseño de la etapa de amplificación, un transistor del mismo tipo que el utilizado en el diseño del oscilador variable; por esta razón, los requerimientos de voltaje y corriente simplifican la determinación de la fuente de polarización a utilizar y son los que se muestran en la figura 4.25.

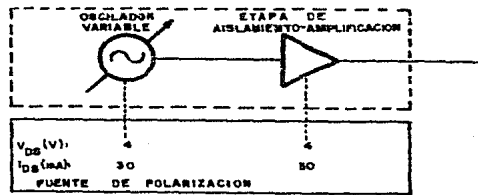


fig.4.25. Requerimientos para la Fuente de Polarización del Oscilador Variable.

En este caso, observamos que la fuente debe suministrar tan

sólo un voltaje regulado de +4 [V] y una corriente de 60 [mA] dividida en la polarización de los dos transistores utilizados y fijada con el ajuste de los voltajes negativos aplicados en la terminal de compuerta de cada uno de ellos; Esta capacidad de corriente la proporciona un sólo regulador ajustable de voltaje del tipo LM317LZ, por lo que el circuito propuesto para esta fuente de polarización es el que se muestra en la figura 4.26, cuya lista de partes es:

IC1	A78L05	Regulador de voltaje de 5 [V]
IC2	ICL7660	Convertidor D.C.-D.C.
IC3	LM317LZ	Regulador ajustable de voltaje
D ₁ y D ₂	1N4001	Diodos

Capacitores

C ₁ y C ₂	4.7 [μF], 35 [V]	Tantalio
C ₃ y C ₄	10 [μF], 35 [V]	Tantalio
C ₅	4.7 [μF], 35 [V]	Electrolítico
C ₆	10 [μF], 35 [V]	Electrolítico

Resistencias

R ₁	5.6 [Ω], 0.5 [W]
R ₂	43 [Ω], 0.5 [W]
R ₃	240 [Ω], 0.25 [W]
R ₅	4.3 [kΩ], 0.25 [W]
R ₄ y R ₆	5 [kΩ] Potenciómetros

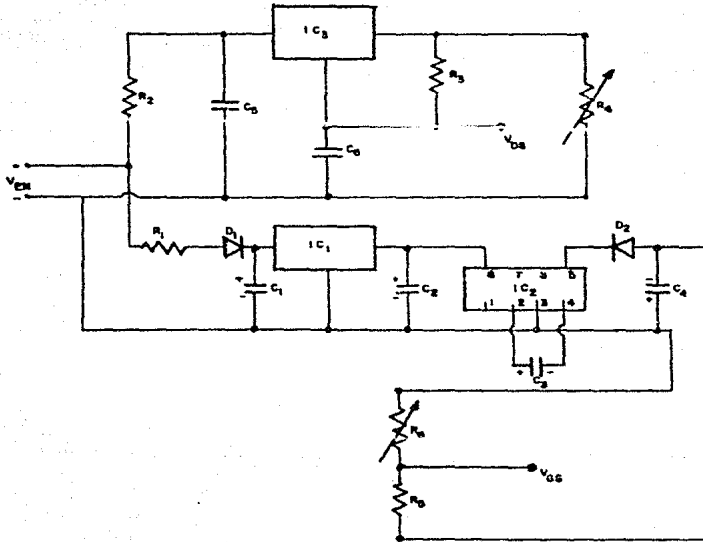


fig.4.26. Fuente de Polarización del Oscilador Variable.

Nuevamente, el funcionamiento de la fuente propuesta es similar al de las fuentes anteriores.

CAPITULO.V

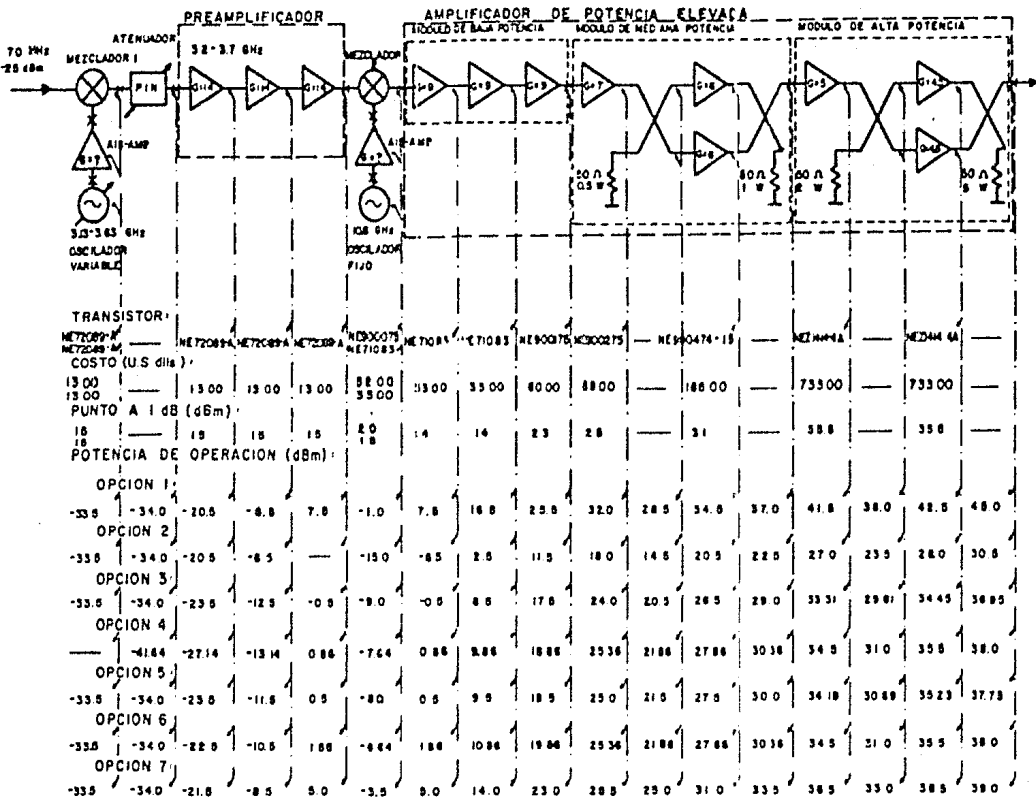
ANALISIS DEL SUBSISTEMA TRANSMISOR EN CONJUNTO.

CAPITULO V. ANALISIS DEL SUBSISTEMA TRANSMISOR EN CONJUNTO.

Habiendo concluido el diseño de cada uno de los componentes que integran al subsistema transmisor y haberlos analizado independientemente, es necesario llevar a cabo un análisis del subsistema en conjunto que permita prever algunos de los efectos que al interconectarse, provocarán unos componentes sobre otros. Este análisis es útil para verificar los diseños en lo que al funcionamiento esperado se refiere, lo que permite hacer los cambios convenientes antes de realizar la construcción y puesta en operación de los diseños. El caracter del análisis realizado, contempla no sólo el aspecto técnico, sino también el aspecto económico, lo que proporciona una visión más amplia del subsistema transmisor dando las bases para un estudio de factibilidad de industrialización más profundo.

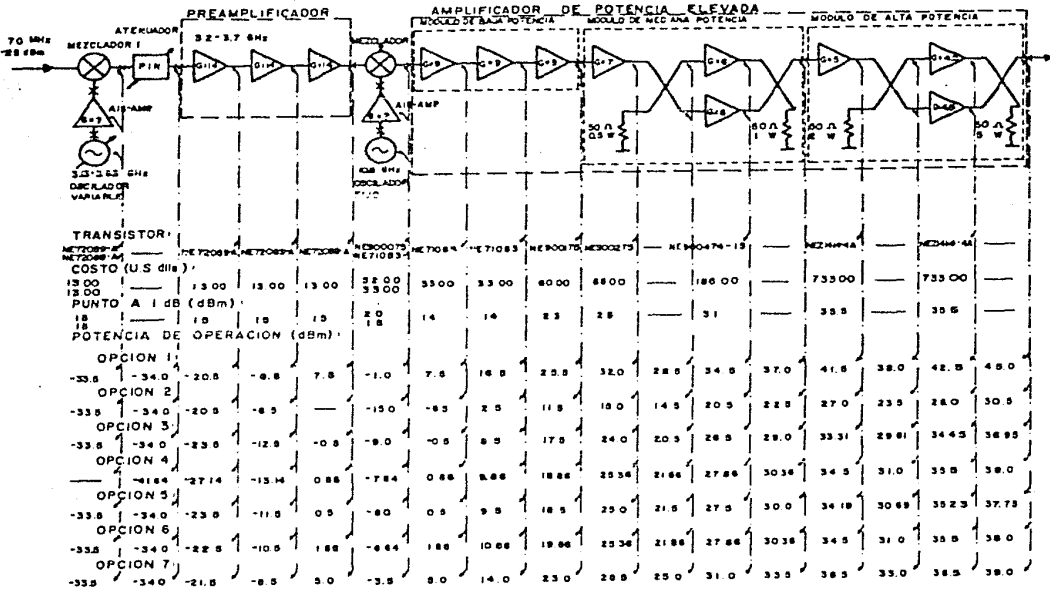
Para llevar a cabo el análisis mencionado, es de ayuda la figura 5.1 en la que se especifica lo siguiente: En la parte inferior de la figura se presentan en primer lugar los modelos de los transistores utilizados; en el renglón siguiente los costos cotizados por el fabricante; despues el nivel de potencia a 1 dB de compresión para cada transistor y en los renglones posteriores se presentan los niveles de potencia a los que trabajaría cada transistor para las diferentes "opciones de funcionamiento" que se explican a continuación, en base a las cuales se determinan los cambios convenientes a realizar en el diseño.

Fig. 5.1. Analisis del Subsistema Transmisor en Conjunto.



TRANSISTOR:	NE7208A	NE7208A	NE7208A	NE300075	NE7108A	NE7108B	NE80075	NE300275	NE90474-18	NE2444A	NE2444A						
COSTO (U.S. \$)	13.00	13.00	13.00	28.00 35.00	33.00	33.00	60.00	88.00	186.00	733.00	733.00						
PUNTO A 1 dB (dBm)	18	18	18	20 18	14	14	23	28	31	38.8	35.8						
POTENCIA DE OPERACION (dBm):																	
OPCION 1:	-33.5	-34.0	-20.5	-8.8	7.0	-1.0	7.8	16.8	25.8	32.0	28.5	34.8	37.0	41.8	38.0	48.5	48.0
OPCION 2:	-33.5	-34.0	-20.5	-6.5	—	-15.0	-8.5	2.8	11.3	18.0	14.8	20.3	22.8	27.0	23.3	28.0	30.8
OPCION 3:	-33.5	-34.0	-23.5	-12.5	-0.8	-8.0	-0.8	8.8	17.8	24.0	20.3	28.5	29.0	33.31	29.81	34.45	36.95
OPCION 4:	—	-41.84	-27.14	-13.14	0.86	-7.64	0.86	8.86	18.86	25.36	21.86	27.86	30.36	34.8	31.0	35.8	38.0
OPCION 5:	-33.5	-34.0	-23.8	-11.8	0.5	-8.0	0.5	9.5	18.5	25.0	21.5	27.5	30.0	34.18	30.88	35.23	37.73
OPCION 6:	-33.5	-34.0	-22.8	-10.8	1.88	-8.64	1.88	10.88	19.88	25.38	21.88	27.88	30.38	34.5	31.0	35.5	38.0
OPCION 7:	-33.5	-34.0	-21.8	-8.5	5.0	-3.5	9.0	14.0	23.0	28.8	25.0	31.0	33.5	38.5	33.0	38.5	39.0

FIG. 5.1. Analisis del Subsistema Transmisor en Conjunto.



Para este análisis se consideran pérdidas de 0.5 [dB] en los conectores utilizados para interconectar a los componentes del subsistema y cada uno de los módulos del amplificador de potencia elevada; estos últimos se consideran para la etapa experimental del prototipo, sin embargo, conviene que en la realización del prototipo final se integren dos o los tres módulos del componente en un sólo recinto, lo que reduce el número de conectores y por tanto las pérdidas consideradas, debiéndose re-analizar para asegurar un funcionamiento conveniente. Por otro lado, en base a diseños construidos anteriormente, se han considerado pérdidas de 0.5 [dB] en cada uno de los acopladores direccionales utilizados. Además, se consideran pérdidas de 8 [dB] en cada uno de los mezcladores, especificadas por el fabricante.

En la "opción 1" se considera el funcionamiento de los transistores en las etapas de amplificación, de acuerdo a las ganancias logradas en los diseños de los componentes; en ella se observa lo siguiente.

El nivel de potencia de salida del segundo transistor del APE, supera al nivel de potencia a 1 dB de compresión especificado para el transistor utilizado (NE71083), por lo que el amplificador estaría muy propenso a fallar en ese punto; si no fallase, considerando que el punto a 1 dB es superado por la potencia de salida que tendrían todos los transistores colocados después del mencionado, alguno de ellos fallaría. Debido a lo anterior, se deben plantear algunas otras opciones de

funcionamiento que permitan un buen aprovechamiento de la capacidad de potencia de los transistores, a la vez de garantizar un funcionamiento seguro.

La "opción 2" consiste en eliminar una de las etapas del preamplificador; en este caso la ganancia total del mismo se reduce a 28 [dB] y analizando las potencias de trabajo de los diversos transistores, se aprecia que aunque se tiene un funcionamiento seguro, la potencia de salida es de tan sólo 30.5 [dBm] (1.1 [W]), lo que no cumple con lo establecido en las especificaciones iniciales del diseño.

Como "opción 3", se presentan los valores de potencia haciendo una modificación en las tres etapas del preamplificador a tener ganancias de 11, 11 y 12 [dB], con lo que se obtiene a la salida una potencia de 36.95 [dBm] (4.96 [W]) y como se observa, ninguno de los transistores trabaja saturado o en el punto a 1 dB de compresión lo que garantiza un funcionamiento seguro. En esta opción y en las siguientes, las potencias de salida de los transistores del módulo de alta potencia del APE, fueron calculadas de acuerdo a lo siguiente.

En las hojas de datos del fabricante -incluidas en el apéndice A-, se especifica para el transistor NEZ1414-4A una ganancia típica de 5.5 [dB] cuando la potencia de entrada es 10 [dB] menor a la potencia que se especifica como típica de entrada -en este caso de 33 [dBm]- para obtener una potencia de salida típica que se encuentra arriba del punto a 1 dB de compresión -en

este caso de 36.5 [dBm] - (ver nota 2 de las hojas de datos), gráficamente, la curva que relaciona potencias de entrada con potencias de salida de este transistor, es del tipo de la mostrada en la figura 5.2.

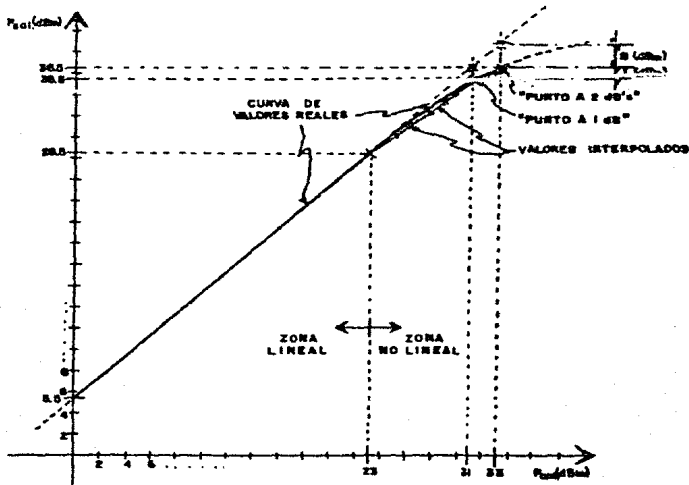


fig.5.2. Curva Aproximada de Ganancia del Transistor NEZ1414-4A:

Como se observa en la figura 5.2, la ganancia especificada por el fabricante, de 5.5 [dB], se cumple en la región lineal del transistor que en este caso se extiende hasta los 23 [dBm] de potencia de entrada (28.5 [dBm] de potencia de salida); después de este punto la ganancia del dispositivo es menor que en la

región lineal. teniéndose como referencia el punto en el que se ha comprimido la ganancia 1 [dB] -llamado punto a 1 dB de compresión-, que para este transistor, se encuentra cuando la potencia de salida es de 35.5 [dBm] (potencia de entrada de 31 [dBm]). Además, para este tipo de transistores (de potencia), se tiene el punto de trabajo del transistor en el que la ganancia ha sufrido una compresión mayor a 1 [dB] -en este caso 2 [dB]-, esto sucede para el transistor NEZ1414-4A con potencia de entrada de 33 [dBm] y potencia de salida de 35.5 [dBm] (ver hojas de datos). De acuerdo a lo anterior, si se utiliza interpolación lineal para determinar los niveles de potencia de salida de los transistores a niveles de potencia de entrada dados, se estarán obteniendo valores de potencia menores que los que realmente es capaz de proporcionarnos el transistor, de manera que el error cometido nos sirve como "margen de seguridad", pudiendo asegurar más confiablemente que los niveles de salida calculados podrán efectivamente ser proporcionados por el transistor. Para hacer más cercanos a la realidad los valores calculados, se ha utilizado interpolación entre los puntos de 23 [dBm] y el de 1 dB de compresión, para potencias de entrada que caen dentro de ese rango (de 23 a 31 [dBm]), y se ha interpolado entre los puntos a 1 y 2 dB de compresión, para las potencias de entrada que caen en el rango correspondiente (31 a 33 [dBm]).

Como puede observarse, la "opción 3" es bastante conveniente ya que garantizando un funcionamiento seguro, proporciona una

potencia de salida que supera la establecida en las especificaciones iniciales del subsistema transmisor; sin embargo, es conveniente hacer un análisis en el que se trabajen los transistores de potencia de la última etapa en el punto a 1 dB de compresión, a fin de determinar si alguna otra opción de funcionamiento permite obtener un nivel de potencia de salida aún mayor, con un funcionamiento seguro. Para ello, se planteó la "opción 4" en la que se analizan las potencias iniciando por la etapa final y terminando en la inicial del subsistema; los niveles de potencia se encuentran en la figura 5.1 y se consideran las ganancias indicadas en el diagrama, en el que se puede observar lo siguiente.

En el transistor NE900275 se excede la potencia a 1 dB en 0.36 [dBm], por lo que existiría riesgo de un mal funcionamiento; para evitarlo, se puede cambiar el transistor de esa etapa, o bien, reducir la ganancia de las etapas anteriores para llegar cuando más al nivel establecido por el punto a 1 dB de compresión. Además de este problema, se observa que la ganancia del preamplificador está excedida, ya que con las establecidas en el diseño (14 [dB] por etapa), el nivel de entrada del preamplificador debería ser de -41.14 [dBm]; esto es posible lograrlo ajustando el atenuador PIN a un valor de atenuación de aproximadamente 6.64 [dB] como mínimo, sin embargo, conviene más reducir la ganancia de las etapas del preamplificador, de manera que se tenga una ganancia total de aproximadamente 33.14 [dB].

Basado en las consideraciones anteriores se propusieron las siguientes opciones de funcionamiento.

En la "opción 5", se realizó un análisis partiendo de tener al transistor NE900275 en el nivel de potencia establecido por el punto a 1 dB de compresión (25 [dBm]) y modificando las ganancias de las tres etapas del preamplificador para que proporcionasen, partiendo del nivel de entrada de -34.5 [dBm], un nivel de potencia de salida conveniente de acuerdo al análisis realizado; dichos niveles se muestran en la figura 5.1, para cumplir con ellos, las ganancias de las tres etapas del preamplificador deberán ser de 11, 12 y 12 [dB]. En esta opción se aprecia que la potencia de salida de que se dispone es de 5.93 [W], lo cual supera aún más ampliamente que la opción 3, la especificación requerida; sin embargo, al encontrarse trabajando uno de los transistores de una etapa intermedia (NE900275) en el punto a 1 dB de compresión, puede haber productos de intermodulación no deseados amplificándose en las etapas siguientes, por lo que es recomendable poner especial atención en este parámetro, al analizar experimentalmente esta opción, si se decide realizarla.

Como ya se mencionó, para garantizar un funcionamiento seguro del subsistema obteniendo a la vez la máxima potencia que los transistores de salida pueden proporcionar, es necesario cambiar el transistor NE900275 por otro cuyo nivel de potencia a 1 dB de compresión sea mayor. Analizando los transistores que ofrece la compañía "NEC Corporation", se observó que el transistor

NE900474-15 es la opción más conveniente para hacer el cambio de transistor mencionado; de realizar este cambio, no se requiere del diseño de redes de acoplamiento ya que es del tipo internamente acoplado; por otro lado, la ganancia que proporciona es de 6 [dB].

Haciendo el cambio del transistor y considerando las características mencionadas al respecto, se realizó el análisis de la "opción 6" de funcionamiento, en la que además del cambio del transistor, se requeriría que las ganancias del preamplificador fuesen de 12, 12 y 12.36 [dB], con lo que se obtendría una potencia de salida de 38 [dBm] (6.31 [W]) con un funcionamiento seguro. Es importante en esta opción considerar el incremento en costo que representa hacer el cambio del transistor, como se analizará posteriormente.

Adicionalmente se presenta la "opción 7" en la que suponiendo la operación de los transistores de la etapa de salida en el punto a 2 dB de compresión, se obtiene una potencia de salida de 39 [dBm] (7.94 [W]), utilizando en el preamplificador etapas con ganancias de 13, 13 y 13.5 [dB]; analizando esta opción, se ve que los transistores NE900474-15 de la etapa balanceada del módulo de mediana potencia del APE se encuentran en el punto a 1 dB de compresión, al igual que el transistor NE900175 y el segundo de los NE71083 de la etapa de baja potencia, por lo que en este régimen de operación, la cantidad de productos de intermodulación no deseados que corren el riesgo de ser amplificados y

transmitidos, es mayor; sin embargo, realizando esta opción y manteniendo un nivel mínimo de atenuación en el PIN de 0.5 [dB], podría obtenerse un nivel de potencia de salida de 37.87 [dBm] (7.72 [W]), garantizando a la vez un funcionamiento seguro, ya que sólo los transistores de salida operarían en región crítica.

Después de analizar las diferentes opciones planteadas, se ve que las opciones 5, 6 y 7 presentan capacidades de potencia de salida que cumplen con bastante holgura los requerimientos; sin embargo, como ya se mencionó, es necesario tomar en cuenta también el aspecto económico para elegir la opción más conveniente. A continuación, se presentan las características principales que exhibe cada una de las tres opciones mencionadas y se dan algunos comentarios generales al respecto:

Opción 5

Potencia de salida5.93 [W]
 Costo de transistores*\$2,804.00 U.S.Dlls.

Comentarios generales:

El transistor NE900275 se encuentra operando en el punto a 1 dB. Quitando el módulo de alta potencia del APE se disminuye el costo a \$605.00 U.S.Dlls. y se obtiene una potencia de salida de 30 [dBm] (1 [W]).

Opción 6

Potencia de salida6.31 [W]
 Costo de transistores*\$2,922.00 U.S.Dlls.

Comentarios generales:

Los transistores NEZ1414-4A de la etapa balanceada de salida operan en el punto a 1 dB. Quitando el módulo de alta potencia del APE, el costo se disminuye a \$723.00 U.S.Dlls. obteniéndose una potencia de salida de 1.09 [W].

Opción 7

Potencia de salida7.96 [W]

Costo de transistores*\$2,922.00 U.S.Dlls.

Comentarios generales:

Los transistores NEZ1414-4A del módulo de alta potencia operan en el punto a 2 dB de compresión; los transistores NE900474-15 de la etapa balanceada del módulo de mediana potencia y NE900175 y el segundo NE71083 de la etapa de baja potencia operan en el punto a 1 dB de compresión. Operando con una atenuación de 0.5 [dB] en el atenuador PIN o disminuyendo la ganancia del preamplificador en 0.5 [dB], sólo los transistores del módulo de alta potencia operan entre los puntos a 1 y 2 dB de compresión, obteniéndose una potencia de salida de 7.72 [W]. Quitando el módulo de alta potencia del APE, se disminuye el costo a \$723.00 U.S.Dlls. y se obtiene una potencia de salida de 2.24 [W] en el régimen mencionado, o 2 [W] operando con la atenuación de 0.5 [dB].

xLos costos incluyen solamente a los transistores utilizados para amplificación (preamplificador y APE).

Analizando los datos anteriores, se observa que la opción 5 proporciona una potencia de salida de 1 [W] antes del módulo de

alta potencia y casi 6 agregándosele; su costo aproximado ~~es~~ de \$118.00 U.S.Dlls. menos que las otras opciones, pero existe algún riesgo de que haya productos de intermodulación no deseados si se opera a máxima potencia. La opción 6 proporciona seguridad de funcionamiento y poco riesgo de que existan productos de intermodulación no deseados, a expensas de aumentar el costo y obteniéndose a la salida una potencia mayor a 6 [W]. La opción 7 presenta potencia de salida de 2 [W] antes del módulo de alta potencia; 4 [W] después del primer transistor de mismo módulo y más de 7.5 [W] a la salida de él, sin existir gran riesgo de que existan productos de intermodulación no deseados si se opera con 0.5 [dB] de atenuación; el costo es el mismo que en la opción 6.

En base a lo anterior, es recomendable que cualquiera de las opciones que se elija para llevarse a cabo, se realice poniendo el módulo de alta potencia del APE "integrable" para los casos en que la estación terrena así lo requiera y quizá, separado en dos partes o submódulos para tener la posibilidad de una capacidad de potencia intermedia -en la opción 7 se tendrían capacidades de 2, 4 y 7.5 [W]- a elegir dependiendo de la cantidad de información que la estación terrena en donde se implemente el equipo, maneje.

Además de las opciones de funcionamiento analizadas atendiendo básicamente a los componentes de amplificación, se requiere del análisis de las etapas convertoras de frecuencia utilizadas en el subsistema transmisor; estas etapas constan de los mezcladores seleccionados, los osciladores diseñados y las

etapas intermedias, que como ya se dijo, servirán de aislamiento de señales de los osciladores locales, además de proporcionar un nivel de potencia adecuado a los requerimientos de los mezcladores.

Para la primera etapa convertora se seleccionó el mezclador de rechazo de imagen IRDM2-4/160, además, se diseñó el oscilador local a la frecuencia central de la banda en la que variará su frecuencia de oscilación; esto se hizo con un transistor NE72089-A, que muy probablemente será el conveniente a usar en la etapa de aislamiento-amplificación.

Por no haberse determinado aún con certeza la forma en que se logrará la variación de la frecuencia de oscilación, no es confiable estimar los costos totales; sin embargo, los costos acumulados por los componentes mencionados que integran a la etapa de la primera conversión, son los siguientes.

Mezclador IRDM2-4/160	\$1,155.00 U.S.Dlls.
Transistor NE72089-A p/osc	\$13.00 U.S.Dlls.
Transistor NE72089-A p/ais-amp	\$13.00 U.S.Dlls.
Costo total acumuladox	\$1,181.00 U.S.Dlls.

*Los costos no incluyen a los conectores, substratos de Duroid 6010, etc..

Como se ve, el costo del mezclador seleccionado es excesivo por lo que es recomendable su implementación en base a métodos de defasamiento de señal, utilizando dos mezcladores balanceados, lo que puede reducir el costo hasta en más de \$500 U.S.Dlls.,

considerando que el precio de los mezcladores balanceados que operan en estas frecuencias, es por lo general menor de 300.00 U.S.Dlls..

Para cualquiera que sea la implementación final de esta etapa conversora, es necesario hacer pruebas experimentales previas a su implementación, con el fin de determinar el nivel mínimo de la señal de entrada al puerto IF que permite que el mezclado se lleve a cabo normalmente; estas pruebas experimentales pueden ser útiles para analizar la posibilidad de colocar al atenuador PIN antes del mezclador, lo que podría ampliar las posibilidades de elección del atenuador a emplear, y con ello reducción en el costo total del subsistema transmisor, considerando que la frecuencia de trabajo antes del mezclador es de 70 [MHz].

La etapa que realiza la segunda conversión de frecuencia se compone del mezclador DMH2-18CH, el oscilador fijo diseñado a 10.8 [GHz] con el transistor NE71083 y la etapa de aislamiento-amplificación en la que probablemente se utilizará el transistor NE900075, por lo que el costo aproximado de esta etapa conversora es:

Mezclador DMH2-18CH	\$695.00 U.S.Dlls.
Transistor NE71083 p/osc	\$33.00 U.S.Dlls.
Transistor NE900075 p/ais-amp	\$52.00 U.S.Dlls.
Costo total acumulador	\$780.00 U.S.Dlls.

xLos costos no incluyen sustrato de Duroid, recintos, fuentes de polarización, etc..

Para esta etapa de conversión es necesario probar experimentalmente el máximo nivel de potencia de la señal de entrada al puerto IF que permite que el mezclado se realice normalmente, a fin de verificar que el nivel considerado en la opción de funcionamiento elegida no sobrepase al nivel máximo del mezclador; si esto sucediese, se podría seleccionar otro mezclador, o bien, utilizando el mismo, podría eliminarse una de las etapas de amplificación del preamplificador y aumentar el número de etapas del módulo de baja potencia del APE, lo que modificaría tanto los costos como los niveles de potencia considerados en las opciones de funcionamiento anteriormente planteadas.

Además de todo lo analizado en este capítulo, si se planca la producción en serie de alguno o algunos de los componentes que integran al subsistema transmisor, es importante considerar la posibilidad de cambios técnicos en pro de una reducción en el costo; en particular, se puede mencionar que considerando el descuento que en las compras por mayoreo ofrecen los fabricantes, podría ser más conveniente cambiar la penúltima etapa del APE -plantada como una etapa sencilla de amplificación con un transistor NEZ1414-4A- por una etapa balanceada de amplificación haciendo uso de dos transistores NEZ1414-2A, lo cual es técnicamente factible pero requiere de un análisis de niveles de potencia de entrada y salida similar al realizado durante el desarrollo de los componentes diseñados.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

En el presente trabajo se han reportado los diseños de amplificadores y osciladores de microondas, así como la selección de los mezcladores convenientes de acuerdo al uso para el que se tienen destinados. En el capítulo V se ha realizado el análisis global de los diseños logrados y se hacen varios comentarios al respecto. Las conclusiones y recomendaciones que se pueden definir al finalizar este proyecto de tesis son:

Utilizando la metodología propuesta para el diseño de circuitos de microondas, se han logrado diseños cuyas características superan a las planteadas inicialmente, lo que hace suponer que el uso de los programas DAMIC y ODMIC es conveniente en este tipo de diseños; sin embargo, los resultados post-construcción que exhiban los diseños, comprobarán la validez real de esta hipótesis.

En el procedimiento de diseño, se ha comprobado la gran importancia que se tiene de la correcta elección del transistor a utilizar y de la configuración a emplear tanto en el diseño de amplificadores como en el de osciladores.

Considerando que las especificaciones de los mezcladores dadas por los fabricantes son generalmente para conversión de bajada, se hace necesaria la caracterización práctica de estos

elementos antes de ser colocados en el subsistema transmisor.

Si se desean reducir los costos para la realización del proyecto, es conveniente utilizar un par de mezcladores balanceados en substitución del mezclador de rechazo de imagen requerido.

Entre los osciladores locales y los puertos LO de los mezcladores, es recomendable, aunque el nivel de potencia requerida no lo exija, colocar una etapa sencilla de "amplificación" que sirve de aislamiento para proteger a los osciladores de la reflexión de señales hacia su puerto de salida que podrían dañarlos.

Por las características del proceso de construcción de las mascarillas de los circuitos, su elaboración en microcinta y el montaje de los elementos que intervienen en los componentes diseñados, es de suma importancia que se elaboren con la mayor precisión y cuidado posible considerando además, que a tan altas frecuencias, una variación pequeña en las medidas determinadas en el diseño, puede representar un cambio significativo en la respuesta de los componentes.

Al realizar la construcción física de los componentes diseñados, es importante que sean sintonizados cuidadosamente para obtener de ellos la respuesta más conveniente: En los osciladores, una oscilación lo más exacta posible en la(s) frecuencia(s) de interés y en los amplificadores una respuesta de amplificación en la banda deseada lo más plana posible y con

corte abrupto en la banda de rechazo para que sea útil además como filtro que permita solo el paso de señales en la banda en que se vaya a utilizar.

En el análisis global realizado, hemos comentado las ventajas y desventajas que tiene cada una de las opciones planteadas, en algunas de ellas es posible que se requiera de la sustitución de uno de los mezcladores (el mezclador 2) o bien, hacer cambios en el atenuador PIN y en las etapas de amplificación conectadas antes y después del mezclador; de ser así, conviene hacer un análisis cuidadoso de las consecuencias técnicas y económicas que al realizar estos cambios se presentan en el subsistema transmisor en conjunto. En base a esto, se recomienda para diseños posteriores, realizar un análisis global después de elegidas las configuraciones a emplear, pero previo al diseño de los amplificadores y osciladores tomando en consideración la experiencia práctica en cuanto al funcionamiento y características de mezcladores y transistores, que la construcción física de los diseños reportados deje.

BIBLIOGRAFIA.

BIBLIOGRAFIA.

Abrie, P.L.D.: "The Design of Impedance-Matching Networks for Radio Frequency and Microwave Amplifiers" Ed. Artech House, 1985.

Anon.: "Microwave Theory and Measurements" Engineering Staff of the Microwave Division, Hewlett Packard Company, 1962.

Anon.: "Modular Component Handbook" Avantec, Inc., 1982.

Anon.: "RF Signal Processing component" Watkins Johnson Company, 1980/81.

Anon.: "S Parameter Design" Application Note 154, Hewlett Packard, 1972.

Bahl, I.J., et al.: "Simple and Accurate Formulas for Microstrip with Finite Strip Thickness" Proc. IEEE, vol. 65, 1977

Carter, L.J. (ed): "Communications Satellites" Academic Press, London, 1962.

Chipman, R.A.: "Líneas de transmisión" Teoría y Problemas Resueltos, Serie Schaums, 1971.

Espinoza, N.J.A.: "Estudio y Realización de un Oscilador Local de Alta Frecuencia para la Recepción de un Canal de Televisión Vía Satélite" CICESE, 1985.

Gregg, W.D.: "Analog and Digital Communications, John Wiley & Sons, New York, 1977.

Gupta, K.C., et al.: "Microstrip lines and slotlines" Ed. Artech House, 1979.

Gupta, K.C. "Microondas" Ed. Limusa, México, 1983.

Harlan, H. Jr.: "Stripline Circuit Design" Ed. Artech House, 1974.

Henderson, B.C.: "Mixers" Part 1, Tech Notes, Watkins Johnson Co., vol. 8, No. 2, 1981.

Henderson, B.C.: "Mixers" Part 2, Tech Notes, Watkins Johnson Co., vol. 8, No. 3, 1981.

Kennedy, : "Electronic Communication" Ed. Mc. Graw Hill, 1964.

Lance, A.L.: "Introduction to Microwave Theory and Measurements" Ed. Mc. Graw Hill, 1964.

Landeros, S.R. Neri.: "Sistema Morelos de Satélites Domésticos Mexicanos" Teledato, época III No. 29, marzo 1984.

Landeros, S.: "Sistema Nacional de Satélites "Morelos"" Revista Ingeniería, vol. LV No. 1, 1985.

Lazcano, A., et al.: "Criteria for Negative Resistance Generation in Three Terminal Microwaves Devices whit Applications in Oscillator Design" CICESE Research Center.

London, The Royal Society: "Telecommunications in the 1980's and After" University Press, Cambridge, 1978.

Martin, J.: "Communications Satellite Systems" Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1977.

Martin, J.: "Future Developments in telecommunications" Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1977.

Miya, K. (ed): "Satellite Communications Engineering" Lattice co., Tokyo, 1975.

Medina, J.L., et al.: "Oscillator Design and Characterization for Earth Station Down Converter" CICESE, División de Física Aplicada, LATINCON '84.

Medina, J.L., et al.: "Realización de Osciladores con Dispositivos GaAsFET y Bipolares de Microondas" CICESE, División de Física Aplicada, MEXICON '83.

Medina, J.L., et al.: "Prototipo Amplificador de Bajo Ruido Industrializable para Recepción de Señales Vía Satellite" Informe Técnico, CICESE, Ensenada, B.C., 1985.

Mueller G.E.: "Communication Satellites" John Wiley & Sons, Inc., New York, 1964.

Overman, M.: "Understanding Telecommunications, Lutterworth Press, Guildford and London, 1974.

Pierce, J.R.: "The Beginning of Satellite Communications" San Francisco Press, Inc., U.S.A., 1968.

Przedpelski, A.B.: "Bandwith of Transmision Line Matching Circuits" Technical Note, Microwave Journal, April 1978.

Raymond, S.P.: "Microwavê Field-Effect Transistors" Theory, Design and Applications" Ed. Research Studies Press, 1982.

Spilker, J.J. Jr.: "Digital Communications by Satellite" Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1977.

Tinell, R.W.: "Introductory Microwave Techniques" The Technical Institute, Oklahoma State University.

Van Trees, H.L. (ed): "Satellite Communications" John Wiley & Sons, New York, 1977.

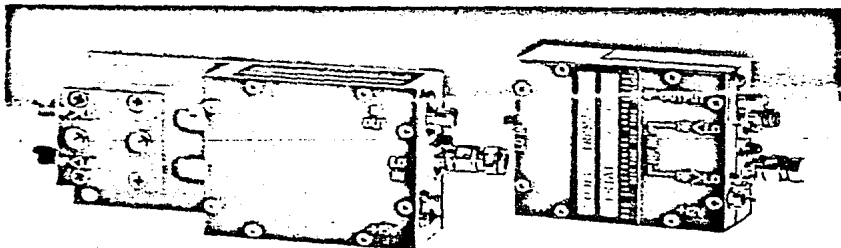
Van Valkenburg, M. E.: "Análisis de Redes" Limusa, México, 1980.

Velázquez, V.A., et al.: "Diseño, Construcción y Caracterización de Preamplificadores de Bajo Ruido para Microondas" Informe Técnico, CICESE, Ensenada B.C., 1981.

APENDICE A.

DOUBLE BALANCED IMAGE REJECTION MIXERS

- 2 to 18 GHz in One Mixer ■ 20 dBm Image Rejection
- For Up or Down Conversion ■ With & Without Built-In Preamps



MIXERS WITH PREAMPS

Model Number	IF Coverage (GHz)	Freq./BW (MHz)	Image Reject. (dB)	Typical I.F. (dB)	Price
IRCMP1-12/30	1 to 12	30/10	>15	10.5 ¹	\$2090
IRDMP1-12/60	1 to 12	60/20	>15	10.5 ¹	2090
IRDMP1-12/160	1 to 12	160/50	>15	11.0 ¹	2200
IRDMP2-18/30	2 to 18	30/10	>12	11.5 ¹	2310
IRDMP2-18/60	2 to 18	60/20	>12	11.5 ¹	2310
IRDMP2-18/160	2 to 18	160/50	>12	12.0 ¹	2420
IRDMP1-2/30	1 to 2	30/10	>20	7.5	1265
IRDMP1-2/60	1 to 2	60/20	>20	7.5	1265
IRDMP1-2/160	1 to 2	160/50	>20	8.0	1375
IRDMP2-4/30	2 to 4	30/10	>20	8.0	1320
IRDMP2-4/60	2 to 4	60/20	>20	8.0	1320
IRDMP2-4/160	2 to 4	160/50	>20	8.5	1430
IRDMP4-8/30	4 to 8	30/10	>20	9.0	1430
IRDMP4-8/60	4 to 8	60/20	>20	9.0	1430
IRDMP4-8/160	4 to 8	160/50	>20	9.5	1540
IRDMP8-12/30	8 to 12	30/10	>20	10.0	1540
IRDMP8-12/60	8 to 12	60/20	>20	10.0	1540
IRDMP8-12/160	8 to 12	160/50	>20	10.5	1650
IRDMP12-18/30	12 to 18	30/10	>20	11.0	1870
IRDMP12-18/60	12 to 18	60/20	>20	11.0	1870
IRDMP12-18/160	12 to 18	160/50	>20	11.5	1960

MIXERS (WITHOUT PREAMPS)

Model Number	IF Coverage (GHz)	Freq./BW (MHz)	Image Reject. (dB)	Typical I.F. (dB)	Price
IRDM1-12/30	1 to 12	30/10	>15	10.5 ¹	\$1870
IRDM1-12/60	1 to 12	60/20	>15	10.5 ¹	1870
IRDM1-12/160	1 to 12	160/50	>15	10.5 ¹	1925
IRDM2-18/30	2 to 18	30/10	>12	11.5 ¹	2060
IRDM2-18/60	2 to 18	60/20	>12	11.5 ¹	2060
IRDM2-18/160	2 to 18	160/50	>12	11.5 ¹	2145
IRDM1-2/30	1 to 2	30/10	>20	7.5	1045
IRDM1-2/60	1 to 2	60/20	>20	7.5	1045
IRDM1-2/160	1 to 2	160/50	>20	7.5	1100
IRDM2-4/30	2 to 4	30/10	>20	8.0	1100
IRDM2-4/60	2 to 4	60/20	>20	8.0	1100
IRDM2-4/160	2 to 4	160/50	>20	8.0	1155
IRDM4-8/30	4 to 8	30/10	>20	8.5	1210
IRDM4-8/60	4 to 8	60/20	>20	8.5	1210
IRDM4-8/160	4 to 8	160/50	>20	8.5	1265
IRDM8-12/30	8 to 12	30/10	>20	9.5	1320
IRDM8-12/60	8 to 12	60/20	>20	9.5	1320
IRDM8-12/160	8 to 12	160/50	>20	9.5	1375
IRDM12-18/30	12 to 18	30/10	>20	10.0	1650
IRDM12-18/60	12 to 18	60/20	>20	10.0	1650
IRDM12-18/160	12 to 18	160/50	>20	10.0	1705

* Based on 1.5 dB IF Noise Figure

NOTES: (Applicable to mixers and mixer preamps)

- Noise figure variations over RF bandwidth:
 - ± 1 dB for octave units
 - ± 2 dB for multioctave units
- RF to LO isolation: 20 dB (typ)
- RF VSWR: 1.5:1 (typ)
- RF to IF Gain (mixer preamps only): 25 dB nom
- LO power: +10 to +13 dBm
- Upper or lower sideband ready user selectable
- Power (for mixer preamps): -12 VDC at 20 ma (typ) (For -15 VDC add suffix "C", no charge)

- Gain controllable preamps available for 30 and 60 MHz models:
 - a. 20 dB control for -1V bias input; add suffix "G" and \$40.
 - b. 20 dB control with gain and phase tracking of ± 1 dB and ± 5°. Add suffix "GM" and \$105.
 - c. Gain controlled models will have a 1 dB (nom) higher noise figure than standard models.

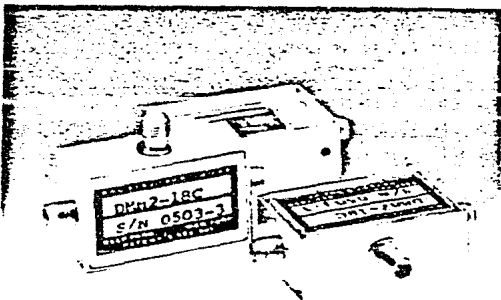


THE "QUAD LINE" DOUBLE BALANCED MIXER

■ RF/LO Range 2 - 22 GHz ■ IF Range 0.5 - 10 GHz ■ High Isolation ■ Low Conversion Loss

SPECIFICATIONS DMH2-18C

RF/LO Coverage: 2 to 22 GHz
LO Injection: -7 to +10 dBm
 Required: (+13 to +16 dBm for high level option - add suffix "H" - \$50 additional)
 1 to 8 GHz (usable 0.5 - 10 GHz)
IF Response: 8 dB (typical)
Conversion Loss: 20 dB
LO/RF Isolation: +5 dBm at -10 dBm LO (Std)
 +10 dBm at +15 dBm LO (High level option)
Conversion Compression at 1 dB: 2.5:1 (typical)
RF/LO VSWR: 1.5" (3.81 cm) x 1" (2.54 cm) x 0.6" (1.52 cm) excluding connectors
Size:
Price: \$615



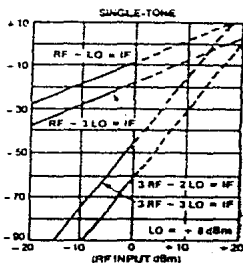
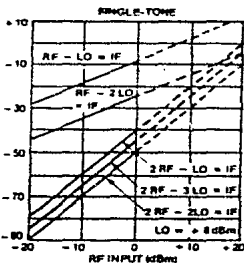
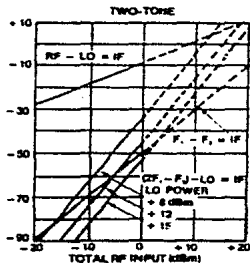
2

MIC Mixers & More Preamps

The new DMH2-18C mixer incorporates the proven feature of its predecessor, the DMH2-18, and includes a new diode structure to provide frequency response to 22 GHz, as well as improved isolation.

Primary uses for this mixer are in channelized systems using first IF's in the microwave region. The DMH2-18C also functions well as an up converter.

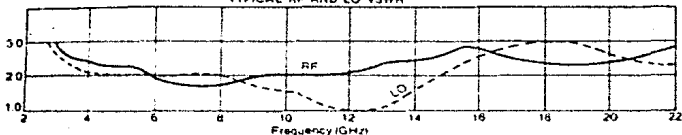
TYPICAL SPURIOUS PERFORMANCE AS A DOWN CONVERTER TO 2-4 GHz



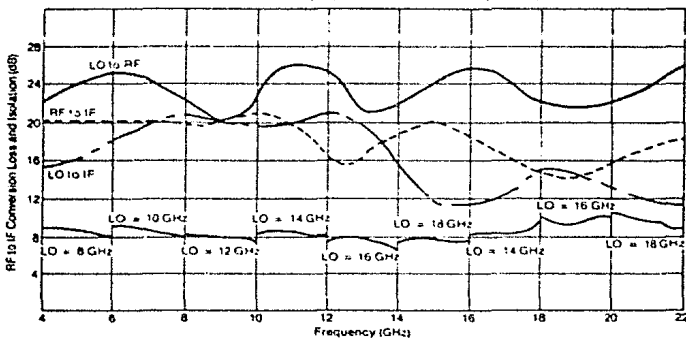
THE "QUAD LINE" DOUBLE BALANCED MIXER

Supplemental Information

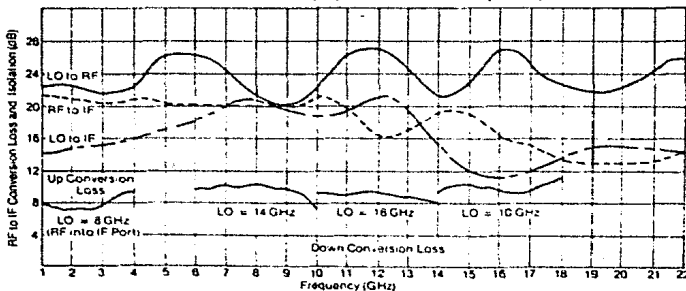
TYPICAL RF AND LO VSWR



TYPICAL CHARACTERISTICS OF DMH 2-18C
WHEN OPERATED AS A DOWN CONVERTER
with a 2.4 GHz IF Output (For Various Fixed LO Frequencies)



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF DMH 2-18C
WHEN OPERATED AS A CONVERTER
with a 4-8 GHz IF Output (For Various Fixed LO Frequencies)


RHG
RHG ELECTRONICS LABORATORY, INC

161 East Industry Court ■ Deer Park, New York 11729 ■ (516) 242-1100 ■ TWX 510-227-6083

NEC**MICROWAVE TRANSISTORS SERIES****NE710****PRELIMINARY DATA SHEET****Low Noise Ku-K Band GaAs MESFET****FEATURES**

- VERY HIGH f_{max}
100 GHz
- LOW NOISE FIGURE
0.6dB, $G_a = 14.0$ dB at 4.0GHz
1.0dB, $G_a = 11.0$ dB at 8.0GHz
1.6dB, $G_a = 9.5$ dB at 12.0GHz
2.1dB, $G_a = 7.5$ dB at 18.0GHz
3.5dB, $G_a = 5.5$ dB at 26.0GHz
- 0.3 MICRON RECESSED GATE
- N⁺ CONTACT LAYER
(Triple Epitaxial Technology)
- PROVEN RELIABILITY AND STABILITY

DESCRIPTION AND APPLICATIONS

The NE710 series features a super low noise figure and high associated gain thru K-band by employing a recessed 0.3 micron gate and triple epitaxial technology.

The device is available as a chip (NE71000). The surface of the device, except for the bonding pads, is passivated with SiO₂ and Si₃N₄ for scratch protection as well as surface stabilization. NE71083 is a low cost packaged device for industrial and military applications.

Several versions of NE71083 are available. The noise figure and gain of NE71083 are specified at 12 GHz. The noise figure and gain of NE71083-06, NE71083-07 and NE71083-08 are specified at 4 GHz.

PERFORMANCE SPECIFICATIONS ($T_a = 25^\circ C$)

NE PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE71000 CHIP			NE71083 2SK406 CS		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
f_{max}	Maximum Frequency of Oscillation at $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$	GHz		100			100	
MAG	Maximum Available Gain ² at $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$ f = 8GHz f = 12GHz f = 18GHz	dB dB dB		15 12 8.5			15 12 8.5	
NF _{Opt}	Optimum Noise Figure ³ at $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$ NE71083-06 f = 4GHz NE71083-07 f = 4GHz NE71083-08 f = 4GHz NE71083 f = 12GHz NE71083 f = 18GHz	dB dB dB dB dB		0.6 0.6 0.6 1.6 2.1	1.8		0.6 0.6 1.6	.6 .7 .8 1.8
G_a	Associated Gain at Optimum Noise Figure at $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$ f = 4GHz f = 8GHz f = 12GHz f = 18GHz f = 26GHz	dB dB dB dB dB	8.0	14 11 9.5 7.5 5.5		11.5 8.0	14 11 9.5	
P _{1dB}	Output Power at 1 dB Compression Point at $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$ f = 12GHz	dBm		15.0			15.0	

SEE NOTES ON BACK PAGE.

NEC Corporation

NE710, LOW NOISE Ku-K BAND GaAs MESFET

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

NE PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE71000 CHIP			NE71083 2SK406 83		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
I_{DSS}	Drain Current at $V_{DS} = 3V, V_{GS} = 0$	mA	20	40	120	20	40	120
V_p	Pinch-off Voltage at $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 0.1\text{mA}$	V	-0.5	-1.1	-3.5	-0.5	-1.1	-3.5
g_m	Transconductance at $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10\text{mA}$	mS	20	50	100	20	50	100
I_{GS}	Gate to Source Leakage Current at $V_{GS} = -5V$	μA		1.0	10		1.0	10
R_{th}	Thermal Resistance (ch-a)	$^\circ\text{C/W}$			190 ⁴			450
P_T	Total Power Dissipation	mW			400 ⁴			270

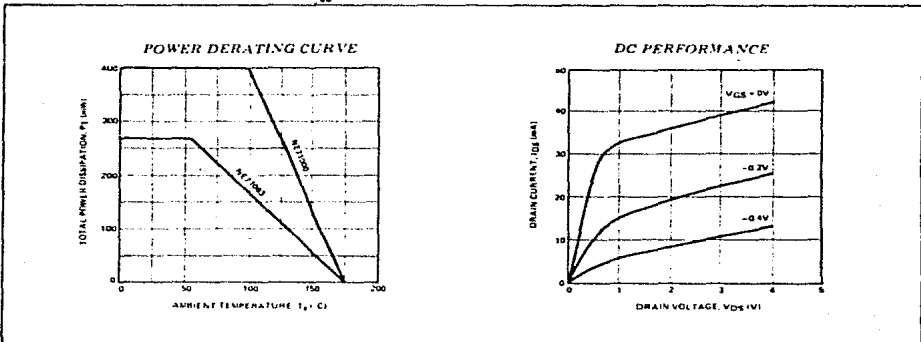
SEE NOTES ON BACK PAGE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

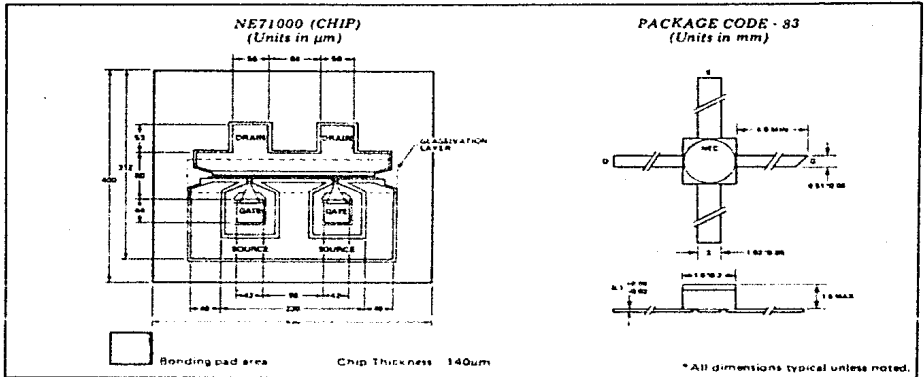
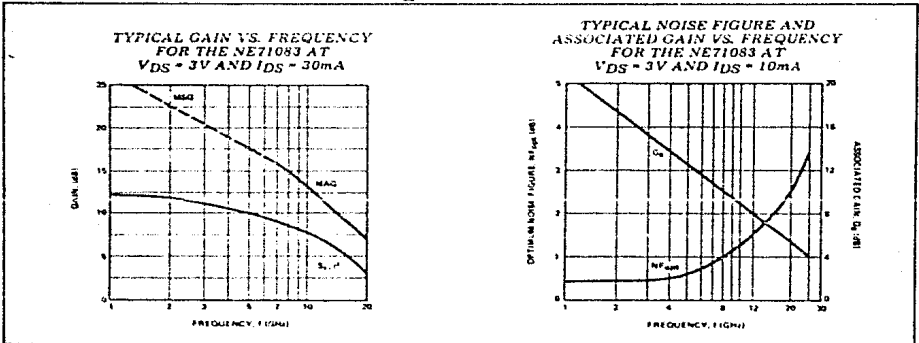
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V_{DS}	Drain to Source Voltage	V	5.0
V_{GS}	Gate to Source Voltage	V	-6.0
I_{DS}	Drain Current	mA	120
P_{in}	RF Input Power	mW	40
T_{ch}	Channel Temperature	$^\circ\text{C}$	175
T_{stg}	Storage Temperature	$^\circ\text{C}$	-65 ~ +175

RELIABILITY SCREENING (HES-32325-05)

TEST	GRADE		
	C Military Reserve ¹	CA Military Alternate	D Industrial
Part 101 of MIL-STD-883C	100%	100%	—
Part 103 of MIL-STD-883C	100%	—	—
High Temp Storage (Part 104)	100%	—	100%
Temperature Cycling (Part 105)	100%	—	—
Temperature Shock (Part 106)	100%	—	—
Temperature Rate of Change (Part 107)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 108)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 109)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 110)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 111)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 112)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 113)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 114)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 115)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 116)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 117)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 118)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 119)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 120)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 121)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 122)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 123)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 124)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 125)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 126)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 127)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 128)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 129)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 130)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 131)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 132)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 133)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 134)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 135)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 136)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 137)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 138)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 139)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 140)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 141)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 142)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 143)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 144)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 145)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 146)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 147)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 148)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 149)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 150)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 151)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 152)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 153)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 154)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 155)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 156)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 157)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 158)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 159)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 160)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 161)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 162)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 163)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 164)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 165)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 166)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 167)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 168)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 169)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 170)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 171)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 172)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 173)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 174)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 175)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 176)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 177)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 178)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 179)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 180)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 181)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 182)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 183)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 184)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 185)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 186)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 187)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 188)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 189)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 190)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 191)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 192)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 193)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 194)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 195)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 196)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 197)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 198)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 199)	100%	—	—
Thermal Shock (Part 200)	100%	—	—

DEVICE CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

PHYSICAL DIMENSIONS

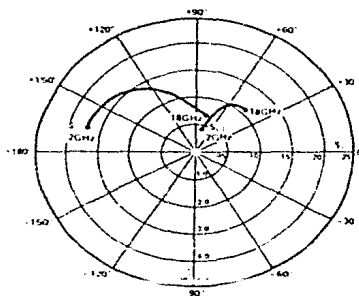
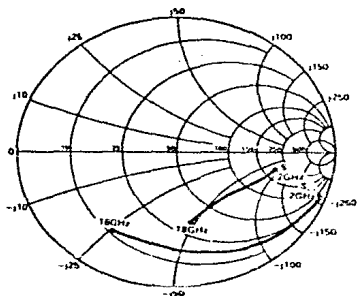
PERFORMANCE CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

NE71083 TYPICAL NOISE PARAMETERS

 $V_{DS} = 3\text{V}$, $I_{DS} = 10\text{mA}$

Frequency/MHz	Min NF/dB	f_{opt}	$R_n/50\Omega$
2000	0.5	$.66\angle 44^\circ$.54
3000	0.5	$.75\angle 51^\circ$.55
4000	0.6	$.64\angle 61^\circ$.69
6000	0.8	$.73\angle 80^\circ$.43
8000	1.0	$.86\angle 109^\circ$.22
10000	1.3	$.46\angle 133^\circ$.10

NE71000 TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
($V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$)

S-MAGN AND ANGLES:

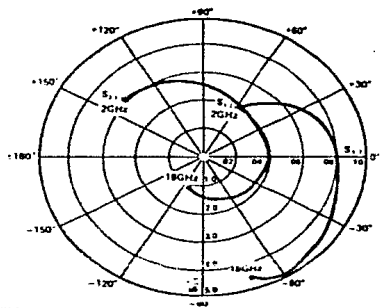
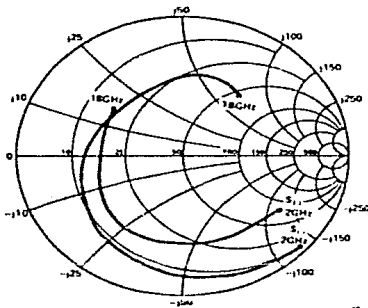
$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$

FREQUENCY (MHz)	S11	S21	S12	S22				
2000	.95	-72	3.50	165	.04	20	.61	-13
3000	.89	-31	3.44	154	.06	74	.57	-16
4000	.88	-44	3.34	144	.08	69	.50	-23
5000	.83	-56	3.15	135	.09	63	.54	-29
6000	.78	-70	2.98	123	.10	59	.49	-37
7000	.74	-79	2.61	122	.10	55	.46	-42
8000	.73	-89	2.44	114	.11	51	.45	-50
9000	.73	-93	2.17	114	.10	52	.46	-53
10000	.71	-96	1.99	106	.10	50	.47	-55
11000	.71	-98	1.86	104	.11	52	.48	-54
12000	.70	-102	1.81	100	.11	49	.46	-56
13000	.67	-103	1.64	99	.11	53	.46	-54
14000	.70	-109	1.61	95	.11	55	.47	-61
15000	.67	-114	1.54	91	.11	51	.44	-62
16000	.70	-118	1.50	88	.12	53	.46	-68
17000	.68	-119	1.41	87	.11	56	.47	-70
18000	.69	-123	1.29	78	.11	48	.52	-77

$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$

2000	.93	-30	5.47	161	.03	79	.49	-16
3000	.86	-42	5.22	149	.05	74	.46	-19
4000	.83	-58	4.96	138	.06	68	.45	-25
5000	.78	-72	4.47	129	.06	64	.41	-31
6000	.73	-87	4.07	122	.07	62	.37	-40
7000	.71	-95	3.53	117	.07	61	.35	-45
8000	.71	-103	3.15	111	.07	58	.35	-54
9000	.71	-106	2.83	111	.07	62	.36	-57
10000	.69	-110	2.57	104	.07	62	.37	-58
11000	.68	-111	2.38	103	.08	64	.39	-57
12000	.68	-114	2.27	99	.08	64	.38	-59
13000	.63	-115	2.05	98	.08	68	.37	-56
14000	.68	-120	1.99	99	.09	72	.38	-63
15000	.66	-126	1.91	93	.09	70	.35	-65
16000	.69	-127	1.84	89	.10	73	.38	-71
17000	.68	-129	1.75	90	.09	78	.39	-73
18000	.70	-131	1.58	81	.09	70	.45	-80

NE710S TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
($V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$)

S-MAGN AND ANGLES:

$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$

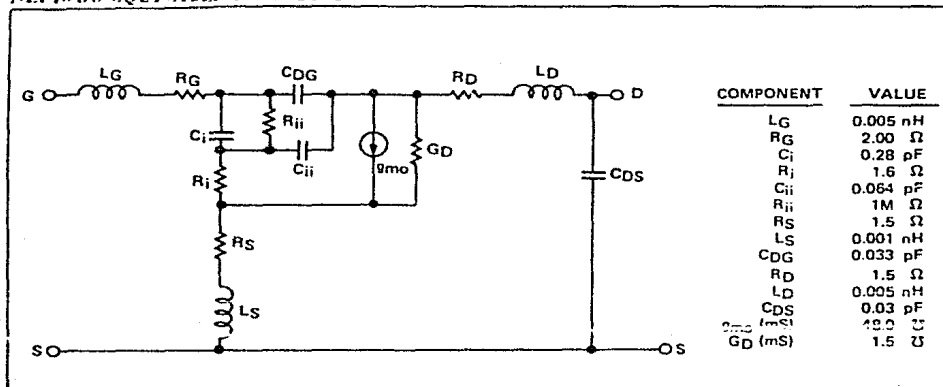
FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.95	-44	3.23	138	.04	57	.67	-34
3000	.90	-64	2.97	117	.06	42	.64	-48
4000	.85	-82	2.76	101	.07	31	.63	-62
5000	.83	-99	2.59	82	.08	20	.62	-76
6000	.74	-117	2.21	64	.08	-1	.60	-89
7000	.70	-121	2.13	54	.08	-3	.59	-94
8000	.71	-134	2.07	40	.08	-5	.64	-100
9000	.67	-144	1.95	29	.08	-6	.63	-108
10000	.64	-156	1.89	15	.08	-7	.62	-113
11000	.62	-169	2.01	1	.08	-10	.63	-116
12000	.57	173	1.85	-16	.08	-13	.62	-129
13000	.54	156	1.64	-30	.08	-17	.60	-137
14000	.50	129	1.77	-48	.09	-26	.55	-149
15000	.50	107	1.72	-68	.09	-38	.52	-164
16000	.57	85	1.55	-83	.10	-46	.49	175
17000	.58	68	1.47	-106	.10	-59	.52	152
18000	.54	56	1.21	-115	.09	-73	.52	137

$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$

2000	.94	-48	4.21	136	.04	59	.60	-33
3000	.87	-70	3.85	114	.05	43	.57	-48
4000	.82	-88	3.49	98	.06	36	.57	-61
5000	.79	-106	3.19	79	.06	23	.56	-76
6000	.74	-125	2.84	61	.07	7	.55	-88
7000	.67	-130	2.58	51	.05	30	.57	-89
8000	.66	-141	2.48	37	.06	14	.60	-97
9000	.62	-154	2.31	25	.08	11	.59	-106
10000	.58	-163	2.23	14	.06	4	.58	-108
11000	.55	-178	2.32	-1	.08	3	.60	-114
12000	.52	164	2.15	-18	.08	4	.61	-124
13000	.48	145	2.11	-32	.08	-1	.59	-133
14000	.47	117	2.02	-50	.09	-12	.54	-144
15000	.47	97	1.96	-69	.10	-25	.52	-157
16000	.55	76	1.75	-84	.11	-35	.47	-177
17000	.56	61	1.66	-105	.11	-47	.50	161
18000	.52	51	1.37	-114	.11	-62	.50	147

NE710, LOW NOISE Ku-K BAND GaAs MESFET

NE71000 EQUIVALENT CIRCUIT



NOTES:

- 1 Electronic Industrial Association of Japan.
- 2 Gain Calculations. $MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left[\frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right]$, $k = \frac{1 - |A|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|}$, $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$
- 3 Typical values of noise figures are those obtained when 50% of the devices from a large number of lots were individually measured in a circuit with the input individually tuned to obtain the minimum value. Maximum values are criteria established on the production line as a "go no go" screening test with the fixture tuned for the "generic" type but not for each specimen.
- 4 R_{th} (channel to ambient) for chips mounted on a copper heatsink.



EXCLUSIVE SALES AGENT FOR NEC Corporation MICROWAVE SEMICONDUCTORS PRODUCTS — U.S. & CANADA
 CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES, INC. • Headquarters • 3250 Jay Street • Santa Clara, CA 95050 • (408) 988-3500 • Telex 34-6393 or 171197

NEC**MICROWAVE TRANSISTOR SERIES****NE720****Low Cost General Purpose GaAs MESFET****FEATURES**

- **LOW COST**
- **LOW NOISE FIGURE**
0.8dB at 4GHz
1.7dB at 8GHz
- **HIGH ASSOCIATED GAIN**
12.0dB at 4GHz
9.0dB at 8GHz
- **HIGH MAXIMUM AVAILABLE GAIN**
16.0dB at 4GHz
12.0dB at 8GHz

DESCRIPTION AND APPLICATIONS

The NE720 is NEC's low cost 1.0 μ m recessed-gate GaAs FET, offering a low noise figure and high gain through 8GHz.

The device is available as a chip (NE72000) and in two different leaded surface packages (NE72084 and NE72089A). The chip's gate and channel are glassivated with a thin layer of SiO₂ for mechanical protection. All bonding pads use a Ti-Pt-Au metallization system.

The NE72084 is a low cost device designed for consumer applications.

PERFORMANCE SPECIFICATIONS (T_a = 25°C)

NE PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE72000 CHIP			NE72084 2SK571 R4			NE72089A 2SK354A S2A		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
f _{max}	Maximum Frequency Oscillation at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 30mA	GHz		60			60			60	
MAG	Maximum Available Gain ² at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 30mA (Typ. I _{DS} = 50% I _{DSS}) f = 2GHz f = 4GHz f = 8GHz f = 12GHz	dB dB dB dB		16.5 11.5			17.5 15 17 8			16.0 11.0	
N _{Fopt}	Optimum Noise Figure ² at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 10mA (Typ. I _{DS} = 15% I _{DSS}) f = 2GHz f = 4GHz f = 8GHz	dB dB dB		1.0 1.7	1.4 ³		0.6 0.8 2.0	1.4		1.0 1.7	1.4
G _a	Associated Gain at NF at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 10mA (Typ. I _{DS} = 15% I _{DSS}) f = 2GHz f = 4GHz f = 8GHz	dB dB dB		11.0 9.0			15 12 8.5			11.0 9.0	
P _{1dB}	Output Power at 1dB Compression Point at V _{DS} = 4V, I _{DS} = 30mA (Typ. I _{DS} = 50% I _{DSS}) f = 4GHz	dBm		15.0			15.0			15.0	

SEE NOTES ON PAGE 7.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_g = 25°C)

NE PART NUMBER (EIAJ) REGISTERED NUMBER PACKAGE CODE			NE72000 CHIP			NE72084 2SK571 84			NE72089A 2SK254A 89A		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
I _{DSS}	Drain Current at V _{DS} = 3V, V _{GS} = 0	mA	30	60	150	30	60	150	30	60	150
V _p	Pinch-off Voltage at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 0.1mA	V	-0.8	-2.0	-6.0	-0.8	-1.5	-4	-0.8	-2.0	-6.0
g _m	Transconductance at V _{DS} = 3V, I _{DS} = 10mA	mS	20	40	160	20	40	60	20	40	100
I _{GSO}	Gate to Source Leakage Current at V _{GS} = -5V	μA		1.0	10			10		1.0	10
R _{th}	Thermal Resistance (c - a)	°C/W			170			400			400
P _T	Total Power Dissipation	mW			500			300			300

SEE NOTES ON PAGE 7

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_g = 25°C)

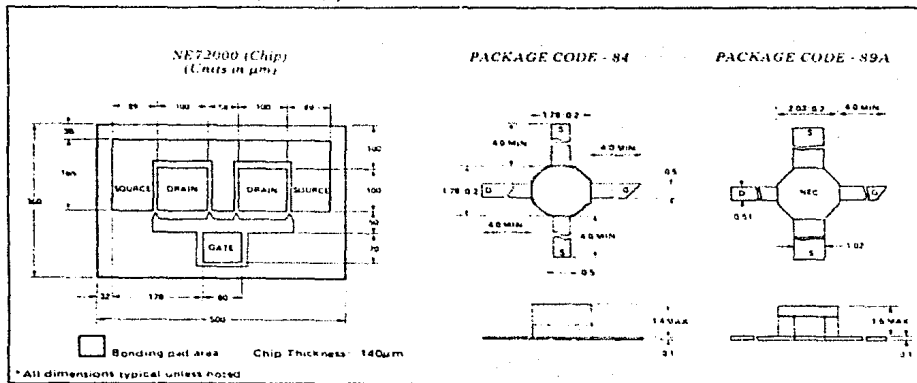
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{DS}	Drain to Source Voltage	V	5.0
V _{GDO}	Gate to Drain Voltage	V	-6.0
V _{GSO}	Gate to Source Voltage	V	-6.0
I _{DS}	Drain Current	mA	150
T _{ch}	Channel Temperature	°C	175
T _{stg}	Storage Temperature	°C	-65 ~ +125
	NE72084	°C	-65 ~ +175
	NE72089A	°C	-65 ~ +175

RELIABILITY SCREENING (JES-3225-05)*

TEST	GRADE
1. High Temperature Storage	100%
2. Temperature Cycling	100%
3. Temperature Shock	100%
4. Temperature Rate Change	100%
5. Temperature Humidity	100%
6. Temperature Humidity Bias	100%
7. Temperature Humidity Bias with Voltage	100%
8. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current	100%
9. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock	100%
10. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration	100%
11. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability	100%
12. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability and Die Attach	100%
13. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability and Die Attach and Die Bonding	100%
14. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability and Die Attach and Die Bonding and Die Mounting	100%
15. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability and Die Attach and Die Bonding and Die Mounting and Die Wire Bonding	100%
16. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability and Die Attach and Die Bonding and Die Mounting and Die Wire Bonding and Die Encapsulation	100%
17. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability and Die Attach and Die Bonding and Die Mounting and Die Wire Bonding and Die Encapsulation and Die Testing	100%
18. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability and Die Attach and Die Bonding and Die Mounting and Die Wire Bonding and Die Encapsulation and Die Testing and Die Shipping	100%
19. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability and Die Attach and Die Bonding and Die Mounting and Die Wire Bonding and Die Encapsulation and Die Testing and Die Shipping and Die Storage	100%
20. Temperature Humidity Bias with Voltage and Current and Mechanical Shock and Vibration and Solderability and Die Attach and Die Bonding and Die Mounting and Die Wire Bonding and Die Encapsulation and Die Testing and Die Shipping and Die Storage and Die Distribution	100%

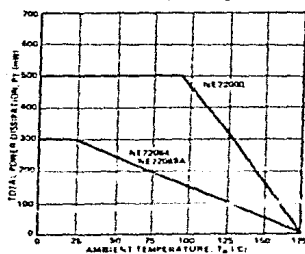
* JEDEC Standard No. 3225-05, 1995

PHYSICAL DIMENSIONS (Units in mm)

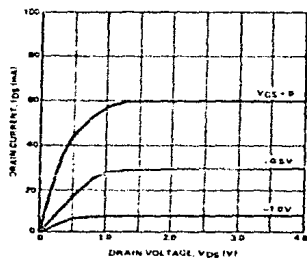


DEVICE CHARACTERISTICS ($T_Q = 25^\circ\text{C}$)

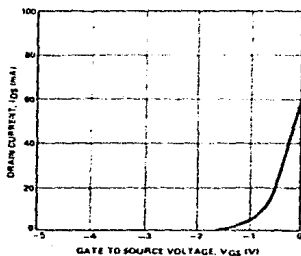
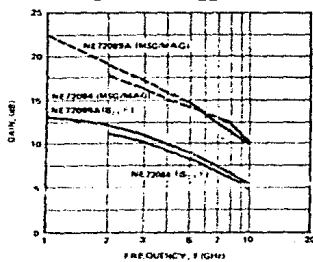
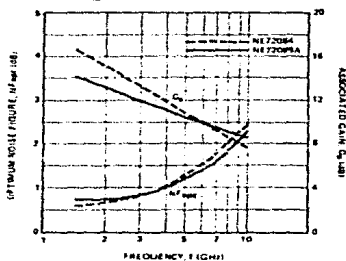
POWER DERATING CURVE



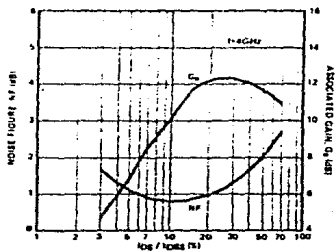
DC PERFORMANCE



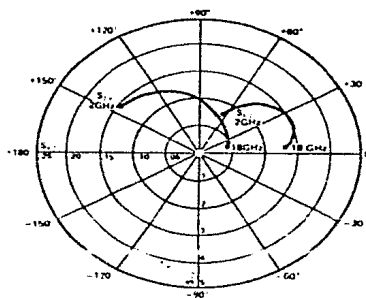
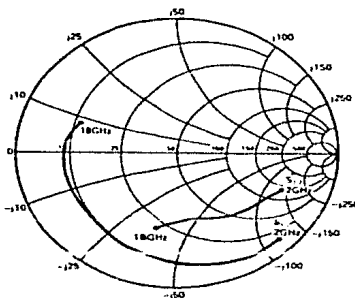
DRAIN CURRENT VS. GATE TO SOURCE VOLTAGE

PERFORMANCE CHARACTERISTICS ($T_Q = 25^\circ\text{C}$)TYPICAL GAIN VS. FREQUENCY FOR THE NE72084 AND NE72089A AT $V_{DS} = 3\text{V}$ AND $I_{DS} = 30\text{mA}$ TYPICAL NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN VS. FREQUENCY FOR THE NE72084 AND NE72089A AT $V_{DS} = 3\text{V}$ AND $I_{DS} = 10\text{mA}$ 

NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN VS. RATIO OF DRAIN CURRENT AND ZERO GATE VOLTAGE CURRENT FOR THE NE72084



NE72000 TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
($V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$)

S-MAGN AND ANGLES:

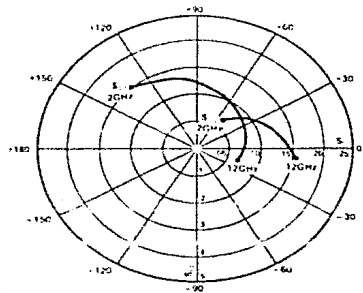
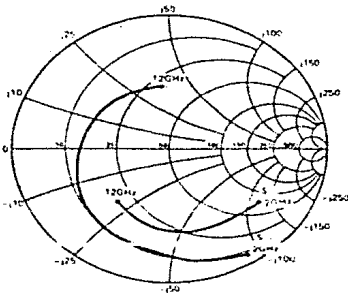
$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$

FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.91	-44	2.95	144	.08	64	.71	-22
3000	.90	-63	2.81	132	.11	53	.68	-27
4000	.83	-81	2.47	113	.12	44	.62	-35
5000	.78	-96	2.27	105	.14	36	.58	-43
6000	.75	-108	2.08	97	.15	32	.56	-52
7000	.70	-119	1.83	87	.15	28	.55	-58
8000	.67	-130	1.65	79	.15	19	.55	-63
9000	.66	-140	1.49	72	.15	18	.56	-65
10000	.65	-152	1.37	65	.15	15	.56	-67
11000	.64	-158	1.24	59	.14	14	.54	-66
12000	.67	-165	1.18	54	.14	13	.54	-67
13000	.69	-168	1.11	49	.14	11	.51	-74
14000	.69	-175	1.11	44	.14	12	.54	-80
15000	.65	-178	.98	38	.13	9	.55	-88
16000	.68	174	1.02	33	.14	9	.53	-90
17000	.63	164	.96	26	.13	8	.56	-95
18000	.64	160	.86	21	.13	9	.50	-97

$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$

2000	.90	-49	3.61	143	.07	62	.65	-24
3000	.89	-70	3.39	130	.10	52	.61	-28
4000	.83	-88	2.91	117	.11	44	.55	-36
5000	.78	-103	2.63	104	.12	36	.51	-44
6000	.75	-116	2.37	97	.13	33	.49	-53
7000	.70	-126	2.08	87	.13	27	.49	-59
8000	.68	-137	1.87	79	.13	22	.49	-64
9000	.67	-148	1.67	73	.13	21	.51	-67
10000	.65	-158	1.53	65	.12	19	.51	-68
11000	.65	-164	1.37	60	.12	18	.49	-67
12000	.70	-171	1.32	55	.12	18	.47	-68
13000	.72	-174	1.23	51	.12	17	.47	-75
14000	.74	-180	1.22	46	.13	20	.49	-81
15000	.67	177	1.09	40	.12	17	.50	-87
16000	.69	169	1.12	36	.12	18	.50	-90
17000	.68	158	1.05	29	.13	18	.52	-96
18000	.67	156	.94	24	.12	20	.58	-98

NE720/84 TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
($V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$)

S-MAGN AND ANGLES

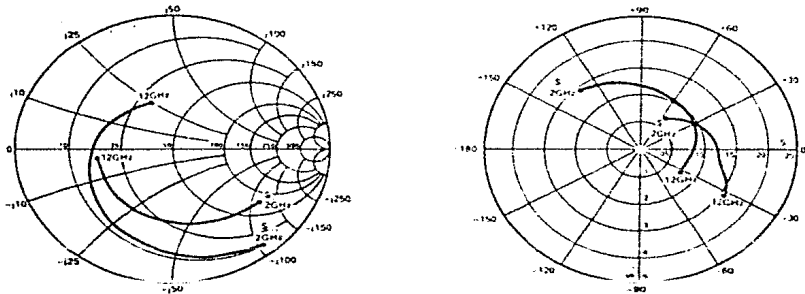
$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$

FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.91	-60	3.02	131	.07	.54	.70	-36
3000	.82	-81	2.65	108	.09	.39	.66	-49
4000	.76	-102	2.36	92	.11	.30	.64	-63
5000	.72	-122	2.17	76	.12	.21	.62	-73
6000	.66	-139	1.97	58	.12	.13	.61	-80
7000	.61	-156	1.81	45	.12	.9	.61	-90
8000	.5C	-175	1.69	34	.12	.5	.60	-97
9000	.53	167	1.62	18	.13	.2	.59	-105
10000	.50	142	1.59	4	.13	0	.57	-111
11000	.48	114	1.49	-9	.14	-.5	.55	-116
12000	.48	94	1.27	-20	.15	-.9	.50	-128

$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$

2000	.88	-65	4.04	125	.06	.55	.61	-35
3000	.78	-94	3.58	101	.08	.39	.55	-51
4000	.69	-121	3.11	81	.09	.30	.50	-66
5000	.62	-148	2.74	62	.10	.23	.45	-80
6000	.59	-173	2.46	45	.10	.19	.44	-93
7000	.57	166	2.17	29	.11	.15	.42	-110
8000	.56	148	2.01	14	.11	.12	.42	-122
9000	.56	128	1.88	-0	.12	.9	.42	-138
10000	.57	107	1.78	-15	.14	.6	.43	-152
11000	.58	87	1.64	-33	.15	-.6	.43	-174
12000	.60	72	1.47	-46	.16	-1.3	.41	166

NE72089A TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
($V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$)

S-MAGN AND ANGLES:

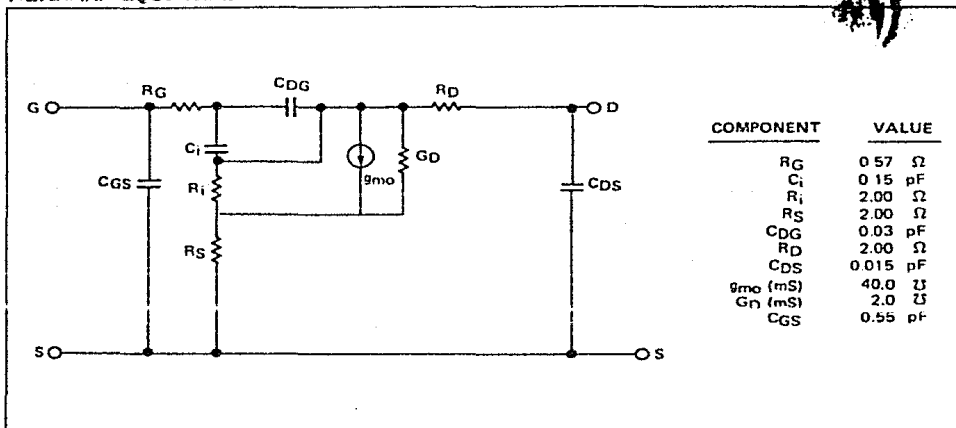
$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 10mA$

FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.92	-52	2.94	130	.07	.54	.68	-35
3000	.84	-75	2.62	108	.09	.38	.63	-51
4000	.76	-95	2.34	90	.11	.26	.59	-66
5000	.71	-113	2.18	72	.12	.16	.58	-79
6000	.65	-131	2.02	56	.13	.07	.56	-93
7000	.59	-148	1.86	41	.13	-.01	.54	-105
8000	.55	-160	1.76	26	.13	-.07	.54	-116
9000	.49	-177	1.68	13	.13	-.12	.53	-129
10000	.44	-185	1.66	-.01	.14	-.17	.53	-139
11000	.39	-140	1.63	-19	.15	-.26	.52	-154
12000	.37	112	1.55	-34	.16	-.33	.51	-170

$V_{DS} = 3V, I_{DS} = 30mA$

2000	.89	-58	3.76	127	.06	.55	.60	-35
3000	.79	-82	3.27	105	.08	.40	.56	-50
4000	.72	-103	2.88	88	.09	.31	.53	-64
5000	.66	-121	2.61	69	.10	.22	.51	-75
6000	.60	-139	2.38	54	.11	.16	.50	-85
7000	.55	-155	2.10	38	.11	.10	.50	-97
8000	.50	-170	2.04	24	.12	.06	.50	-108
9000	.44	-172	1.93	11	.12	.02	.49	-118
10000	.40	-152	1.89	-.3	.14	-.02	.50	-126
11000	.38	-126	1.83	-20	.15	-.11	.49	-138
12000	.35	99	1.72	-36	.16	-.18	.48	-151

NE72000 EQUIVALENT CIRCUIT



NOTES:

1. Electronic Industrial Association of Japan

2. Gain Calculations $MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{11}|} (k = \sqrt{k^2 - 1})$, $k = \frac{1 - |G|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{11}||S_{22}|}$, $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

Typical values of noise figures are those obtained when 50% of the devices from a large number of lots were individually measured in a circuit with the input individually tuned to obtain the minimum value. Maximum values are criteria established on the production line as a "go no go" screening tuned for the "generic" type but not for each specimen.

3.

4. RF performance is determined by packaging and testing 10 samples per wafer, water rejection criteria for standard devices is 2 rejects for 10 samples.

5. R_{th} (channel to case) for chips mounted on a copper heatsink.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_a = 25°C)

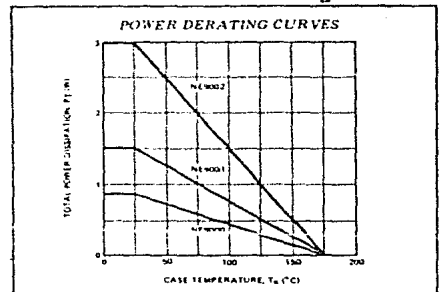
NE CHIP PART NUMBER			NE900000G NE900000G NE900075 NE900089 00(Chip), 75, 89			NE900100 NE900100G NE900175 00(Chip), 75			NE900200 NE900200G NE900275 00(Chip), 75		
NE PACKAGE PART NUMBER											
PACKAGE CODE ¹											
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
I _{DSS}	Saturated Drain Current at V _{DS} = 2.5V, V _{GS} = 0V	mA	80	120	150	150	225	300	300	450	600
V _p	Pinch-off Voltage at V _{DS} = 2.5V, I _{DS} = 2.5mA I _{DS} = 5.0mA I _{DS} = 10.0mA	V V V	-1.5	-3.5	-5	-2.0	-3.5	-5	-2.0	-3.5	-5
g _m	Transconductance at V _{DS} = 2.5V, I _{DS} = 50mA I _{DS} = 90mA I _{DS} = 180mA	mT mT mT		25			50			100	
R _{th(jc-c)}	Thermal Resistance	°C/W			180			100			50
P _T	Total Power Dissipation	W			0.8			1.5			3

SEE NOTES ON BACK PAGE.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_a = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{DS}	Drain to Source Voltage	V	20
V _{GS}	Gate to Source Voltage	V	-9
I _D	Drain Current NE900000, NE900075, 89 NE900100, NE900175 NE900200, NE900275	mA mA mA	150 300 600
I _G	Gate Current NE900000, NE900075, 89 NE900100, NE900175 NE900200, NE900275	mA mA mA	1.3 2.6 5.0

DEVICE CHARACTERISTICS (T_a = 25°C)

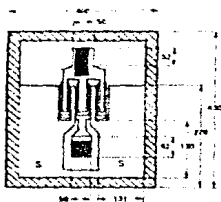


RELIABILITY SCREENING (HES-32753-03)

TEST	GRADE		
	C Military Aircraft	CX Military General	D Industrial
Prepac Visual Inspection	100%	100%	--
Vacuum Bake	100%	--	--
High Temperature Storage	100%	100%	100%
Temperature Cycling	100%	100%	--
Thermal Shock	100%	--	--
Mechanical Shock (Y only)	100%	--	--
Acceleration	100%	--	--
Gross Leak Test	100%	100%	100%
Fine Leak Test	100%	100%	100%
Area of Safe Operation (power only)	100%	100%	100%
High Temperature Reverse Bias (HTRB)	Optional	Optional	--
Particle Impact Noise Detection (PIND)	Optional	Optional	--
Electrical (DC) Tests	100%	--	--
Power Burn-in (168 hrs)	100%	100%	--
Delta Calculation	Optional	--	--
Group A Screening	100%	100%	100%
Group A Data	Optional	--	--
External Visual	100%	100%	100%

CHIP DIMENSIONS (Units in μm)1000241
10E57

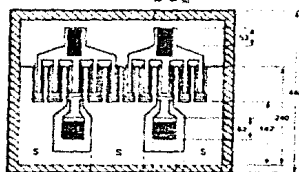
NE900000 (Chip)

Die Thickness: 110 - 160 μm 

Recommended Bonding Area



Gridded Area

NE900100/NE900200 (Chip)²Die Thickness: 110 - 160 μm **DIE ATTACHMENT**

The attach can be accomplished with a AuGe (300-10°C) preform in a forming gas environment. Epoxy die attach is not recommended.

BONDING

200-1000 μm bonding wires should be semi-hard gold wire (3-8% elongation) 30 microns or less in diameter.

Bonding should be performed with a wedge tip that has a taper of approximately 15%. Die attach and bonding time should be kept to a minimum. As a general rule, the bonding operation

should be kept within a 300°C - 10 minute curve. If longer periods are required, the temperature should be lowered.

PRECAUTIONS

The user must operate in a clean dry environment. The chip is not designed for mechanical protection only and does not preclude the necessity of a clean environment.

The bonding equipment should be periodically checked for sources of static voltage and should be properly grounded at all times. In fact, all test and handling equipment should be grounded to minimize the possibility of static discharge.

*All dimensions typical unless noted.

SEE NOTES ON BACK PAGE.

NE90000 TYPICAL SMALL SIGNAL SCATTERING PARAMETERSS-MAGN AND ANGLES: ($V_{DS}=8V$, $I_D=50mA$)

FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.96	-.42	3.00	148	04	69	.80	-11
3000	.90	-.59	2.71	136	04	66	.78	-12
4000	.87	-.73	2.46	125	05	62	.76	-13
5000	.85	-.85	2.28	114	06	58	.74	-14
6000	.82	-.94	2.10	105	06	55	.72	-20
7000	.79	-1.03	1.94	96	07	53	.71	-27
8000	.75	-1.12	1.79	88	07	52	.70	-28
9000	.73	-1.20	1.64	80	07	52	.70	-32
10000	.72	-1.26	1.51	73	07	53	.70	-34
11000	.71	-1.34	1.38	67	07	55	.71	-36
12000	.72	-1.40	1.27	62	07	58	.71	-39
13000	.73	-1.44	1.17	58	07	63	.71	-39
14000	.74	-1.47	1.09	54	07	65	.71	-40
15000	.75	-1.49	1.04	51	08	74	.71	-41
16000	.74	-1.51	1.01	48	09	78	.70	-43
17000	.71	-1.52	1.03	45	10	81	.69	-47
18000	.65	-1.55	1.10	40	.11	82	.68	-53

NE900100 TYPICAL SMALL SIGNAL SCATTERING PARAMETERSS-MAGN AND ANGLES: ($V_{DS}=8V$, $I_D=90mA$)

FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.91	-.63	4.54	137	05	63	.47	-26
3000	.82	-.81	3.70	124	05	55	.46	-33
4000	.77	-.97	3.14	111	06	51	.44	-38
5000	.75	-1.10	2.75	100	06	48	.43	-43
6000	.74	-1.20	2.44	91	07	47	.41	-47
7000	.74	-1.29	2.17	83	07	48	.40	-53
8000	.73	-1.35	1.93	77	07	49	.39	-58
9000	.72	-1.41	1.70	71	07	52	.39	-64
10000	.72	-1.45	1.50	67	07	55	.40	-70
11000	.72	-1.48	1.34	62	07	60	.41	-76
12000	.72	-1.50	1.21	58	07	65	.43	-81
13000	.73	-1.52	1.13	55	08	70	.46	-86
14000	.73	-1.53	1.08	51	08	74	.49	-90
15000	.74	-1.55	1.05	48	.09	78	.49	-94
16000	.73	-1.57	1.03	44	.10	80	.49	-98
17000	.71	-1.61	1.00	41	.12	82	.46	-102
18000	.67	-1.67	.93	36	.13	82	.41	-109

SEE NOTES ON BACK PAGE.

NE900200 TYPICAL SMALL SIGNAL SCATTERING PARAMETERS

S—MAGN AND ANGLES: ($V_{DS}=8V, I_D=160mA$)								
FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.92	-90	3.87	173	.06	48	.28	-74
3000	.84	-108	2.96	111	.06	38	.27	-88
4000	.84	-122	2.37	98	.07	29	.29	-98
5000	.85	-132	1.99	86	.07	24	.31	-103
6000	.86	-139	1.71	76	.07	20	.36	-108
7000	.87	-143	1.49	68	.07	18	.38	-113
8000	.87	-147	1.30	63	.07	16	.41	-116
9000	.86	-149	1.12	58	.07	15	.44	-119
10000	.86	-150	.98	54	.06	15	.47	-123
11000	.85	-152	.86	49	.06	14	.50	-126
12000	.85	-153	.77	44	.05	14	.52	-130
13000	.86	-154	.72	39	.06	15	.55	-134
14000	.87	-156	.69	33	.05	15	.57	-137
15000	.88	-158	.67	27	.08	16	.60	-140
16000	.89	-157	.64	2	.05	17	.63	-142
17000	.89	-157	.56	2	.05	19	.66	-143
18000	.87	-156	.58	2	.05	21	.70	-143

NE900175 TYPICAL SMALL SIGNAL SCATTERING PARAMETERS

S—MAGN AND ANGLES: ($V_{DS}=8V, I_D=90mA$)								
FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.94	-88	2.71	112	.05	48	.50	-47
3000	.92	-115	2.14	90	.07	17	.50	-66
4000	.90	-134	1.76	69	.08	-3	.50	-83
5000	.89	-143	1.49	57	.06	-2	.54	-93
6000	.89	-154	1.31	47	.05	-7	.58	-108
7000	.89	-160	1.25	30	.05	-8	.61	-114
8000	.88	-168	1.25	20	.05	-11	.64	-121
9000	.85	-175	1.28	8	.06	-15	.65	-128
10000	.80	-174	1.43	-5	.06	-24	.67	-135
11000	.73	-156	1.81	-22	.06	-33	.65	-144
12000	.56	-123	2.20	-48	.07	-60	.82	-150
13000	.41	47	2.65	-85	.08	-103	.52	-179
14000	.58	-47	2.60	-128	.08	-157	.34	-157
15000	.78	-93	1.95	-164	.08	-150	.16	-125
16000	.81	-119	1.54	163	.10	118	.10	64
17000	.88	-134	1.11	138	.10	98	.18	2
18000	.82	-149	.84	109	.10	71	.32	-21

NE900275 TYPICAL SMALL SIGNAL SCATTERING PARAMETERS

S—MAGN AND ANGLES: ($V_{DS}=6V, I_D=160mA$)								
FREQUENCY (MHz)	S11		S21		S12		S22	
2000	.89	-118	3.64	86	.08	19	.29	-89
3000	.84	-139	2.62	78	.06	15	.32	-104
4000	.84	-151	2.09	64	.06	8	.36	-115
5000	.84	-161	1.74	44	.06	2	.41	-123
6000	.83	-168	1.56	35	.06	3	.45	-128
7000	.82	-174	1.42	18	.06	1	.48	-135
8000	.77	-178	1.40	11	.06	6	.49	-140
9000	.73	-171	1.49	-9	.06	-1	.51	-146
10000	.67	-158	1.69	-18	.08	-1	.51	-153
11000	.55	-126	1.92	-45	.09	-15	.53	-164
12000	.42	77	1.96	-70	.09	-37	.60	-160
13000	.49	7	2.00	-106	.08	-70	.41	-151
14000	.70	-43	1.72	-143	.06	-115	.34	-115
15000	.82	-73	1.35	-172	.04	-163	.33	66
16000	.84	-91	.98	161	.04	135	.41	28
17000	.86	-104	.71	140	.04	98	.49	-1
18000	.86	-117	.60	109	.06	62	.59	-17

NOTES:

1. Last two digits of the "NE" part number designates package code or chip (00).
2. The NE900100 has one good cell on the two cell chip. The wafer pack is marked with a circle to indicate which side of the chip has the good cell. Both cells are good for the NE900200.

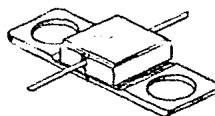


EXCLUSIVE SALES AGENT FOR NEC Corporation MICROWAVE SEMICONDUCTORS PRODUCTS — U. S. & CANADA
 CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES, INC. • Headquarters • 3260 Jay Street • Santa Clara, CA 95054 • (408) 988-3500 • Telex 34-8393 or 171197

NEC**MICROWAVE GaAs POWER FET****NE9004****PRELIMINARY DATA SHEET****Ku-Band GaAs Power FET****FEATURES**

- CLASS A OPERATION
- HIGH POWER ADDED EFFICIENCY
- EMPLOYS P.H.S. (PLATED HEAT SINK) AND VIA HOLE GROUNDING
- BROAD BANDWIDTH
- INTERNALLY MATCHED INPUT

74 PACKAGE

**DESCRIPTION AND APPLICATIONS**

The NE9004 is a 0.5 micron recessed gate GaAs power FET for commercial, military, space amplifier and oscillator applications to 20GHz. This device is complimentary to the NE9000, 1,2 series and the NE29008 covered in separate data sheets.

As with others in the series, the NE9004 incorporates silicon nitride passivation for surface stabilization, and silicon dioxide glassivation for superior scratch resistance and mechanical protection. The NE9004 is a four cell die of 3000 μm gate width incorporating wraparound source metallization and via hole source grounding for superior RF and thermal performance. The NE9004 is available in chip form or in the NEC's "74" hermetic ceramic package. The series conforms to MIL-S-19500 and is space qualified.

SELECTION CHART

NE PART NUMBER	TYPICAL PERFORMANCE		
	P _{1dB} (WATTS)	FREQUENCY RANGE (GHz)	G _{1dB} (dB)
NE900400G*	1.25	10 to 20	6
NE900474-13	1.25	9.0-13.5	6
NE900474-15	1.25	13.0-15.2	6

* Unpackaged chip with sidewall metallization/source grounding.

PERFORMANCE SPECIFICATIONS (T_a = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	NE900400G NE900474-13 00G(chip),74		NE900474-15 74	
			MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX
P _{TEST}	Output Power at Test Point P _{in} = 25.0dBm, V _{DS} = 8V, I _D = 450mA, f = 13.5GHz P _{in} = 25.5dBm, V _{DS} = 8V, I _D = 450mA, f = 15.2GHz	dBm	30.5	31		
		dBm			30.5	31
P _{1dB}	Output Power at 1dB Compression Point V _{DS} = 8V, I _D = 450mA, f = 13.5GHz V _{DS} = 8V, I _D = 450mA, f = 15.2GHz	dBm		31		31
G _{1dB}	Gain at 1dB Compression Point V _{DS} = 8V, I _D = 450mA, f = 13.5GHz V _{DS} = 8V, I _D = 450mA, f = 15.2GHz	dB		6		6
η_{add}	Power Added Efficiency* V _{DS} = 8V, I _D = 450mA, f = 13.5GHz V _{DS} = 8V, I _D = 450mA, f = 15.2GHz	%		26		26
		%		24		24

$$*\eta_{add} = \frac{P_{out} - P_{in}}{V_{DS} I_D} \times 100\%$$

NEC Corporation

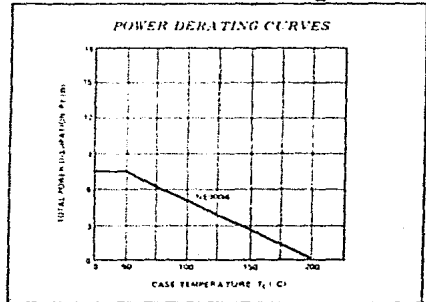
NE9004, Ku-BAND GaAs POWER FET

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{th} = 25^{\circ}C$)

NE CHIP PART NUMBER NE PACKAGE PART NUMBER PACKAGE CODE			NE900400G NE900474-13,15 00G(Ch.pl.74)		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
I_{DSS}	Saturated Drain Current at $V_{GS} = 2.5V, V_{DS} = 0$	mA	600	900	1200
V_p	Pinch Off Voltage at $V_{GS} = 2.5V, I_{DS} = 20mA$		-2	-3.5	-5
g_m	Transconductance at $V_{GS} = 2.5V, I_{DS} = 300mA$	mS		200	
R_{th}	Thermal Resistance (channel-case)	C/W			20
P_T	Total Power Dissipation	W			7.5

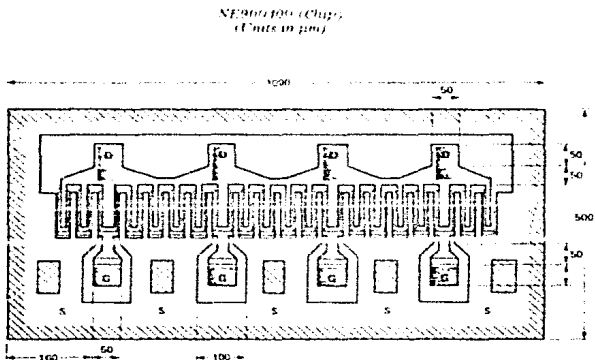
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{th} = 25^{\circ}C$)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V_{DS}	Drain to Source Voltage	V	20
V_{GS}	Gate to Source Voltage	V	-9
I_D	Drain Current	mA	1200
I_G	Gate Current	mA	10

DEVICE CHARACTERISTICS ($T_{th} = 25^{\circ}C$)**RELIABILITY SCREENING (HES-32752-03)**

TEST	GRADE		
	C Military Aerospace	CX Military General	D Industrial
Preprod Visual Inspection	100%	100%	--
Vacuum Bake	100%	--	--
High Temperature Storage	100%	100%	100%
Temperature Cycling	100%	100%	--
Thermal Shock	100%	--	--
Mechanical Shock (V only)	100%	--	--
Acceleration	100%	100%	--
Gross Leak Test	100%	100%	100%
Fine Leak Test	100%	100%	100%
Area of Safe Operation (power only)	100%	100%	100%
High Temperature Reverse Bias (HTRB)	Optional	Optional	--
Particle Impact Noise Detection (PIND)	Optional	Optional	--
Electrical (DC) Tests	100%	--	--
Power Burn-in (168 hrs)	100%	100%	--
Delta Calculation	Optional	--	--
Group A Screening	100%	100%	100%
Group A Data	Optional	--	--
External Visual	100%	100%	100%

PHYSICAL DIMENSIONS AND CHIP HANDLING



Die Thickness: 110 - 160 μm

- Recommended Bonding Area
- Glottivated Area
- Plated Wraparound Area and Via Hole Detail

DIE ATTACHMENT

Die attach can be accomplished with a Au-Ge (350-10°C) preform in a forming gas environment. Epoxy die attach is not recommended.

BONDING

Gate and drain bonding wires should be minimum length, semi-hard gold wire (30 ϕ) elongation) 30 microns or less in diameter.

Bonding should be performed with a wedge tip that has a taper of approximately 15°. Die attach and bonding time should be kept to a minimum. As a general rule, the bonding operation should be kept within a 300°C - 10 minute curve. If longer periods are required, the temperature should be lowered.

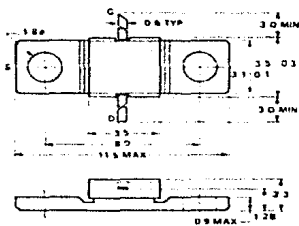
PRECAUTIONS

The user must operate in a clean, dry environment. The chip channel is glottivated for mechanical protection only and does not preclude the necessity of a clean environment.

The bonding equipment should be periodically checked for sources of surge voltage and should be properly grounded at all times. All test and handling equipment should be grounded to minimize the possibilities of static discharge.

PACKAGE CODE - 74

(Units in mm)



NEZ SERIES-2A,-4A,-6A, POWER GaAs FET

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

NEZ PART NUMBER PACKAGE STYLE			NEZ SERIES-2A X-17			NEZ SERIES-4A X-17			NEZ SERIES-6A X-18		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
I_{DSS}	Saturated Drain Current at $V_{DS} = 2.5V$, $V_{GS} = 0$	A	.8	1.5	2.1	1.0	4.0	5.1	2.8	5	7.1
V_p	Pinchoff Voltage at $V_{DS} = 2.5V$, $I_G = 40 mA$ $I_D = 80 mA$ $I_D = 120 mA$	V V V	-5	-3.5	-1	-5	-3.5	-1	-5	-3.5	-1
g_m	Transconductance at $V_{DS} = 2.5V$, $I_G = 0.6A$ $I_D = 1.5A$ $I_D = 2.0A$	mS mS mS		400			1000			1300	
R_{th}	Thermal Resistance (channel-case)	$^{\circ}C/W$			10			3.8			2.8
P_T	Total Power Dissipation ($T_c = 25^{\circ}C$)	W			1.5			5.0			5.0

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

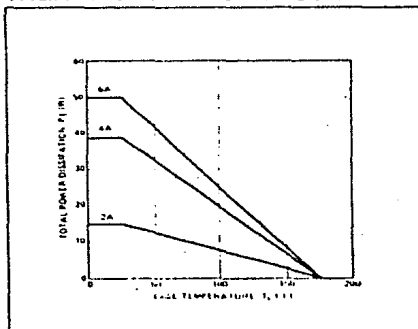
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V_{DS}	Drain to Source Voltage	V	20
V_{GS}	Gate to Source Voltage	V	-9
I_D	Drain Current NEZ Series 2A NEZ Series 4A NEZ Series 6A	A A A	2.4 5.5 7.5
I_G	Gate Current NEZ Series 2A NEZ Series 4A NEZ Series 6A	mA mA mA	20 30 40
T_{ch}	Channel Temperature	$^{\circ}C$	175
T_{stg}	Storage Temperature	$^{\circ}C$	-65-+175

(T_c = 25 $^{\circ}C$ for all data unless noted).

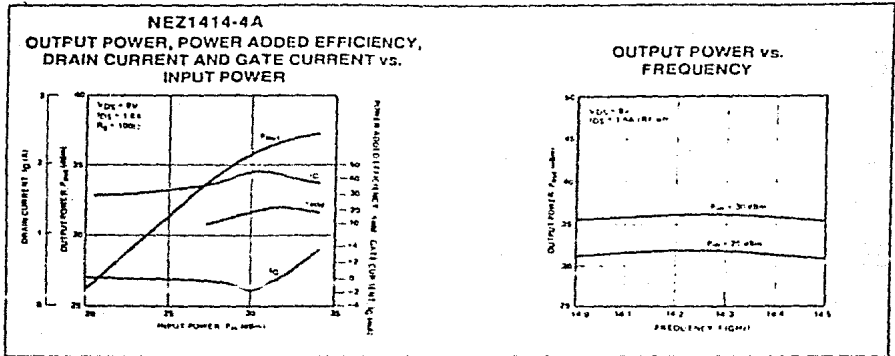
SELECTION CHART

NEZ PART NUMBER	FREQUENCY BAND (GHz)
NEZ0910-2A NEZ1011-2A NEZ1414-2A	9.5-10.0 10.7-11.7 14.0-14.5
NEZ0910-4A NEZ1011-4A NEZ1112-4A NEZ1414-4A	9.5-10.0 10.7-11.7 11.4-12.4 14.0-14.5
NEZ0909-6A NEZ0910-6A NEZ1011-6A NEZ1011-6AH NEZ1112-6A	9.0-9.5 9.5-10.0 10.7-11.2 11.2-11.7 11.7-12.2

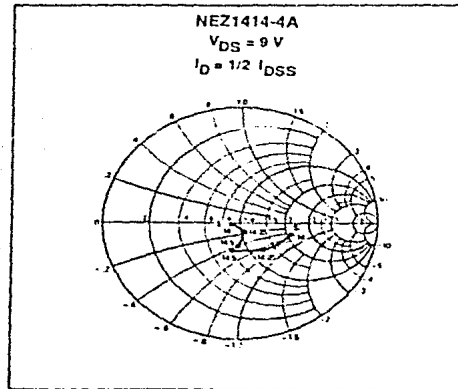
THERMAL CHARACTERISTICS



PERFORMANCE CHARACTERISTICS



INPUT AND OUTPUT S-PARAMETERS



IMPRESOS "MOYA"

TESIS URGENTES

libros

folletos

offset

sociales

Agustín Juárez S.

Cuba 99 Desp. 1

Primer Piso

Centro