# PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

# FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA

# DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PRE-AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO A 50MHz PARA LOS RECEPTORES DEL RADIO OBSERVATORIO DE JICAMARCA

TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE

**INGENIERO ELECTRÓNICO**

PRESENTADO POR

**WILBERT JESÚS VILLENA GONZALES**

LIMA – PERÚ
**2005**

# RESUMEN

El presente trabajo de tesis muestra el diseño y construcción de un pre-amplificador para la frecuencia de 50MHz, la cual es la frecuencia de trabajo del radar en el Radio observatorio de Jicamarca. La implementación de dicho circuito responde a la necesidad de superar los problemas presentados con dos tipos de pre-amplificadores usados actualmente. El primero (basado en un MOSFET), no puede soportar eventuales picos de voltaje elevado y posee una ganancia baja. El segundo, que usa como elementos activos a nuvistores ó tubos de bajo ruido, es tal vez el mas fiable ya que soporta los picos de voltaje, sin embargo, su figura de ruido es algo elevada por lo que se debe prescindir de dicho circuito en casos en los que la señal recibida sea muy pequeña. Por tanto, el diseño del presente trabajo debe tener la capacidad de soportar los picos de voltaje eventuales, tener una baja figura de ruido y poseer un buen nivel de ganancia (mayor a 24dB).

Para lograr dicho cometido se usan los parámetros *scattering,* como herramienta fundamental en la obtención del modelo de los dispositivos activos elegidos, y la carta de Smith gracias a su facilidad de uso y cantidad de información que provee. Finalmente, se detallan los principales criterios a tener en cuenta en la construcción de cualquier amplificador de RF y la forma como éstos se aplican al presente diseño. Por lo tanto, el presente trabajo trata no solamente de mostrar el proceso de diseño de un amplificador específico sino, también de mostrar estrategias de diseño que puedan servir de ayuda a cualquier persona que trabaje en el área de diseño electrónico en altas frecuencias.

## TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

**TÍTULO** : Diseño y construcción de un pre-amplificador de bajo ruido a 50MHz para los receptores del Radio Observatorio de Jicamarca

**ÁREA** : Electrónica # 336

**ASESOR** : Ing$^{o}$ Willy Carrera Soria

**ALUMNO** : Wilbert Jesús Villena Gonzales

**CÓDIGO** : 1998.2809.0.12

**FECHA** : 15 de Agosto del 2005

## DESCRIPCIÓN Y OBJETIVOS

Ampliamente se sabe que el diseño de circuitos en altas frecuencias requiere de métodos alternativos a los vistos en cursos de pregrado, debido a que en la mayoría de casos las técnicas convencionales se tornan engorrosas y poco prácticas, por lo que surge la necesidad de contar con herramientas y conceptos que faciliten dicha labor. Por lo tanto, en este tema de tesis se propone la aplicación de la teoría relacionada a los parámetros scattering así como de la carta de Smith en el diseño de un pre-amplificador de 50MHz, que reemplazará a los pre-amplificadores actualmente usados en los receptores del radar del Radio Observatorio de Jicamarca (ROJ), ya que contará con mejores características de ganancia, ancho de banda, figura de ruido y mayor resistencia a picos eventuales de voltaje.

El trabajo consiste en describir los pasos fundamentales en el diseño del pre-amplificador, comenzando por la medición de los parámetros scattering de los dispositivos activos elegidos. Una vez hechas las mediciones, se trabajará en el diseño propiamente dicho, para lo cual se utilizará como principal herramienta la carta de Smith, y además tomando en consideración las regiones de inestabilidad y circunferencias de ganancia y ruido constantes, todas las cuales se derivan a partir de las mediciones efectuadas de parámetros scattering .

Finalmente, se explican los principlaes puntos a tener en cuenta en la construcción del circuito, tales como: elección y distribución de componentes, características de la tarjeta de circuito impreso (material, longitud de pistas y separación mínima entre éstas) y el alojamiento mecánico (material y grosor mínimo).

**TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO**

**TÍTULO** : Diseño y construcción de un pre-amplificador de bajo ruido a 50MHz para los receptores del Radio Observatorio de Jicamarca

**ÍNDICE**


Introducción

1. Conceptos fundamentales de circuitos en RF
2. Descripción del radar de Jicamarca
3. Diseño del pre-amplificador
4. Construcción del pre-amplificador
5. Resultados

Conclusiones

Bibliografía

Anexos

A mis Padres,
Wilbert y Eliana

Mi más sincero agradecimiento al Dr. Jorge Chau y al Ing. Fernando Villanueva por creer en mí desde un inicio, al Ing. Otto Castillo y Darwin Córdova por su constante apoyo y a mi asesor Ing. Willy Carrera por el tiempo brindado.

*“Far away there in the sunshine are my inspirations. I may not reach them but I can look up and see their beauty, believe in them and try to follow where they may lead”.*

*-Anónimo-*

# ÍNDICE GENERAL

**INTRODUCCIÓN** 1

**1. CONCEPTOS FUNDAMENTALES DE CIRCUITOS EN RF** 4

1.1 INTRODUCCIÓN 4

1.2 ONDAS VIAJERAS 5

1.3 PARÁMETROS “S” 7

1.3.1 Definición 7

1.3.2 Cálculo de los parámetros “S” 8

1.3.3 Medición de los parámetros “S” 10

1.3.3.1 Medición de $S_{11}$ y $S_{22}$ 10

1.3.3.2 Medición de $S_{21}$ y $S_{12}$ 12

1.4 CONCEPTOS DERIVADOS DE LOS PARÁMETROS “S” 14

1.4.1 Coeficientes de reflexión 15

1.4.2 Estabilidad 16

1.4.3 Ganancias de potencia 18

1.4.4 Adaptación conjugada simultánea de impedancia 20

1.4.5 Circunferencias de ganancia constante 20

1.4.6 Figura de mérito unilateral 21

1.5 FIGURA DE RUIDO 22

1.5.1 Definición 22

1.5.2 Ruido de un grupo de amplificadores en cascada 22

1.5.3 Circunferencias de figura de ruido constante 23

1.6 USO DE LA CARTA DE SMITH EN EL DISEÑO DE CIRCUITOS DE RF Y MICROONDAS 24

**2. DESCRIPCIÓN DEL RADAR DE JICAMARCA** 25

2.1 INTRODUCCIÓN 25

2.2 BLOQUES CONSTITUYENTES DEL RADAR 26

2.3 BREVE DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN 27

2.3.1 La antena 27

2.3.2 Pre-Amplificadores de Bajo Ruido (Front-Ends) 30

2.3.3 Amplificadores Finales 30

2.4 UBICACIÓN DEL PROYECTO Y DESCRIPCIÓN 31

**3. DISEÑO DEL PRE-AMPLIFICADOR** 33

3.1 INTRODUCCIÓN 33

3.2 ELECCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS ACTIVOS Y NÚMERO DE ETAPAS 34

3.2.1 Primera etapa amplificadora 34

3.2.2 Segunda etapa amplificadora 34

3.3 POLARIZACIÓN Y CONFIGURACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS ACTIVOS 36

3.3.1 Polarización del nuvistor 36

3.3.2 Polarización del GaAsFET 36

3.4 MEDICIÓN DE PARÁMETROS “S” DE LOS DISPOSITIVOS ELEGIDOS 37

3.4.1 Conexiones realizadas 37

3.4.2 Parámetros “S” obtenidos para 50MHz 41

3.5 CONSIDERACIONES DERIVADAS DE LA MEDICIÓN DE PARAMETROS “S” 41

3.5.1 Estabilidad 41
3.5.1.1 Estabilidad del nuvistor 7895 41
3.5.1.2 Estabilidad del GaAsFET MGF1302 41
3.5.2 Ruido 43
3.5.2.1 Ruido en el nuvistor 7895 43
3.5.2.2 Ruido en el GaAsFET MGF1302 44
3.5.3 Tipo de diseño: Figura de mérito unilateral 44
3.5.3.1 Figura de mérito unilateral del nuvistor 7895 44
3.5.3.2 Figura de mérito unilateral del GaAsFET MGF1302 45
3.5.4 Ganancia máxima ($G_{máx}$) 45
3.5.4.1 Ganancia máxima del nuvistor 7895 45
3.5.4.2 Ganancia máxima del GaAsFET MGF1302 46
3.5.5 Circuito de protección 47
3.6 DISEÑO DE LAS REDES DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA 47
3.6.1 Red de adaptación intermedia 48
3.6.1.1 Consideraciones iniciales 48
3.6.1.2 Diseño de la red de adaptación intermedia 50
3.6.2 Red de adaptación de salida 56
3.6.3 Red de adaptación de entrada 58
3.6.3.1 Consideraciones iniciales 59
3.6.3.2 Configuración de la red de entrada 61
3.6.3.3 Valores de los componentes de la red de entrada 61
3.7 CIRCUITO ADICIONAL DE PROTECCIÓN 64

**4. CONSTRUCCIÓN DEL PRE-AMPLIFICADOR** 66

4.1 INTRODUCCIÓN 66

4.2 ELECCIÓN DE COMPONENTES DEL CIRCUITO 66

4.2.1 Resistencias 67

4.2.2 Inductancias 68

4.2.2.1 Tipos de toroide 68

a) Toroides de hierro en polvo 68

b) Toroides de ferrita 69

4.2.2.2 Número máximo de vueltas en un toroide 70

4.2.2.3 Elección de inductancias para el diseño 70

4.2.3 Diodos 72

4.2.4 Capacitores 73

4.3 DISEÑO DEL ALOJAMIENTO MECÁNICO 75

4.4 CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE LA TARJETA IMPRESA 76

4.4.1 Material de la tarjeta impresa 77

4.4.2 Pistas de alimentación 77

4.4.3 Longitud de pistas de señal 78

4.4.4 Distancia mínima entre pistas de señal paralelas 78

4.4.5 Plano imagen 79

4.4.6 Distribución de componentes en el alojamiento mecánico 80

**5. RESULTADOS** 82

5.1 INTRODUCCIÓN 82

5.2 PARÁMETROS “S” MEDIDOS 82

5.2.1 Parámetros “S” del GaAsFET MGF1302 83

5.2.2 Parámetros “S” del nuvistor 7895 86

5.3 RESULTADOS INICIALES DEL PRE-AMPLIFICADOR 88

5.4 CORRECCIONES 89

5.5 RESULTADOS FINALES DEL PRE-AMPLIFICADOR 90

5.5.1 Ganancia, Ancho de Banda y Figura de ruido 90

5.5.2 Respuesta lineal 91

5.5.3 Resistencia a picos de voltaje 93

5.6 COSTOS 93

5.6.1 Alojamiento mecánico 93

5.6.2 Componentes y tarjeta de circuito impreso 93

5.7 CIRCUITO FINAL OBTENIDO 95

**CONCLUSIONES** 97

**BIBLIOGRAFÍA** 100

**ANEXOS** (en CD)

# ÍNDICE DE FIGURAS


| | | |
|---|---|---|
| Figura 1.1 | Ondas incidente y reflejada que viajan por una línea de transmisión de impedancia característica $Z_O$ | 5 |
| Figura 1.2 | Esquema de la transmisión y división de una onda viajera a su paso por una red de dos puertos | 6 |
| Figura 1.3 | (a) Cálculo de $S_{11}$ y $S_{21}$ adaptando Zo en el puerto 2 a la impedancia de carga ($Z_L$=Zo). (b) Cálculo de $S_{22}$ y $S_{12}$ adaptando Zo en el puerto 1 a la impedancia de fuente ($Z_G$=Zo). | 9 |
| Figura 1.4 | Interconexión de equipos para la medición de $S_{11}$ y $S_{22}$ | 12 |
| Figura 1.5 | Interconexión de equipos para la medición de $S_{21}$ y $S_{12}$ | 14 |
| Figura 1.6 | Interconexión básica de un dispositivo entre fuente y carga mediante redes de adaptación de impedancia | 15 |
| Figura 1.7 | Círculos de estabilidad de salida (plano $\Gamma_L$) | 17 |
| Figura 1.8 | Regiones de estabilidad de entrada para $\lvert S_{22} \rvert$ <1 dependiendo de la relación entre $r_{in}$ y $\lvert Cin \rvert$ | 18 |
| Figura 1.9 | Flujos de potencia en una red de dos puertos | 18 |
| Figura 2.1 | Diagrama de bloques del radar del ROJ | 26 |
| Figura 2.2 | Diagrama de bloques de la etapa de recepción | 27 |
| Figura 2.3 | Diagrama de la antena de Jicamarca mostrando los 64 módulos y la distribución de la alimentación | 28 |
| Figura 2.4 | Vista interna de la estructura de un TR | 29 |
| Figura 2.5 | Diagrama de bloques de un amplificador final usado en el radar de Jicamarca | 31 |
| Figura 2.6 | Conexión básica en la que se usará el pre-amplificador | 32 |

| | | |
|---|---|---|
| Figura 3.1 | Circuitos de polarización del nuvistor y del GaAsFET | 37 |
| Figura 3.2 | Medición de $S_{11}$ del GaAsFET MGF1302 | 38 |
| Figura 3.3 | Medición de $S_{21}$ del GaAsFET MGF1302 | 39 |
| Figura 3.4 | Medición de $S_{22}$ del GaAsFET MGF1302 | 39 |
| Figura 3.5 | Medición de $S_{12}$ del GaAsFET MGF1302 | 40 |
| Figura 3.6 | Circuito de polarización del nuvistor 7895 para la medición de sus parámetros “S” | 40 |
| Figura 3.7 | Región de estabilidad de entrada del GasAsFET MGF1302 | 42 |
| Figura 3.8 | Región de estabilidad de salida del GaAsFET MGF1302 | 43 |
| Figura 3.9 | Círculos de ganancia constante del MGF1302 a 50MHz con un punto de reposo de $V_{DS}$=3V, $I_{DS}$=10mA | 49 |
| Figura 3.10 | Adición de inductancias serie y paralelo con el nuvistor para lograr una ganancia de 22dB en el FET | 51 |
| Figura 3.11 | Configuración de la red de adaptación intermedia | 51 |
| Figura 3.12 | Adición de un inductor $L_{NM2}$ en paralelo a la salida del nuvistor (Plano $\Gamma_S$) | 52 |
| Figura 3.13 | Adición de un capacitor $C_{NM2}$ paralelo a la inductancia $L_{NM2}$ (Plano $\Gamma_S$) | 53 |
| Figura 3.14 | Adición del transformador para lograr la ganancia de 22dB (Plano $\Gamma_S$) | 54 |
| Figura 3.15 | Adición de un capacitor en serie a la salida del transformador (Plano $\Gamma_S$) | 55 |
| Figura 3.16 | Red de adaptación intermedia obtenida | 56 |
| Figura 3.17 | Construcción de la red de adaptación de impedancia de salida del MGF1302 (Plano $\Gamma_L$) | 57 |
| Figura 3.18 | Circunferencias de ganancia constante del nuvistor 7895 | 59 |

| | | |
|---|---|---|
| Figura 3.19 | Ubicación de $\Gamma_{Lnuv}$ en el plano $\Gamma_L$ del nuvistor | 61 |
| Figura 3.20 | Obtención del $NF_{min}$ mediante una red "L" | 62 |
| Figura 3.21 | Figura de ruido para diferentes combinaciones de capacitor e inductancia en la red de entrada | 63 |
| Figura 3.22 | Ganancia para diferentes combinaciones de capacitor e inductancia en la red de entrada | 63 |
| Figura 3.23 | Circuito esquemático del circuito diseñado en base a los parámetros "S" medidos | 65 |
| Figura 4.1 | Esquemático del pre-amplificador diseñado | 67 |
| Figura 4.2 | Relación entre el valor real de la resistencia (Rf) y su valor en DC ($R_{DC}$) | 67 |
| Figura 4.3 | Mecanismos básicos de blindaje | 75 |
| Figura 4.4 | Capacitancia e inductancia parásitas entre dos pistas | 78 |
| Figura 4.5 | Separación mínima entre pistas de señal (regla 3W) | 79 |
| Figura 4.6 | Trayecto de retorno de las señales de DC y RF (diseño recomendado) | 79 |
| Figura 4.7 | Trayecto de retorno de una señal de RF ante la ausencia de un plano imagen (diseño no-recomendado) | 80 |
| Figura 4.8 | Distribución de la redes del pre-amplificador en el alojamiento mecánico diseñado | 81 |
| Figura 5.1 | Parámetros "S" del GaAsFET MGF1302 entre 50MHz y 12GHz | 84 |
| Figura 5.2 | Comparación de los parámetros "S" medidos con los obtenidos mediante extrapolación lineal a partir de los valores dados por el fabricante desde 500MHz | 85 |
| Figura 5.3 | Parámetros "S" del nuvistor 7895 entre 10MHz y 250MHz | 87 |
| Figura 5.4 | Resultados iniciales del pre-amplificador | 89 |

Figura 5.5 Resultados finales obtenidos del pre-amplificador 90

Figura 5.6 Potencia de salida del pre-amplificador en función de la potencia de entrada 92

Figura 5.7 Circuito final del pre-amplificador 96

# ÍNDICE DE TABLAS


| | | |
|---|---|---|
| Tabla 3.1 | Características de los posibles transistores a ser usados en la segunda etapa del pre-amplificador | 35 |
| Tabla 3.2 | Parámetros “S” del nuvistor 7895 y del GaAsFET MGF1302 para 50MHz | 41 |
| Tabla 3.3 | Parámetros de ruido del GaAsFET obtenidos mediante extrapolación lineal a partir de los valores dados por el fabricante entre 1GHz y 12GHz | 44 |
| Tabla 3.4 | Figura de ruido del pre-amplificador para diferentes combinaciones de elementos de la red de entrada | 62 |
| Tabla 4.1 | Propiedades de materiales utilizados en toroides de hierro en polvo para RF | 68 |
| Tabla 4.2 | Indice de inductancia característico (uH/100 vueltas) para algunos toroides de hierro en polvo | 69 |
| Tabla 4.3 | Propiedades de materiales utilizados en toroides de ferrita para RF | 69 |
| Tabla 4.4 | Índice de inductancia característico (mH/1000 vueltas) para algunos toroides de ferrita | 69 |
| Tabla 4.5 | Número máximo de espiras en un toroide en función del calibre de alambre y diámetro del núcleo | 70 |
| Tabla 4.6 | Características principales de posibles diodos usados como protección en la etapa intermedia | 72 |
| Tabla 4.7 | Características de los condensadores variables del pre-amplificador | 74 |
| Tabla 4.8 | Características de la fibra de vidrio y del teflón | 77 |
| Tabla 4.9 | Características de la tarjeta de circuito impreso del pre-amplificador | 80 |

Tabla 5.1 Parámetros “S” del FET MGF1302 entre 50MHz y 250MHz expresados en magnitud y fase ($V_{DS}$=3V, $I_D$=10mA) 83

Tabla 5.2 Parámetros “S” el nuvistor 7895 entre 10MHz y 250MHz expresados en magnitud y fase ($V_{PK}$=25V, $I_P$=5mA) 86

Tabla 5.3 Costos relacionados a la elaboración del alojamiento mecánico 93

Tabla 5.4 Costos relacionados a los componentes y tarjeta de circuito impreso 94

Tabla 5.5 Lista de componentes utilizados en la elaboración del pre-amplificador 95

# INTRODUCCIÓN

Durante la segunda guerra mundial, el desarrollo del radar constituyó un importante incentivo para mejorar los métodos de diseño de circuitos en alta frecuencia, ya que dichos métodos empleados hasta esos momentos combinaban técnicas que respondían mas a la intuición que a un conocimiento o entendimiento claro de cada uno de los componentes que constituían los diferentes circuitos. Muestras de tales técnicas de diseño son por ejemplo el método de capacidades distribuidas y de circuitos aglomerados, las cuales muchas veces usaban más componentes de lo necesario ante la incertidumbre de si el circuito iba a trabajar correctamente o no. Es así, que dicha investigación dio sus primeros frutos hace cerca de 50 años, cuando se desarrolló el conjunto de herramientas conocido como parámetros *Scattering*, las que permiten el modelamiento de redes eléctricas pero con relaciones de potencia y coeficientes de reflexión, las cuales son

variables muy adecuadas en el rango de frecuencias altas (VHF y UHF), además de requerir la caracterización de ondas viajeras. Por tanto, dichos parámetros son conceptualmente simples, analíticamente convenientes y capaces de proveer suficiente información en una medición o problema de diseño determinados.

Asimismo, de un tiempo a esta parte, el Radio Observatorio de Jicamarca (ROJ), que inició sus operaciones en el año 1963, ha venido realizando diferentes experimentos, la mayoría de los cuales relacionados con la ionosfera, por lo que se ha visto en la necesidad de mejorar continuamente las prestaciones de cada uno de los equipos que conforman el radar para obtener mejores resultados. Uno de estos equipos son los llamados pre-amplificadores o Front-End's los cuales tienen básicamente dos funciones: dar un primer grado de amplificación a las señales extremadamente pequeñas provenientes del cielo y proteger al receptor de eventuales picos de voltaje debido a que el radar utiliza la misma antena para transmitir y recibir.

Por tanto, en el presente trabajo se diseña y construye un pre-amplificador de bajo costo que reemplace a los Front-End's actuales del Radar de Jicamarca, ya que los actuales presentan básicamente dos problemas: figura de ruido muy alta y poca resistencia ante los picos de voltaje eventuales. Para esto, se usará como base la carta de Smith y la teoría de parámetros *Scattering* con un nivel de impedancia de referencia, que en el caso de RF y microondas se ha adoptado universalmente en 50Ω. Este valor no es arbitrario, es un compromiso entre potencia y atenuación, y debe tenerse muy presente. En el presente trabajo, a menos que se especifique lo contrario, todos los parámetros *Scattering* o coeficientes de reflexión estarán referidos a 50Ω.

La estructura de la tesis es como sigue, en el Capítulo 1 se dan los conceptos fundamentales concernientes a los parámetros *Scattering* y los principales criterios de diseño de amplificadores derivados de dichos parámetros. En el Capítulo 2 se da una descripción general de cada una de las principales partes del radar del ROJ dando especial énfasis al sistema de recepción para así ubicar correctamente al proyecto. El Capítulo 3 se enfoca en lo que es el diseño

en sí del amplificador, para lo cual se muestra el método de medición de parámetros *Scattering* de los dispositivos activos elegidos y todo el proceso de diseño en base a los parámetros hallados, haciendo uso de la carta de Smith para el diseño de las redes de adaptación de impedancia. Posteriormente, en el Capítulo 4 se detallan los principales criterios a tener en cuenta para la construcción del dispositivo y la forma como estos se aplican al caso particular de diseño, dando especial énfasis en la selección de componentes mas adecuados. En el Capítulo 5 se presentan los resultados más resaltantes del proyecto tales como el nivel de ganancia, figura de ruido y ancho de banda, entre otros.

Finalmente, se presentan las conclusiones, producto del presente trabajo.

# CAPÍTULO UNO: CONCEPTOS FUNDAMENTALES DE CIRCUITOS EN RF

## 1.1 INTRODUCCIÓN

A diferencia de los parámetros híbridos o los de admitancia, los parámetros *scattering* o simplemente parámetros “S”, son de mucha ayuda en el diseño de circuitos en altas frecuencias ya que están basados en términos más adecuados tales como ondas viajeras, por lo que vienen a ser los parámetros naturales para el modelamiento de líneas de transmisión, circuitos de RF y de microondas. Es por eso que para entender dicha información, es necesario conocer las bases sobre las que se funda el concepto de parámetros S, cómo se obtienen y la forma cómo ellos explican los principales criterios utilizados en el diseño de amplificadores de alta frecuencia.

## 1.2 ONDAS VIAJERAS

En altas frecuencias la corriente, voltaje o potencia que emana de una determinada fuente con impedancia $Z_S$, y que es entregada a una carga $Z_L$, puede ser considerada en la forma de ondas incidentes ($E_i$) y reflejadas ($E_r$) viajando en direcciones opuestas a lo largo de una línea de transmisión, cuya impedancia característica es $Z_O$ (figura 1.1). Si la impedancia de la carga ($Z_L$) es igual a $Z_O$, la onda incidente es totalmente absorbida por la carga y no hay onda reflejada. Por otro lado, si $Z_L$ difiere de $Z_O$, cierta porción de la onda no es absorbida, sino que es reflejada de regreso hacia la fuente. Si la impedancia de la fuente ($Z_S$) es igual a $Z_O$, la onda reflejada de la carga es completamente absorbida por la fuente y no ocurren más reflexiones. Pero si $Z_S$ es diferente de $Z_O$, una porción de la onda reflejada es re-reflejada de vuelta a la carga y todo el proceso se repite nuevamente de manera indefinida. La razón entre la onda reflejada e incidente es el denominado *coeficiente de reflexión* ($\Gamma$) el cual constituye la base para entender los parámetros "S".

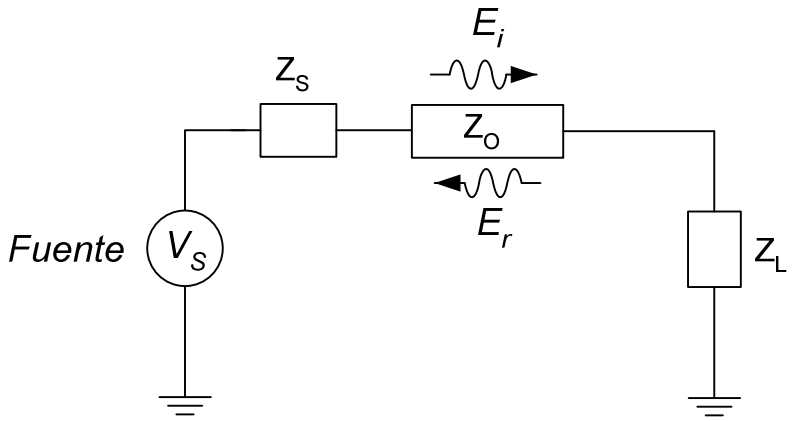



FIGURA 1.1. ONDAS INCIDENTE Y REFLEJADA QUE VIAJAN POR UNA LINEA DE TRANSMISIÓN DE IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA $Z_O$.

Por lo tanto, por convención, las ondas que viajan hacia una red de dos puertos (entrando por los puertos) son llamadas *ondas incidentes*, y las que salen de los puertos son las llamadas *ondas reflejadas*, cada una con sus respectivas componentes de voltaje y corriente (figura 1.2), en donde se cumple (López, [6]):

$$\frac{V_{i1}}{I_{i1}} = \frac{V_{r1}}{I_{r1}} = Z_O \quad , \quad \frac{V_{i2}}{I_{i2}} = \frac{V_{r2}}{I_{r2}} = Z_O \qquad \ldots 1.1$$

donde $Z_O$ es la impedancia característica de las líneas de transmisión de entrada y salida.

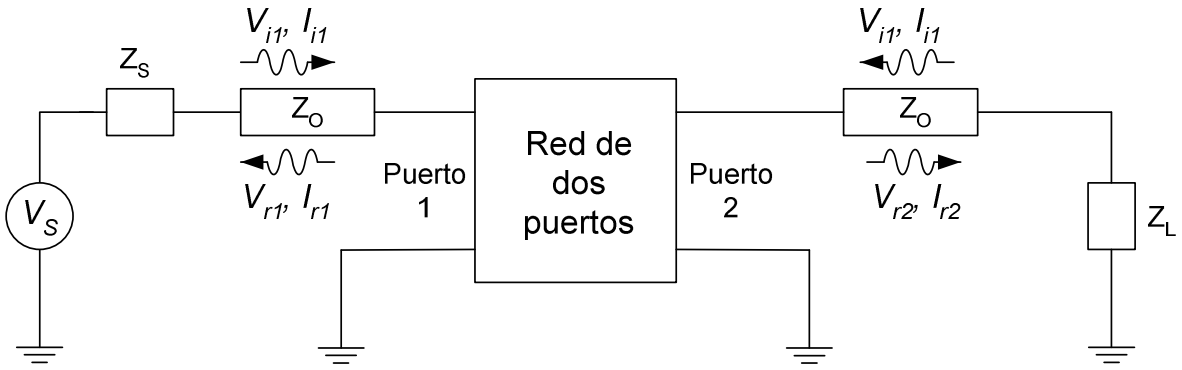



FIGURA 1.2. ESQUEMA DE LA TRANSMISIÓN Y DIVISIÓN DE UNA ONDA VIAJERA A SU PASO POR UNA RED DE DOS PUERTOS

Además, de acuerdo a la figura 1.2, cuando la onda ($V_{i1}$), generada por una fuente de voltaje ($V_S$), alcanza la red, dos nuevas ondas se generan. Una, aparece en el puerto 2 ($V_{r2}$) alejándose de la red y la otra aparece en el puerto 1 ($V_{r1}$) regresando a la fuente, por lo que los parámetros "S" caracterizan la red indicando la cantidad de potencia reflejada en ambos puertos ($V_{r1}^2 / Z_O$, $V_{r2}^2 / Z_O$) en relación a la cantidad de potencia incidente en cada uno de ellos ($V_{i1}^2 / Z_O$, $V_{i2}^2 / Z_O$) (*Schwartz,* [1]).

Por tanto, ya que los parámetros "S" están basados en las características de reflexión y por tanto, en las relaciones de potencia en una red, uno de los enfoques más útiles es la representación de una red en términos de potencias. Es así, que se define un nuevo juego de parámetros: "*a*" y "*b*" (Anexo A, sección A.3)

$$a_n = \frac{V_{in}}{\sqrt{Z_o}} = \sqrt{Z_o} I_{in} \qquad \ldots 1.2a$$

$$b_n = \frac{V_{rn}}{\sqrt{Z_o}} = -\sqrt{Z_o} I_{rn} \qquad \ldots 1.2b$$

donde “n” se refiere al puerto 1 ó 2 y $Z_o$ es la impedancia característica de las líneas de conexión en la entrada y salida de la red.

Estas nuevas variables (a y b) son muy convenientes porque permiten expresar el flujo de potencia en cualquier puerto como: (Anexo A, sección A.3)

$$\text{Flujo de potencia} = P_n = \frac{1}{2}\left(|a_n|^2 - |b_n|^2\right) = \frac{|V_i|^2}{Z_O} - \frac{|V_r|^2}{Z_O} \qquad \ldots 1.3$$

Es por esto último que “a” y “b” son llamadas *ondas de potencia incidente y reflejada* respectivamente.

## 1.3 PARÁMETROS “S”

La importancia de los parámetros “S  radica en el hecho que las ondas viajeras, a diferencia de voltajes o corrientes en los terminales del dispositivo, no varían a lo largo de líneas con pérdidas ya que se basan en desfases entre las ondas incidente y reflejada. Esto significa que los parámetros “S”  pueden ser medidos estando el dispositivo a cualquier distancia de los equipos de medición.

### 1.3.1 DEFINICIÓN

Los parámetros “S” son simplemente descriptores de potencia de una onda los cuales nos permiten definir relaciones de entrada-salida de una red en términos de ondas viajeras incidente ($E_i$) y reflejada ($E_r$), por lo que los parámetros “S” se definen como:

$$\begin{Bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{Bmatrix} \qquad \ldots 1.4a$$

de donde:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \qquad \ldots 1.4b$$

Por ejemplo, la potencia total que fluye a una carga ($b_2$) consiste de la porción de ($a_2$) que es reflejada en el puerto 2 de la red y de la porción de ($a_1$) que

es transmitida a través de la red al puerto 2. Asimismo, la potencia total que fluye de regreso hacia la fuente ($b_1$) consiste de la porción de ($a_1$) que es reflejada en el puerto 1 de la red y de la fracción de ($a_2$) que es transmitida a través de la red.
Los términos que se obtienen son:

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a2=0} = \frac{onda\ \ de\ \ potencia\ \ reflejada\ \ en\ \ el\ \ puerto\ \ 1}{onda\ \ de\ \ potencia\ \ incidente\ \ en\ \ el\ \ puerto\ \ 1} \qquad \ldots 1.5a$$

$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a2=0} = \frac{onda\ \ de\ \ potencia\ \ transmitida\ \ al\ \ puerto\ \ 2}{onda\ \ de\ \ potencia\ \ incidente\ \ en\ \ el\ \ puerto\ \ 1} \qquad \ldots 1.5b$$

$$S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a1=0} = \frac{onda\ \ de\ \ potencia\ \ reflejada\ \ en\ \ el\ \ puerto\ \ 2}{onda\ \ de\ \ potencia\ \ incidente\ \ en\ \ el\ \ puerto\ \ 2} \qquad \ldots 1.5c$$

$$S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a1=0} = \frac{onda\ \ de\ \ potencia\ \ transmitida\ \ al\ \ puerto\ \ 1}{onda\ \ de\ \ potencia\ \ incidente\ \ en\ \ el\ \ puerto\ \ 2} \qquad \ldots 1.5d$$

En otras palabras, lo que indican los parámetros “S” es que $S_{11}$ es una medida del coeficiente de reflexión de entrada de la red, es decir, indica la porción de la onda proveniente de la fuente que retorna a ella. $S_{21}$, llamado “coeficiente de transmisión directa”, indica el grado de amplificación de la onda. $S_{22}$ es una medida del “coeficiente de reflexión a la salida de la red”, es decir, indica la porción de la onda proveniente de la carga que retorna a ella. Finalmente $S_{12}$, llamado “coeficiente de transmisión inversa”, indica el nivel de amplificación de la red para una onda que ingresa por el puerto de salida (puerto 2). En el caso de amplificadores, cuanto mas pequeño sea el valor de $S_{12}$, mejor será la estabilidad y rendimiento del amplificador, ya que éste reduce la ganancia total del dispositivo, es decir, es una “ganancia negativa” (Anderson, [2]).

### 1.3.2 CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS “S”

Para poder calcular los parámetros “S” es necesario asegurar una condición de adaptación perfecta de impedancias, esto es, asegurar que no exista onda reflejada en el lado opuesto del grupo de parámetros a medir.

Como se estableció anteriormente, $S_{11}$ y $S_{22}$ representan los coeficientes de reflexión ($\Gamma$) a la entrada y salida de la red respectivamente, por lo que para su cálculo se recurre directamente a las siguientes relaciones (Nassiri, [3]).

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a2=0} = \frac{V_{r1}}{V_{i1}} \quad , \quad S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a1=0} = \frac{V_{r2}}{V_{i2}} \qquad \ldots 1.6$$

Para el cálculo de $S_{21}$ y $S_{12}$ también se usan las relaciones mostradas en la sección anterior, obteniéndose lo siguiente (Anexo A, sección A.4 y A.5):

$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a2=0} = \frac{2V_{r2}}{V_1} = \frac{2V_2}{V_{G1}} \qquad \ldots 1.7a$$

$$S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a1=0} = \frac{2V_{r1}}{V_2} = \frac{2V_1}{V_{G2}} \qquad \ldots 1.7b$$

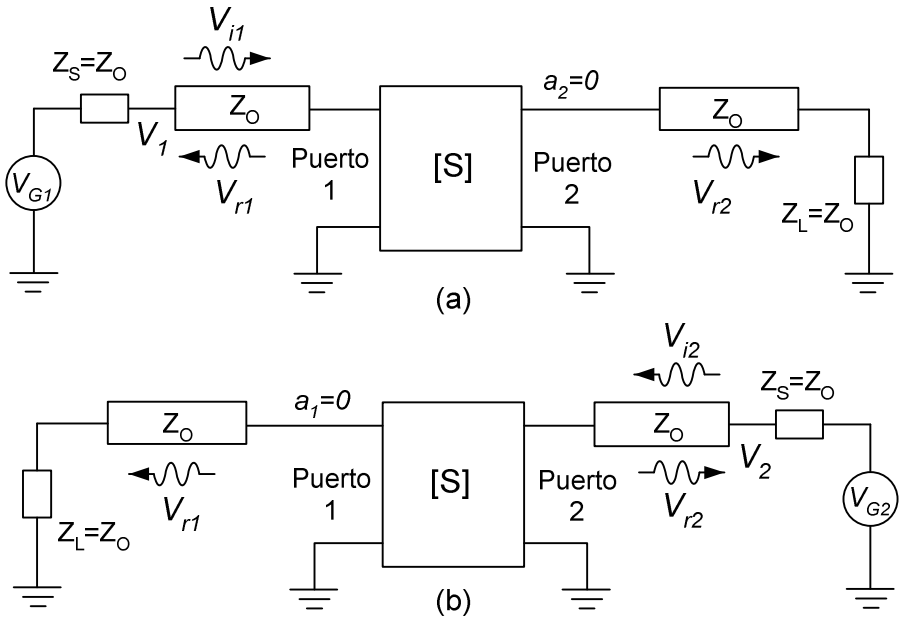



FIGURA 1.3 (a) CÁLCULO DE $S_{11}$ Y $S_{21}$ ADAPTANDO $Z_O$ EN EL PUERTO 2 A LA IMPEDANCIA DE CARGA ($Z_L=Z_O$). (b) CÁLCULO DE $S_{22}$ Y $S_{12}$ ADAPTANDO $Z_O$ EN EL PUERTO 1 A LA IMPEDANCIA DE FUENTE ($Z_G=Z_O$).

Por lo tanto, el cálculo de $S_{21}$ y $S_{12}$ se reduce simplemente a mediciones de voltaje en entrada y salida.

### 1.3.3 MEDICIÓN DE LOS PARÁMETROS “S”

Una forma básica y fácil de medir los parámetros “S” es mediante tres elementos: un generador de señales, un acoplador direccional y un voltímetro vectorial (VVM).

- El generador de señales es usado para proporcionar la señal con la frecuencia necesaria para las mediciones.
- El acoplador direccional es aquel instrumento necesario para poder aislar las ondas incidente y reflejada y poder así medirlas por separado usando el VVM. Tiene esencialmente tres puntos de conexión: entrada, salida y un punto de muestreo que proporciona un nivel de señal equivalente (pero no igual) a la señal de entrada, es decir, con la misma frecuencia pero con un nivel de atenuación determinado.
- El Voltímetro Vectorial (VVM) es un equipo de medición que ante dos señales de entrada, otorga dos datos importantes: Desfase y relación de magnitud entre ellas.

#### 1.3.3.1 MEDICIÓN DE $S_{11}$ y $S_{22}$

Para el caso de $S_{11}$ la conexión básica es la mostrada en la figura 1.4a en la que la lectura del voltaje en el canal A del VVM ($A_D$) es proporcional a la amplitud de la onda entrante al dispositivo ($a_1^D$). Similarmente, el voltaje en el canal B ($B_D$) es proporcional a la amplitud del voltaje reflejado del dispositivo ($b_1^D$), por lo que se puede escribir:

$$A_D = K_A a_1^D \quad , \quad B_D = K_B b_1^D \qquad \ldots 1.8$$

donde $K_A$ y $K_B$ son constantes que dependen de los cables de conexión y del acoplador. Asimismo, ya que $a_2^D$ es cero por la presencia de la carga $Z_L$=Zo en el puerto 2, $S_{11}$ está dado por:

$$S_{11} = \frac{b_1^D}{a_1^D} = \frac{B_D / K_B}{A_D / K_A} \qquad \ldots 1.9$$

Para encontrar los valores de $K_A$ y $K_B$ es necesario hacer una medida de calibración con un dispositivo de prueba DUT (*Dispositive Under Test*) conocido. Si el DUT es removido y reemplazado por un cortocircuito a la salida del acoplador, lo que teóricamente debe resultar es que las lecturas en el canal A ($A_S$) y en el canal B ($B_S$) sean iguales y estén desfasadas 180º. Sin embargo, debido al comportamiento no-ideal de los cables, cortocircuito y conectores, los valores obtenidos serán:

$$\begin{aligned} A_S &= K_A a_1^S \\ B_S &= K_B b_1^S \end{aligned} \qquad \text{...1.10}$$

donde $a_1^S$ es la onda entrante al cortocircuito y $b_1^S$ es la onda reflejada en el mismo y ya que ambos están desfasados 180º, el cociente de estas amplitudes debe ser -1. Entonces:

$$\frac{b_1^S}{a_1^S} = \frac{B_S / K_B}{A_S / K_A} = -1 \qquad \text{...1.11}$$

Por lo tanto, de 1.9 y 1.11 se obtiene:

$$\frac{K_B}{K_A} = -\frac{B_S}{A_S} \quad \rightarrow \quad S_{11} = -\frac{\left(\frac{B_D}{A_D}\right)}{\left(\frac{B_S}{A_S}\right)} \qquad \text{...1.12}$$

El mismo procedimiento se emplea para hallar $S_{22}$ con la salvedad que ahora la señal de la fuente debe ingresar por el puerto 2 (figura 1.4b).

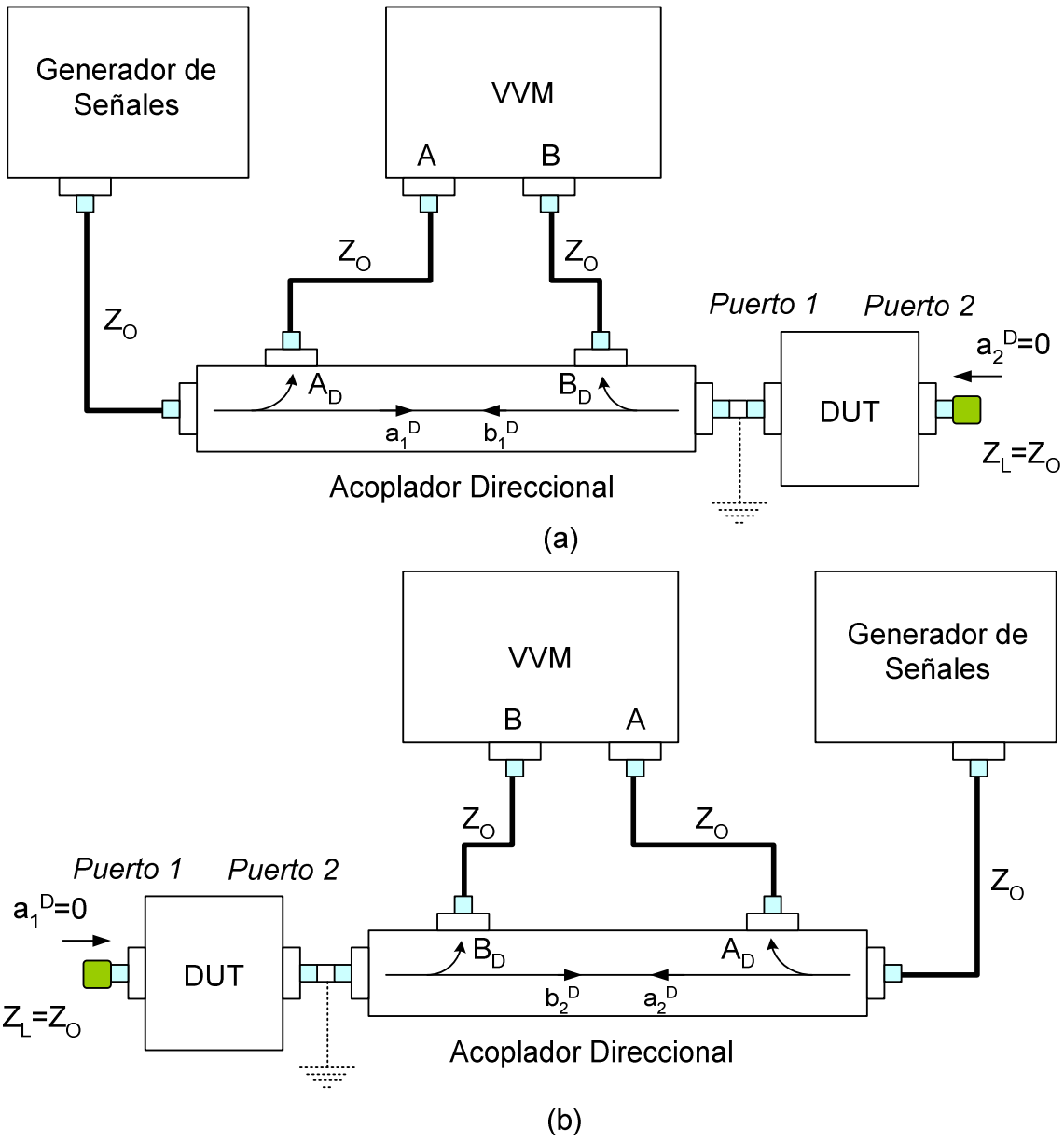



FIGURA 1.4 (a) INTERCONEXIÓN DE EQUIPOS PARA LA MEDICIÓN DE $S_{11}$. (b) INTERCONEXIÓN DE EQUIPOS PARA LA MEDICIÓN DE $S_{22}$.

### 1.3.3.2 MEDICIÓN DE $S_{21}$ y $S_{12}$

El procedimiento necesario para hallar estos dos parámetros es prácticamente el mismo que el descrito para el caso de $S_{11}$ y $S_{22}$, sólo que ahora se deben muestrear los puertos de entrada y salida al mismo tiempo ya que se debe ver el nivel de salida respecto al de entrada. El esquema de interconexión

para $S_{21}$ es el mostrado en la figura 1.5a en el que se puede ver que el DUT es conectado directamente entre dos acopladores direccionales. El voltaje en el canal A ($A_D$) es proporcional al voltaje que entra al DUT y el voltaje leído en el canal B es proporcional al voltaje transmitido a la salida del DUT ($B_D$), obteniéndose:

$$\begin{aligned} A_D &= K_A a_1^D \\ B_D &= K_B b_2^D \end{aligned} \quad \rightarrow \quad S_{21} = \frac{b_2^D}{a_1^D} = \frac{B_D / K_B}{A_D / K_A} \qquad \ldots 1.13$$

Para encontrar las constantes se debe hacer otra medida de calibración. En lugar del DUT se interconectan los dos acopladores. Por lo que teóricamente, si los dos acopladores y cables de interconexión son idénticos, las magnitudes y fases en los canales A y B deberían ser las mismas (expresión 1.14).

$$\begin{aligned} A_E &= K_A a_1^E \\ B_E &= K_B b_2^E \end{aligned} \quad \rightarrow \quad \frac{b_2^E}{a_1^E} = \frac{B_E / K_B}{A_E / K_A} = 1 \qquad \ldots 1.14$$

Por lo tanto, de 1.13 y 1.14 se obtiene:

$$\therefore \frac{K_B}{K_A} = \frac{B_E}{A_E} \quad \rightarrow \quad S_{21} = \frac{\left(\frac{B_D}{A_D}\right)}{\left(\frac{B_E}{A_E}\right)} \qquad \ldots 1.15$$

Para el caso de $S_{12}$ el procedimiento es exactamente el mismo que $S_{21}$, sólo que ahora la señal entra por el puerto 2 y sale por el puerto 1 (figura 1.5b).

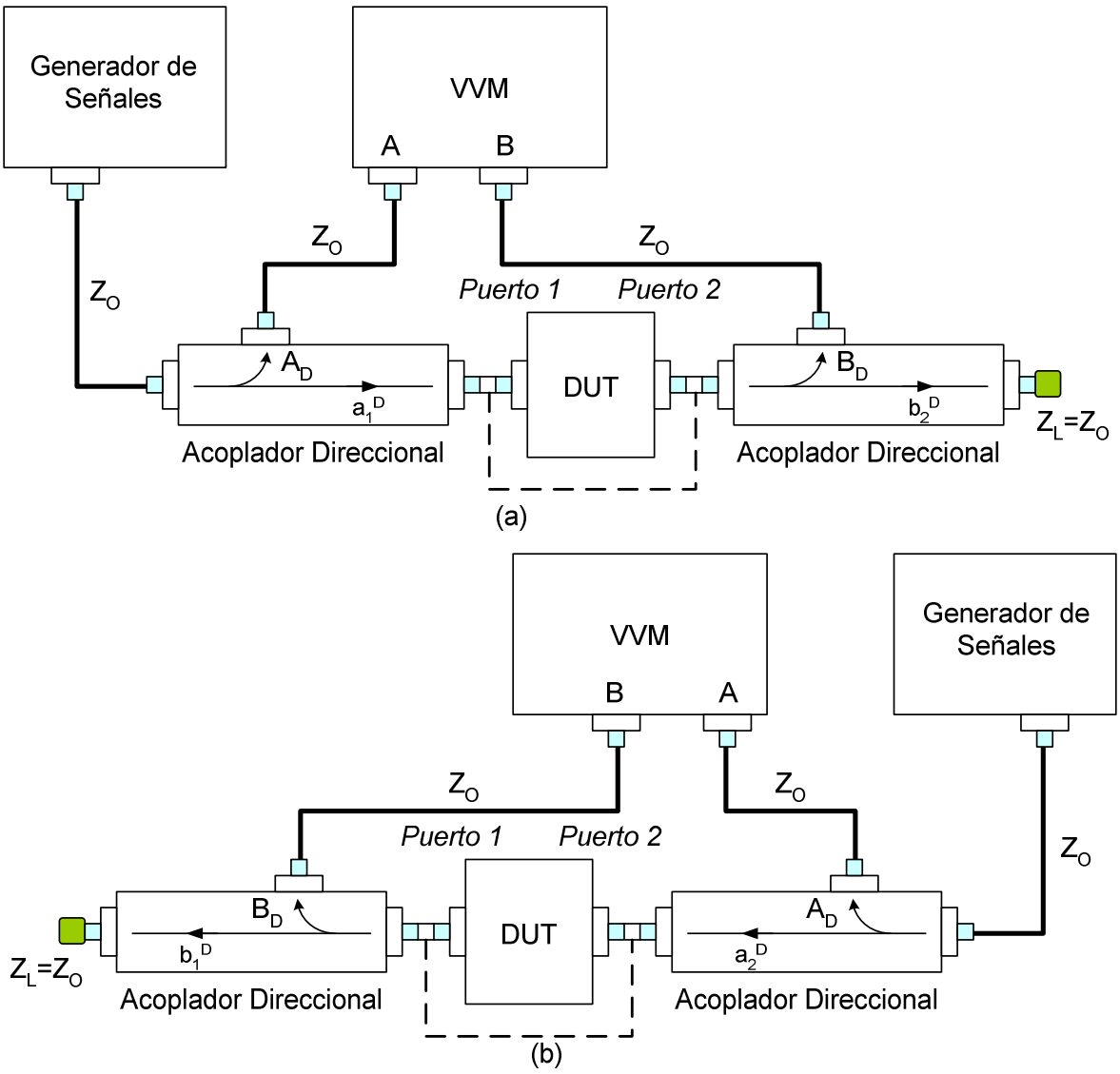



FIGURA 1.5 (a) INTERCONEXIÓN DE EQUIPOS PARA LA MEDICIÓN DE $S_{21}$.
(b) INTERCONEXIÓN DE EQUIPOS PARA LA MEDICIÓN DE $S_{12}$

## 1.4 CONCEPTOS DERIVADOS DE LOS PARÁMETROS "S"

Una vez teniendo ya una idea de lo que son los parámetros S, se puede ver la gran utilidad de estos en definir las principales características y parámetros necesarios para el diseño de circuitos en alta frecuencia tales como coeficientes de reflexión, estabilidad y niveles de ganancia (para el caso de amplificadores).

### 1.4.1 COEFICIENTES DE REFLEXIÓN

Tal como se explicó anteriormente, los coeficientes de reflexión indican la cantidad de onda reflejada respecto a un determinado nivel de onda incidente y su valor está por lo general entre cero y uno. Esto se demuestra de la siguiente forma: si la carga está perfectamente adaptada con la impedancia característica de la línea de transmisión, toda la potencia incidente es absorbida por la carga, por lo que la potencia reflejada es "cero". Por otro lado, si no hay carga (circuito abierto) ó hay un cortocircuito, no hay nada que pueda absorber la potencia incidente, por lo que la totalidad de ésta tiene que retornar, es decir, el coeficiente de reflexión es "uno". Por tanto, ya que los coeficientes de reflexión relacionan onda incidente y reflejada, se cumple:

$$\Gamma_{IN} = \frac{Z_{IN} - Z_O}{Z_{IN} + Z_O} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \qquad \ldots 1.16a$$

$$\Gamma_{OUT} = \frac{Z_{OUT} - Z_O}{Z_{OUT} + Z_O} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - \Gamma_S S_{11}} \qquad \ldots 1.16b$$

Por tanto, de 1.16 se nota que el coeficiente de reflexión de entrada del dispositivo ($\Gamma_{IN}$) depende del coeficiente de reflexión de la carga ($\Gamma_L$) "vista por éste" y que el coeficiente de reflexión de salida ($\Gamma_{OUT}$) depende del coeficiente de reflexión de la fuente "vista" nuevamente por el dispositivo ($\Gamma_S$), tal como se muestra en la figura 1.6, donde $NM_{in}$ y $NM_{out}$ son las redes de adaptación de impedancia de entrada y salida del dispositivo, respectivamente.

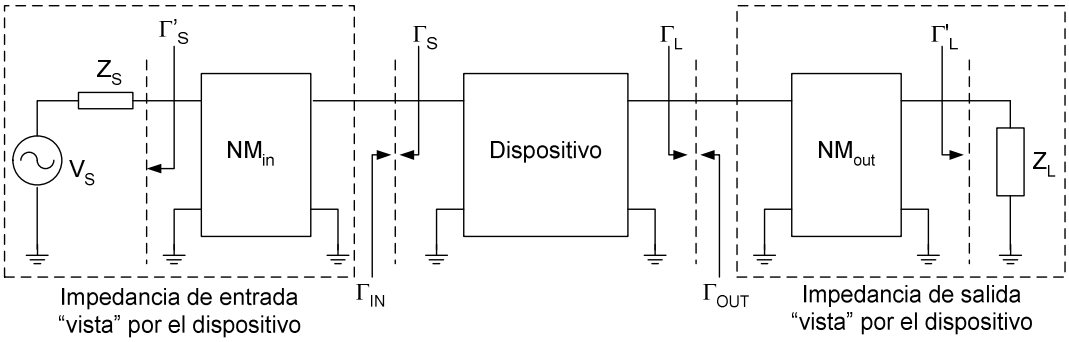



FIGURA 1.6. INTERCONEXIÓN BÁSICA DE UN DISPOSITIVO ENTRE FUENTE Y CARGA MEDIANTE REDES DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA.

Por otro lado, si el coeficiente de reflexión es un valor mayor a uno, quiere decir que la onda reflejada es mayor a la incidente por lo que en el lado de la carga debe haber alguna fuente ó circuito que esté oscilando.

### 1.4.2 ESTABILIDAD

Se dice que una red es potencialmente inestable si bajo ciertas condiciones de fuente y carga un circuito puede llegar a oscilar. Por lo tanto, como una forma de evaluar si el dispositivo será potencialmente inestable o no, es mediante el factor de Rollet, k. Si k>1, el dispositivo es *completamente estable* a la frecuencia de trabajo. Si k<1, el dispositivo será *potencialmente inestable* (Bowick, [5]).

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \qquad \ldots 1.17$$

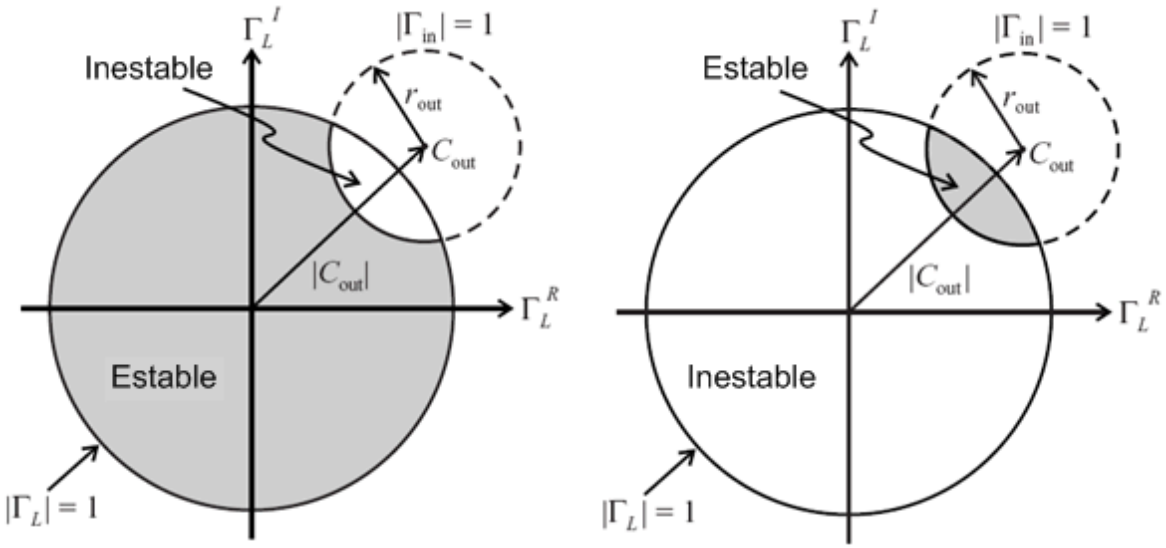
donde : $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

Por tanto, “inestabilidad” en la entrada y en la salida implica que $|\Gamma_{IN}|>1$ y $|\Gamma_{OUT}|>1$ respectivamente, ya que el voltaje de retorno aumenta (realimentación positiva). Así, las regiones en las que la impedancia de fuente “vista” por el dispositivo produzcan inestabilidad en la entrada ($|\Gamma_{IN}|>1$) o no ( $|\Gamma_{IN}|<1$) estarán separadas por una circunferencia en el “plano $\Gamma_S$” (ver figura 1.7). Análogamente, otra circunferencia en el plano $\Gamma_L$ separa las regiones en que la carga “vista” por el dispositivo determina inestabilidad ($|\Gamma_{OUT}|>1$) o no ($|\Gamma_{OUT}|<1$) en la salida.

Las expresiones para dichas circunferencias, son: (Ludwig, [4]).

$$r_{out} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left||S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right|} \quad , \quad C_{out} = \frac{\left(S_{22} - S_{11}^*\Delta\right)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$r_{in} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left||S_{11}|^2 - |\Delta|^2\right|} \quad , \quad C_{in} = \frac{\left(S_{11} - S_{22}^*\Delta\right)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \qquad \ldots 1.18$$



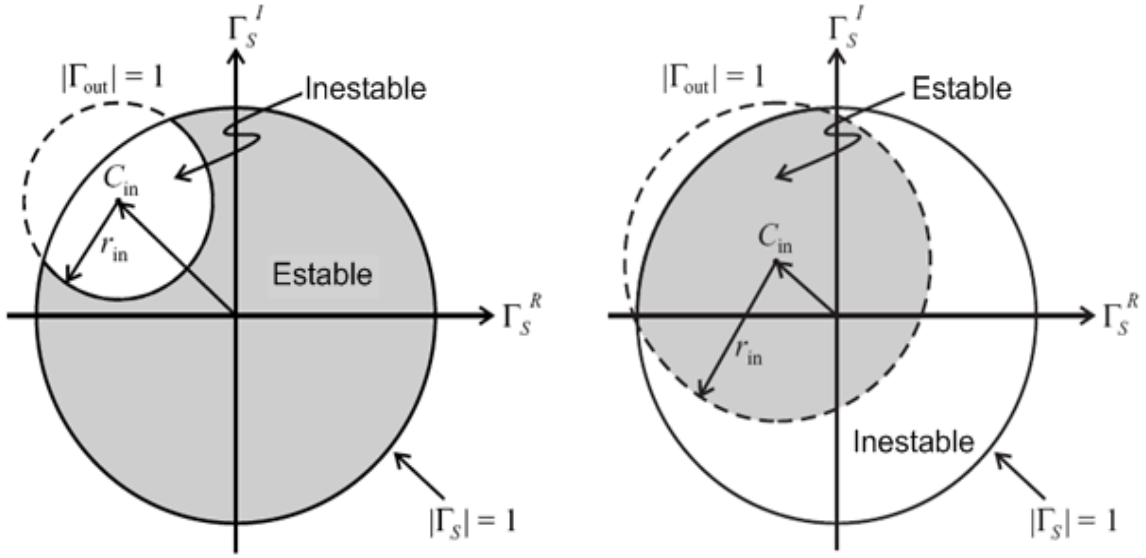

**(a)** $|S_{11}|<1$ **(b)** $|S_{11}|>1$

FIGURA 1.7 CÍRCULOS DE ESTABILIDAD DE SALIDA (PLANO $\Gamma_L$)

Una vez que las circunferencias han sido dibujadas, lo siguiente es determinar qué región es estable (círculo interior o exterior). Lo que se muestra a continuación: Si $\Gamma_L$=0, entonces $|\Gamma_{IN}|=|S_{11}|$, por lo que surgen dos posibilidades dependiendo de si $|S_{11}|$<1 o $|S_{11}|$>1. Para $|S_{11}|$<1, el origen ($\Gamma_L$=0) es parte de la región estable, ver figura 1.7a. Sin embargo, si $|S_{11}|$>1 entonces $|\Gamma_{IN}|$>1 para la condición $\Gamma_L$=0, por lo que el origen es parte de la región inestable, ver figura 1.7b. El mismo razonamiento se emplea para el caso del círculo de estabilidad de entrada, solo que en este caso $\Gamma_S$ está en lugar de $\Gamma_L$ y $S_{22}$ en vez de $S_{11}$.

No obstante, se debe tener cuidado al momento de interpretar los círculos de estabilidad si el radio del circulo es mayor a $|Cin|$ o $|Cout|$. Por ejemplo, tomando el caso del círculo de estabilidad de entrada, si $\Gamma_S$=0 y $|S_{22}|$<1, entonces $|\Gamma_{OUT}|=|S_{22}|$<1, por lo que el origen ($\Gamma_S$=0) es parte de la región estable. Pero si además, $r_{in}>|Cin|$, dicho origen estará contenido dentro del círculo de estabilidad,

por lo que la región estable será la región interna a dicho círculo y no la externa, tal como se muestra en la figura 1.8.




(a) $r_{in} < |Cin|$ (b) $r_{in} > |Cin|$

FIGURA 1.8 REGIONES DE ESTABILIDAD DE ENTRADA PARA $|S_{22}|$<1, DEPENDIENDO DE LA RELACIÓN ENTRE $r_{in}$ y $|Cin|$.

### 1.4.3 GANANCIAS DE POTENCIA

Sea una red de dos puertos conectada a una fuente y a una carga, tal como se muestra en la figura 1.9, se puede notar que aparte de la potencia de entrada a la red ($P_{IN}$) y de la potencia que llega a la carga ($P_{OUT}$), existe una potencia disponible de la fuente ($P_{AVs}$) y una potencia disponible a la salida de la red ($P_{AVo}$). Por lo tanto, es obvio que $P_{AVs} \geq P_{IN}$ y que $P_{AVo} \geq P_{OUT}$.

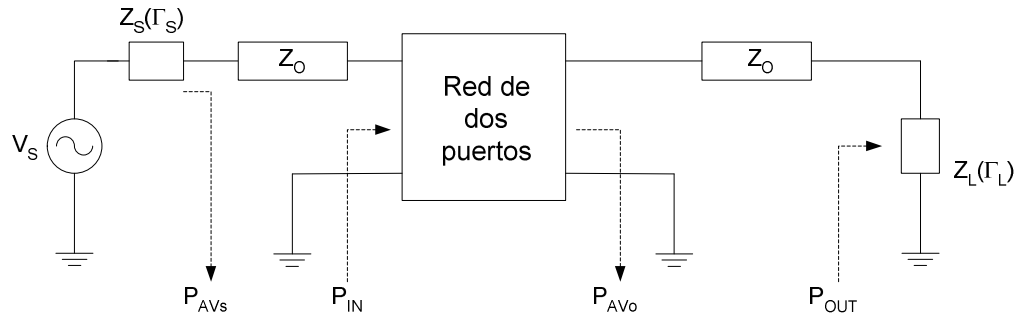



FIGURA 1.9 FLUJOS DE POTENCIA EN UNA RED DE DOS PUERTOS

Con esto se pueden definir tres tipos de ganancia de potencia:

$G_P$ = Ganancia de potencia ordinaria $= \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$

$G_T$ = Ganancia de potencia de transducción $= \frac{P_{OUT}}{P_{AVs}}$

$G_A$ = Ganancia de potencia disponible $= \frac{P_{AVo}}{P_{AVs}}$

La ganancia de potencia ordinaria $G_P$ es simplemente la relación entre la potencia que sale a la carga y la que entra a la red. Sin embargo, la ganancia de potencia de transducción $G_T$ tiene más significado físico porque da la razón entre la potencia realmente entregada a la carga y la potencia que sería entregada a ella en caso de lograr una adaptación de impedancia perfecta, ya que $P_{AVs}$ puede ser siempre obtenida de la fuente si se emplean técnicas de adaptación de impedancia. Si por otro lado, la ganancia inversa se desprecia ($S_{12}\approx 0$), se obtiene la ganancia de transducción unilateral $G_{TU}$, la cual es usada como un método aproximado en el diseño de amplificadores.

Algunas relaciones útiles son:

1. $G_P$ depende de $Z_L$, pero no de $Z_S$. …1.19a

2. $G_A$ depende de $Z_S$, pero no de $Z_L$. …1.19b

3. $G_T$ depende de $Z_S$ y de $Z_L$. …1.19c

4. $G_A \geq G_T$ y $G_P \geq G_T$ …1.19d

5. $G_T = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-\Gamma_L\Gamma_{OUT}|^2|1-S_{11}\Gamma_S|^2}$ …1.19e

6. $G_{TU} = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-\Gamma_L S_{22}|^2|1-S_{11}\Gamma_S|^2}$ …1.19f

### 1.4.4 ADAPTACIÓN CONJUGADA SIMULTÁNEA DE IMPEDANCIA

Se dice que hay una adaptación conjugada de impedancia en una red de dos puertos cuando no existe onda reflejada a la entrada de la red y tampoco en la carga. Por lo tanto, toda la potencia disponible de la fuente $P_{AVs}$ ingresa a la red y toda la potencia disponible a la salida de la red $P_{AVo}$ puede ser aprovechada por la carga, por lo que $G_A=G_T=G_P=G_{máx}$.

Este concepto es muy útil en el caso de amplificadores ya que mediante una adaptación conjugada de impedancias se puede lograr la máxima ganancia disponible del dispositivo ($G_{máx}$). Sin embargo, este concepto sólo puede ser usado si el dispositivo es completamente estable a la frecuencia ó frecuencias en las que se requiere que trabaje, esto es, que las ganancias tiendan a valores estables.

Para lograr una adaptación conjugada simultánea se debe lograr que la red "vea" que el valor de impedancia de la fuente sea el complejo conjugado de su valor de impedancia de entrada y que la impedancia de la carga sea el complejo conjugado del valor de su impedancia de salida. A esto se llama "adaptación de impedancia" y se logra mediante el uso de redes pasivas (capacitores e inductancias) ó activas entre fuente y red, y entre red y carga.

Por tanto, se puede inferir que si sólo uno de los lados de la red está perfectamente adaptada ($\Gamma=0$), la ganancia de un amplificador dependerá únicamente del nivel de adaptación de impedancia del otro lado. Gracias a esto es que se pueden utilizar el concepto de las llamadas "Circunferencias de ganancia constante".

### 1.4.5 CIRCUNFERENCIAS DE GANANCIA CONSTANTE

Son circunferencias dibujadas en los planos $\Gamma_S$ y $\Gamma_L$ que indican todos los puntos en los cuales el amplificador presenta una misma ganancia. Hay dos métodos: El primer método está basado en el uso de la "ganancia de potencia ordinaria" $G_P$. En este método se busca el coeficiente de reflexión $\Gamma_L$, asumiendo que la impedancia de la fuente es el complejo conjugado de la impedancia de entrada del amplificador ($\Gamma_S = \Gamma^*_{in}$). Es por esta razón que este tipo de

circunferencias se grafican en el plano $\Gamma_L$. Asimismo, como cualquier circunferencia, los parámetros que lo definen son la posición del centro del plano ($c_{go}$) y el radio ($r_{go}$). (Ludwig, [4]).

$$c_{go} = \frac{g_o (S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{1 + g_o (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad , \quad r_{g_O} = \frac{\sqrt{1 - 2k g_O |S_{12} S_{21}| + g_O{}^2 |S_{12} S_{21}|^2}}{\left|1 + g_O (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)\right|} \qquad \ldots 1.20$$

donde: $g_O = \frac{G_P}{|S_{21}|^2}$

k : Factor de estabilidad de Rollet

$G_P$ : Ganancia deseada

El segundo método usa la "ganancia disponible" de potencia $G_A$. En este caso se asume una adaptación de impedancia perfecta en la salida del amplificador ($\Gamma_L = \Gamma^*_{out}$), y se busca el coeficiente de reflexión $\Gamma_S$ tal que se logre la ganancia requerida. Por eso es que estos círculos se grafican generalmente en el plano $\Gamma_S$, siendo sus parámetros la posición del centro ($c_{ga}$) y su radio ($r_{ga}$).

$$c_{ga} = \frac{g_a (S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{1 + g_a (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \quad , \quad r_{ga} = \frac{\sqrt{1 - 2k g_a |S_{12} S_{21}| + g_a{}^2 |S_{12} S_{21}|^2}}{\left|1 + g_a (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)\right|} \qquad \ldots 1.21$$

donde: $g_a = \frac{G_A}{|S_{21}|^2}$

k : Factor de estabilidad de Rollet

$G_A$ : Ganancia deseada

### 1.4.6 FIGURA DE MÉRITO UNILATERAL

En gran cantidad de diseños de amplificadores es deseable saber si se puede emplear el diseño unilateral (considerar $S_{12} \approx 0$) ya que esto reduce en gran medida la complejidad del diseño. Para esto se emplea la figura de mérito unilateral (U) la cual es un indicador del nivel de error al asumir lo anteriormente dicho. Es decir, indica cuan parecidos son el valor de la ganancia de transducción $G_T$ (que considera $S_{12}$) y $G_{TU}$ (que considera $S_{12} \approx 0$) (Ludwig, [4]).

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{22}||S_{11}|}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} \quad \ldots 1.22$$

Para justificar el uso del diseño unilateral, la figura de mérito debe ser lo mas pequeña posible. En el límite, $G_T$ es igual a $G_{TU}$, por lo que $S_{12} = 0$ y el error de considerar lo anterior, es nulo.

$$(1+U)^{-2} \leq \frac{G_T}{G_{TU}} \leq (1-U)^{-2} \quad \ldots 1.23$$

## 1.5 FIGURA DE RUIDO

El ruido puede ser definido como cualquier disturbio no-deseado producido, ya sea por el hombre o natural, en cualquier sistema dinámico ó electrónico. Por eso, dependiendo de su origen, hay distintos tipos de ruido tales como el *ruido térmico* debido al movimiento aleatorio de los portadores de carga en un conductor debido a la temperatura, y el *shot noise* debido al movimiento aleatorio de los portadores de carga ante al paso de un determinado nivel de corriente de DC.

### 1.5.1 DEFINICIÓN

La figura de ruido o NF, de una red es una cantidad usada como "figura de mérito" para comparar el ruido en una red con el ruido en una red ideal (que no genera ruido). Por lo tanto, NF es una medida de la degradación de la relación señal a ruido (SNR) entre los puertos entrada y salida de una red (Bowick, [5]).

Entonces:

$$NF = 10 \log F \quad \ldots 1.24$$

donde F, llamado "factor de ruido", es simplemente la figura de ruido pero expresada en forma lineal.

### 1.5.2 RUIDO DE UN GRUPO DE AMPLIFICADORES EN CASCADA

En caso el sistema esté conformado por varias etapas en cascada (lo cual es muy usual en el caso de amplificadores), la figura de ruido total será la expresada en la ecuación 1.24: (Bowick, [5]).

$$F_{TOTAL} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + ... + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 ... G_n} \quad \text{...1.25}$$

Por tanto, si la ganancia de la primera etapa es grande, la contribución de ruido de las siguientes etapas será despreciable. Es por eso, que la figura de ruido de la primera etapa es la que determina la figura de ruido de todo el sistema.

### 1.5.3 CIRCUNFERENCIAS DE FIGURA DE RUIDO CONSTANTE

Al igual que para el caso de la ganancia, es posible representar en el plano $\Gamma_S$ circunferencias que indiquen puntos en los que el sistema posee una figura de ruido constante. Sin embargo, estas solo pueden ser dibujadas si el fabricante provee una serie de parámetros de ruido para la frecuencia de interés. Estos parámetros son:

- El factor de ruido mínimo $F_{min}$, que depende de las condiciones de polarización y frecuencia de operación. Si no se genera ruido, $F_{min} = 1$.
- La resistencia de ruido equivalente $R_n = 1/G_n$ del dispositivo, que indica que tan rápido se incrementa el ruido conforme $\Gamma_S$ se aleja de $\Gamma_{opt}$.
- El coeficiente de reflexión óptimo $\Gamma_{opt}$, indica el coeficiente de reflexión de entrada más adecuado para que el dispositivo muestre la menor figura de ruido posible.

Por lo tanto, la relación entre dichos parámetros es:

$$F = F_{\min} + 4\frac{R_n}{Z_O}\frac{\left|\Gamma_S - \Gamma_{opt}\right|^2}{\left|1 + \Gamma_{opt}\right|^2\left(1 - \left|\Gamma_{opt}\right|^2\right)} \quad \text{...1.26}$$

No obstante, obtener dichas circunferencias es muy difícil ya que el fabricante generalmente no provee dichos valores para las condiciones de polarización y frecuencia deseados. Sin embargo, se puede decir que los centros de todas las circunferencias se encuentran localizados a lo largo de una línea que une el centro del plano $\Gamma_S$ con $\Gamma_{opt}$. A mayor figura de ruido, mas cerca del centro del plano $\Gamma_S$ estará el centro de la circunferencia de ruido y mayor será su radio.

## 1.6 USO DE LA CARTA DE SMITH EN EL DISEÑO DE CIRCUITOS DE RF Y MICROONDAS

La carta de Smith es tal vez la más importante de las herramientas en el diseño y análisis de circuitos de RF y líneas de transmisión, no solo por la cantidad de información que provee sino, también por la gran facilidad con la que puede ser usada. Entre sus ventajas están:

- Representación de las zonas estables e inestables de un amplificador y de las circunferencias de ganancia constante ya que la carta de Smith puede ser usada como cualquiera de los planos $\Gamma_S$ y $\Gamma_L$ (el valor de la impedancia del sistema se localiza en el centro de la carta con un valor igual a la unidad).
- Facilidad en el manejo de impedancias complejas tales como inductancias y capacitancias en serie, paralelo o en combinaciones de ellas.
- Determinación de los coeficientes de reflexión (módulo y ángulo) por simple inspección.

Por estas y muchas otras razones, la carta de Smith será usada en el diseño del presente trabajo.

# CAPÍTULO DOS: DESCRIPCIÓN DEL RADAR DE JICAMARCA

## 2.1 INTRODUCCIÓN

El Radio Observatorio de Jicamarca (ROJ) es la principal estación ecuatorial de la cadena de radio observatorios de dispersión incoherente del hemisferio oeste y la más importante en el mundo para estudiar la ionósfera ecuatorial. Se ubica en las coordenadas 11.95° latitud Sur y 76.87° longitud Oeste y su ángulo de inclinación magnética es alrededor de 1º, variando ligeramente con la altitud y el año. Gracias a estas características, el radar puede determinar con gran precisión la dirección del campo magnético terrestre.

La frecuencia nominal de trabajo ($f_O$) del radar es de 50MHz, la cual se eligió debido a dos razones: La primera, es que $f_O$ debía estar en el rango de 40MHz a 400MHz donde se puede hacer uso de la información transportada por el espectro de iones presentes en la ionósfera y utilizar técnicas convencionales de radio frecuencia. La segunda razón es por costo, ya que el costo de un arreglo

de dipolos es proporcional a $f^2$, por lo que una elección obvia sería escoger alguna frecuencia cercana al límite inferior del rango mencionado anteriormente. Además, con 50MHz se está por debajo de la banda de televisión (evitando problemas de interferencia) y lo suficientemente arriba de la frecuencia crítica ionosférica (por lo que se evitan efectos refractivos). (Bowles, [8])

## 2.2 BLOQUES CONSTITUYENTES DEL RADAR

El radar de Jicamarca, a diferencia de los radares bi-estáticos que utilizan antenas diferentes para transmitir y recibir, es mono-estático, es decir, que utiliza una misma antena para transmitir y recibir y consta de las siguientes partes (figura 2.1): La antena, que es usada tanto para transmisión como para recepción mediante el uso de un sistema de conmutación (TR); el sistema de transmisión conformado por tres transmisores (capacidad de hasta 4 transmisores), cada uno con una potencia pico de 1.5MW (20000V, 75A) y un ciclo de trabajo máximo de 5.5%; el Sistema de recepción conformado básicamente por cuatro receptores, el Sistema de adquisición, que es el área de almacenamiento y procesamiento de la información y finalmente, el Controlador de radar el cual controla las secuencias de transmisión, recepción y adquisición para cada experimento que se realiza, con la ayuda de un oscilador local que genera las señales de 50MHz, la cual es amplificada y transmitida por el sistema de transmisión, y de 80 y 30MHz, que son usadas por los receptores para llevar la señal recibida a banda base.

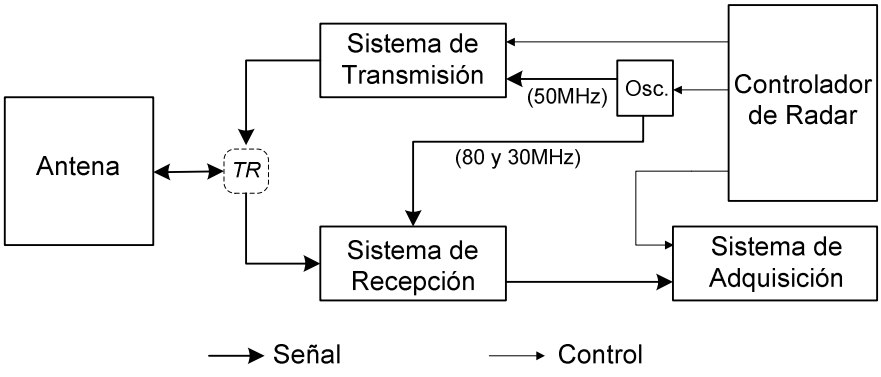



FIGURA 2.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RADAR DEL ROJ

## 2.3 BREVE DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN

Con la finalidad de ubicar el presente trabajo dentro del esquema de funcionamiento del radar, se describe de forma breve los principales bloques de la etapa de recepción, ya que en ésta es en donde se hará uso del dispositivo.

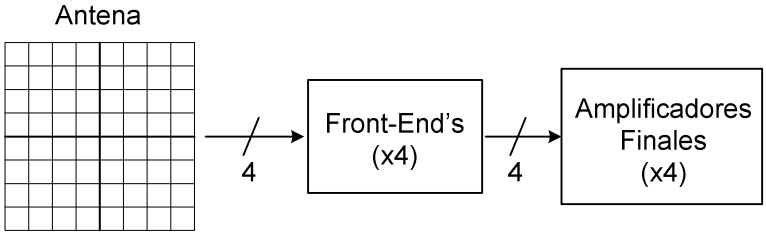



FIGURA 2.2. DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA ETAPA DE RECEPCIÓN

En la etapa de recepción hay tres bloques (figura 2.2): El primero, conformado por la antena; el segundo, por cuatro pre-amplificadores o Front-Ends y el tercero, por cuatro amplificadores finales conocidos como receptores.

### 2.3.1 LA ANTENA

La antena consiste de dos arreglos cuadrados superpuestos de dipolos horizontales de media longitud de onda dispuestos ortogonalmente y aislados uno del otro en 40dB, colocados a una altura de 0.3 longitudes de onda sobre el suelo, donde este último está cubierto con una pantalla reflectora consistente en una malla metálica actuando como un plano tierra (figura C.1, anexo C).

Cada uno de los arreglos (figura 2.3) está dividido en cuatro cuartos, cada uno de los cuales es alimentado independientemente a través de unas líneas de transmisión de aluminio (el conductor interno es de 2.50" y el externo es de 6", ambos separados únicamente por aire), con una impedancia característica de 50.6 ohmios. Cada cuarto a su vez está dividido en 16 módulos cuadrados idénticos. Dentro de cada módulo los dipolos están distribuidos en doce filas paralelas de doce dipolos cada una (144 dipolos en cada módulo), llegando la alimentación al centro de cada fila desde el centro del módulo (ver detalle en la figura C.2 del anexo C). Por lo tanto, el número total de dipolos es de 18,432

(9216 dipolos del arreglo superior y 9216 dipolos del arreglo inferior), cubriendo un área aproximada de 85,000 $m^2$.

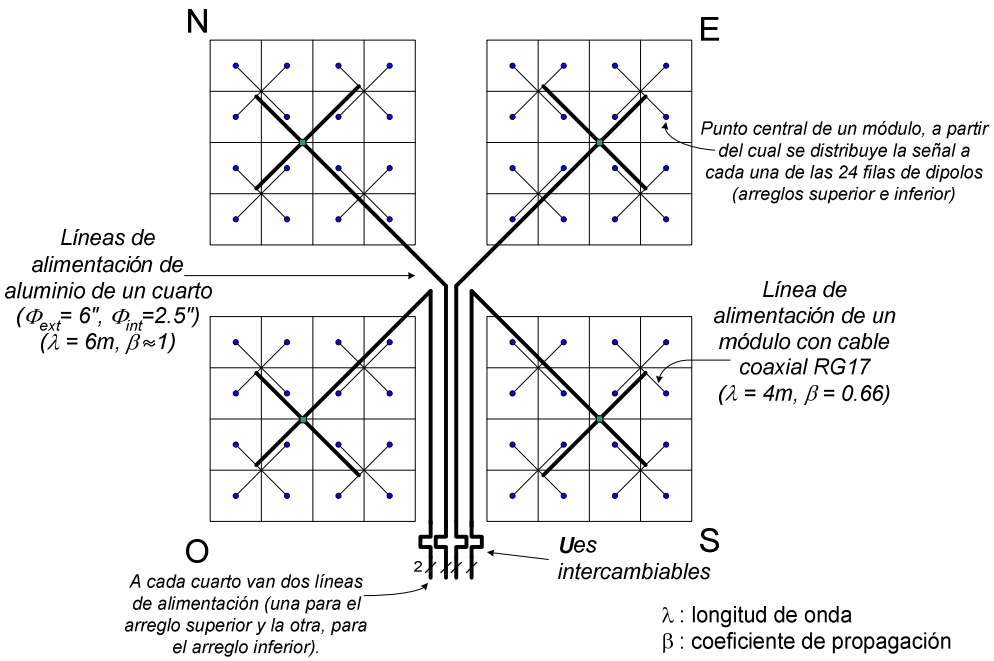



FIGURA 2.3. DIAGRAMA DE LA ANTENA DE JICAMARCA MOSTRANDO LOS 64 MÓDULOS Y LA DISTRIBUCIÓN DE LA ALIMENTACIÓN.

Para cambiar la orientación del lóbulo principal de radiación se juega con el cambio de fase eléctrica de cada módulo y de cada cuarto, cambiando las longitudes de las líneas de alimentación de cada uno de ellos. Así, para el caso de las líneas de alimentación de cada cuarto, se usan unas líneas de transmisión intercambiables de aluminio en forma de "U".

Las principales características de la antena son:

- Ancho de banda (usado para recepción) : 2MHz
- Ganancia: 42.6dB
- Eficiencia : 0.63
- Impedancia (Z): 50Ω
- Ancho del lóbulo principal de radiación: $1.06^o$.
- Atenuación entre cuartos adyacentes: mayor a 70dB

Además, debido a que la antena se usa tanto para transmisión y recepción, el sistema de conmutación, encargado de evitar que la señal de 1.5MW del transmisor ingrese a los receptores, está basado en pares de electrodos con una pequeña separación entre ellos llamados “Spark-Gaps”, los cuales trabajan bajo el principio de ionización del aire ante la presencia de voltajes muy elevados. Estos dispositivos se usan dentro de unas líneas de transmisión llamadas “TR” (un TR por cada cuarto) y cada uno de ellos consiste de una línea de transmisión de λ/2 con una impedancia característica de 163 ohmios con dos Spark-Gap’s de tungsteno en su punto medio (Ochs, [7]). De esta manera, cuando la señal es enviada por el transmisor hacia la antena, encuentra los Spark-Gaps donde el arco eléctrico producido genera un corto circuito durante el tiempo que dura el pulso de transmisión, protegiendo al receptor. En recepción, la señal de la antena ingresa a los TR´s y pasa al sistema de recepción debido a que no se forma ningún arco eléctrico por la baja potencia de la señal recibida (figura 2.4).

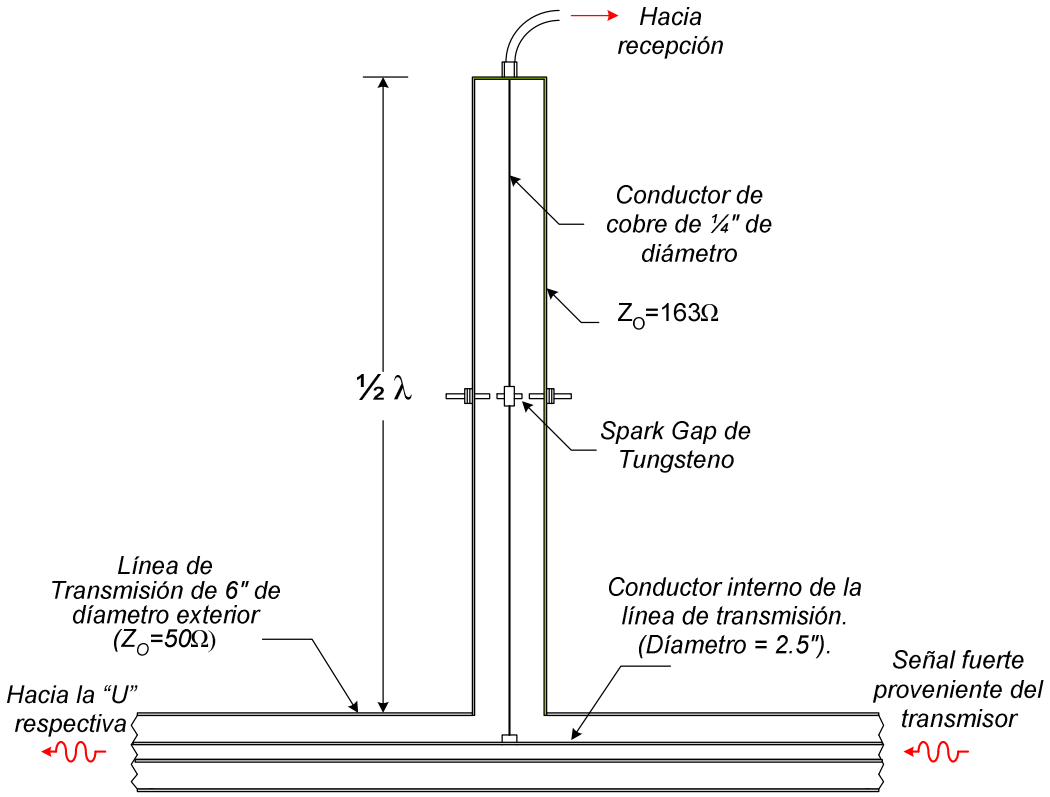



FIGURA 2.4. VISTA INTERNA DE LA ESTRUCTURA DE UN TR

### 2.3.2 PRE-AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO (FRONT-ENDs)

El segundo bloque de la etapa de recepción está conformado por cuatro pre-amplificadores o también conocidos como “Front-Ends“, cuya función principal es la de amplificar en una primera instancia la señal proveniente de la antena, tratando en la medida de lo posible de insertar el menor nivel de ruido posible. Cada uno de éstos pre-amplificadores está conformado por tres etapas idénticas de amplificación en cascada, basadas en el uso de nuvistores (tubos de bajo ruido), con una ganancia total de 24dB y una figura de ruido de 3.4dB, por lo que la figura de ruido de cada nuvistor es de 2.6dB a 50MHz (ecuación 1.24). Las características del pre-amplificador usado actualmente son las siguientes:

- Ganancia de: 24dB
- Figura de ruido: 3.5 – 4.0dB
- Ancho de banda: 1MHz

Asimismo, dependiendo del experimento a realizar y de los niveles de ganancia y figura de ruido que se quieran manejar, se suele usar otro pre-amplificador de una sola etapa, basado en un transistor MOSFET, debido a la facilidad de este de ser colocado en cascada y a su baja figura de ruido. Las características de dicho pre-amplificador se detallan a continuación:

- Ganancia: 15dB
- Figura de ruido: 1.3dB
- Ancho de banda (BW): 5MHz

### 2.3.3 AMPLIFICADORES FINALES

La tercera etapa del sistema de recepción consta de cuatro amplificadores finales (conocidos en el ROJ como receptores). Poseen dos salidas en cuadratura y trabajan con osciladores comunes de 80 y 30 MHz (súper heterodino), que se encargan de trasladar la señal a banda base.

Cada amplificador final consta de las siguientes etapas (figura 2.5):

- Amplificación preliminar (40dB).
- Mezclado con 80MHz (para obtener una componente de 30MHz y otra de 130MHz) y atenuación (cuando el nivel de señal es muy elevado).
- Amplificación (66dB) y filtrado (eliminación de la componente de 130MHz).
- Mezclado con 30MHz (para obtener la señal en banda base y una componente de 60MHz) y filtrado usando filtros de Bessel, para la eliminación de la componente de 60MHz.

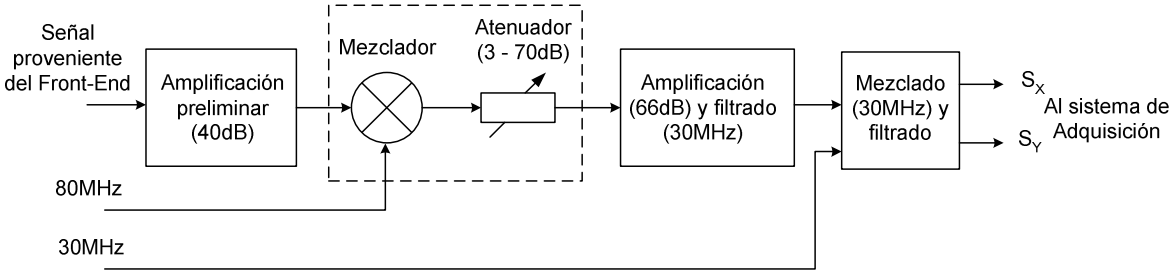



FIGURA 2.5. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN AMPLIFICADOR FINAL USADO EN EL RADAR DE JICAMARCA

## 2.4 UBICACIÓN DEL PROYECTO Y DESCRIPCIÓN

El primero de los dos tipos de Front-End mencionados anteriormente (sección 2.3.2) presenta ciertos problemas, los cuales son: La elevada figura de ruido (que debería ser menor a 3dB para un buen tratamiento de la señal en la parte de procesamiento) y un ancho de banda muy angosto, que ocasiona la pérdida de información si el pre-amplificador no está perfectamente sintonizado con la antena y los amplificadores finales.

Asimismo, el segundo tipo de pre-amplificador (en base a un MOSFET) tiene también dos problemas, los cuales son: Una ganancia de tan solo 15dB, por lo que se tiene que usar dos de éstos pre-amplificadores en cascada por cada canal (8 módulos en total), y poca resistencia a picos de voltaje elevado, los cuales logran alcanzar eventualmente al pre-amplificador a pesar del uso de los TR´s y los limitadores como medios de protección. Esto conlleva a un tercer

problema el cual es el del costo, ya que debido al uso y pérdida frecuentes de éstos, es necesario comprar varias unidades de dicho pre-amplificador, lo que ocasiona gastar varios cientos o miles de dólares anualmente ($50.00 aproximadamente por cada pre-amplificador).

Por lo tanto, el radio observatorio se ve en la necesidad de implementar un pre-amplificador que posea las siguientes características:

- Ganancia: >24dB (de preferencia 30dB)
- Figura de ruido: <3dB
- Frecuencia central: 50MHz
- Ancho de banda: 3MHz
- Resistencia a picos de voltaje elevado (100V aproximadamente)
- Estar adaptado a impedancias de 50Ω en entrada y salida, correspondientes a la impedancia de la antena (fuente) y a la carga (impedancia de entrada de los receptores), tal como se puede apreciar en la figura 2.6.

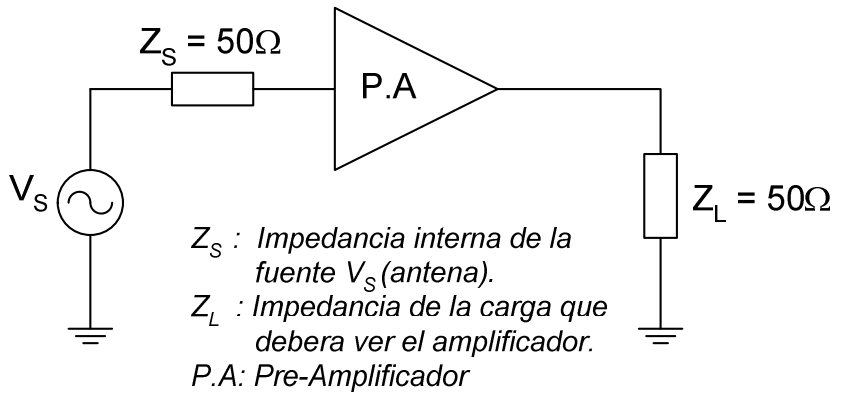



FIGURA 2.6. CONEXIÓN BÁSICA EN LA QUE SE USARÁ EL PRE-AMPLIFICADOR.

# CAPÍTULO TRES: DISEÑO DEL PRE-AMPLIFICADOR

## 3.1 INTRODUCCIÓN

El proceso de diseño de un amplificador de bajo ruido (LNA) de una sola etapa comprende varios pasos que van desde la elección misma de los dispositivos activos y la medición de sus parámetros “S” hasta la aplicación de una serie de conceptos y fórmulas. Sin embargo, el proceso de diseño de un LNA de dos o más etapas es algo más complicado ya que no es posible aplicar tan fácilmente las expresiones matemáticas, especialmente si hay una realimentación interna importante entre la entrada y salida en cada uno de los dispositivos ($S_{12}$). Por lo que muchas veces el proceso de diseño pasa de ser un proceso meramente matemático a un proceso lógico. No obstante, si la medición de los parámetros “S” es adecuada, los resultados del diseño serán los correctos.

## 3.2 ELECCIÓN DE LOS DISPOSTIVOS ACTIVOS Y NÚMERO DE ETAPAS

La elección de los dispositivos activos más adecuados para la aplicación es el primero y tal vez el más importante de los pasos en el diseño de un LNA y dependerá esencialmente del nivel de ganancia requerido y del máximo nivel de ruido admisible (3dB). Además, el número de etapas dependerá del nivel de ganancia máximo que pueda aportar cada una de los dispositivos activos elegidos, aunque lo que se busca siempre es tener el mínimo número de etapas posible no sólo por cuestiones de espacio, sino también, porque con cada etapa el nivel de ruido se incrementa, aunque claro está, en menor grado.

### 3.2.1 PRIMERA ETAPA AMPLIFICADORA

La etapa de entrada debe tener las siguientes funciones: soportar los eventuales picos de sobrevoltaje que puedan ocurrir y presentar una impedancia de entrada tal que se logre la máxima transferencia de potencia y la mínima figura de ruido posibles. Es por eso, que en esta etapa lo más conveniente es usar el mismo nuvistor empleado en los Front-End actuales, por las siguientes razones:

- Su resistencia a los picos de voltaje (100V pico, dato provisto por el fabricante) está comprobada ya que a lo largo de más de cuarenta años de funcionamiento del radar nunca se ha tenido que cambiar algún nuvistor por motivo de sobre-voltajes.
- Posee una baja figura de ruido de 2.6dB (ver sección 2.3.3).
- Se encuentra disponible en el mercado y en stock en el radio observatorio.

### 3.2.2 SEGUNDA ETAPA AMPLIFICADORA

La función principal de la segunda etapa es de amplificación, por lo que el dispositivo activo usado debe poseer una alta ganancia además de una baja figura de ruido para no pasar la barrera de los 3dB. Los candidatos son: el BFR96, el MGF1302, el NE425S01 y el 3N201, todos los cuales tienen muy buen desempeño a bajos valores de corriente y voltaje (por debajo de 5Vdc y 20mA) por lo que la elección debe hacerse comparando las características principales entre

uno y otro. Para esto, la tabla 3.1 muestra características tales como la figura de ruido máxima ($NF_{max}$), ganancia máxima ($G_{max}$), máxima potencia de salida lineal ($P_{OUT,1dB}$), corriente máxima ($I_{C,Dmax}$) y la máxima potencia de disipación ($P_{Dmáx}$).

TABLA 3.1. CARACTERÍSTICAS DE LOS POSIBLES TRANSISTORES A SER USADOS EN LA SEGUNDA ETAPA DEL PRE-AMPLIFICADOR

| Transistor | Tipo | NF (dB) | $G_{máx}$ (dB) | $P_{out,1dB}$ (dBm) | $I_{C,D}$ max | $P_D$ max (mW) | $V_{GS\ max}$ (V) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| BFR96 | NPN | 1.8 | 22 | 13 | 100 | 500 | |
| MGF1302 | GaAsFET | 0.5 | 26 | 12 | 100 | 360 | -3.5 |
| NE425S01 | HJ-FET | 0.31 | 31 | 12 | 60 | 165 | -2 |
| 3N201 | Dual-Gate MOSFET | 1.3 | 22 | 0 | 50 | 360 | -5 |

Como se puede ver en la tabla 3.1 (en la que se asume una ganancia de 22dB para la segunda etapa), para la frecuencia de 50MHz la ganancia que puedan dar los transistores está entre 22dB y 31dB por lo que el valor de ganancia mínimo que puede tener el nuvistor es de 8dB en caso se escojan el BFR96 ó el 3N201. En cuanto al nivel de $P_{OUT,1dB}$ capaz de ser soportado por los dispositivos no hay mayor problema ya que en cada transistor su límite es superior a la potencia máxima de salida del amplificador requerido (-10dBm aproximadamente).

De los cuatro transistores presentados, el 3N201 y el BFR96 poseen una ganancia máxima de 22dB la cual sólo puede ser obtenida en caso de una adaptación perfecta de impedancias en entrada y salida lo cual es algo muy difícil y riesgoso de obtener ya que en caso de ser potencialmente inestables, sería imposible alcanzar la ganancia deseada, además de que podría oscilar el dispositivo. En cambio, si se tiene un margen de ganancia para jugar, se puede lograr una buena estabilidad del amplificador así como una buena ganancia. Es por eso, que las alternativas son el MGF1302 y el NE425S01. Para determinar cual de los dos transistores usar, se deben comparar cada una de sus características. De la tabla 3.1 se puede ver que el NE425S01 posee una menor figura de ruido lo cual es un punto a favor, pero sus potencias de disipación y corriente de manejo máximas son menores a las del MGF1302. En este punto es importante darle mayor margen de seguridad al elemento amplificador, por lo que

para la segunda etapa es preferible usar el GaAsFET MGF1302. Además, gracias a su alta ganancia, ya no es necesaria una posterior etapa de amplificación.

## 3.3 POLARIZACIÓN Y CONFIGURACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS ACTIVOS

Un punto importante en el diseño de un LNA es que debe disipar la menor cantidad de potencia posible para que de esa forma se genere la menor cantidad de ruido por efecto térmico (ruido Jhonson) y por el movimiento aleatorio de los portadores de carga (*Shot noise*). Por eso, los niveles de corriente DC del nuvistor y del FET deben ser lo más pequeño posible, claro está, manteniendo los niveles de ganancia adecuados.

### 3.3.1 POLARIZACIÓN DEL NUVISTOR

Según las características dadas por el fabricante, el punto de reposo se seleccionó en $V_{PK}$=25V, $I_P$=5mA, para que así los componentes disipen la menor potencia posible. Para tal efecto, se usa una resistencia $R_P$=100Ω entre fuente y placa (P) y el cátodo (K) va conectado a tierra, mientras que en la grilla (G) va una resistencia de 100Ω (figura 3.1a). Así, se podrá usar el nuvistor en grilla común en señal, lo cual tiene los siguientes puntos a favor:

- Al ser el voltaje de la grilla 0V, ésta actúa como una barrera electrostática a tierra que previene el acoplamiento entre los circuitos de entrada y salida, y reduce el nivel de ruido que contamina a la señal (Millman, [9]).
- La impedancia de entrada no es elevada, lo que permite que sea más fácil de implementar la red de adaptación entre las impedancias de la fuente (50Ω) y del nuvistor.
- Al no haber resistencia en el cátodo, en éste se puede colocar una inductancia (L) que actúe como un corto circuito en DC y como un elemento de adaptación de impedancia en AC (ver figura 3.1a).

### 3.3.2 POLARIZACIÓN DEL GaAsFET

La configuración en DC más adecuada para el FET es la de auto-polarización, ya que así se tiene la posibilidad de usar una sola fuente. El punto de reposo recomendado por el fabricante para mantener una buena ganancia y lograr

un bajo nivel de ruido es de $V_{DS}$=3V y $I_D$=10mA, por lo que los valores de resistencia mas adecuados son de $R_D$=130Ω y $R_S$=60Ω (figura 3.1b). En cuanto a la configuración en señal, dado que la impedancia de salida del nuvistor el alta, es necesario que la impedancia de entrada del FET sea también alta, para que de esa forma el diseño de la red de adaptación intermedia sea lo más sencillo posible. Por lo tanto, la configuración más adecuada es la de *source* común, la cual posee una alta impedancia de entrada, una alta ganancia y una impedancia de salida ni muy alta pero tampoco muy baja (Hejhall, [11]).

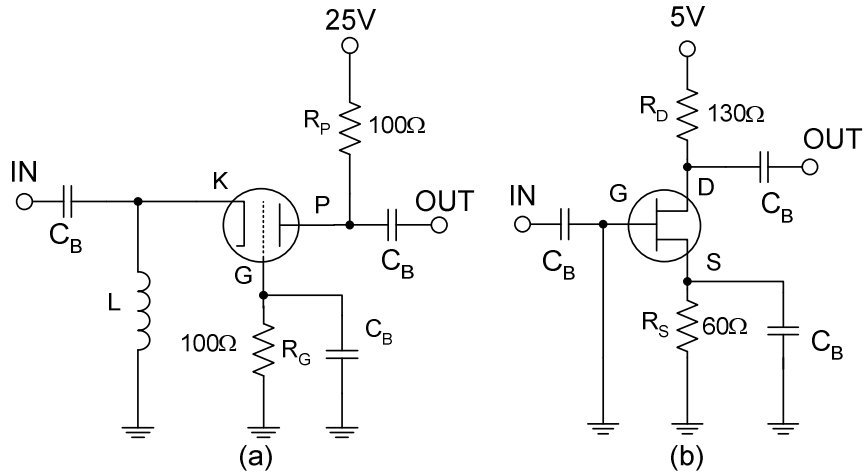



FIGURA 3.1. CIRCUITOS DE POLARIZACIÓN (a) NUVISTOR, (b) GaAsFET

## 3.4 MEDICIÓN DE PARÁMETROS "S" DE LOS DISPOSITIVOS ELEGIDOS

Una vez que se tienen determinados los circuitos de polarización, el siguiente paso es determinar las características de cada uno de los dispositivos mediante la medición de sus parámetros "S" a las condiciones de polarización y frecuencia de trabajo establecidas.

### 3.4.1 CONEXIONES REALIZADAS

Los circuitos de medición de los parámetros "S", del nuvistor y del GaAsFET, cuentan con capacitores de acoplo y desacoplo para impedir que el nivel DC interfiera con las mediciones de señal, y con bobinas de choque (RFC) para aislar los componentes de polarización (resistencias) de las mediciones y a la vez mantener el punto de reposo seleccionado.

Los equipos a usar son:

- Generador de señales AGILENT, modelo E4400B (250KHz – 1GHz).
- Acoplador direccional NARDA 3000-10 con acoplamiento de -20dB a 50MHz.
- Voltímetro Vectorial Hewlett-Packard 8508A que permite seleccionar el nivel de referencia, por lo que ya no es necesario hacer una medida de calibración. Una vez establecido el cortocircuito (en el caso de $S_{11}$ y $S_{22}$) se le indica al VVM que ése punto ($1\angle 180^{O}$) deberá ser usado como base para la medición, teniéndose que repetir el proceso en caso se haga una medición para otra frecuencia. En el caso de $S_{21}$ y $S_{12}$, el punto de referencia debe ser $1\angle 0^{O}$, ya que al estar interconectados los dos acopladores, la señal debe pasar sin sufrir modificación alguna en su magnitud y fase.

Las figuras 3.2, 3.3, 3.4 y 3.5 muestran las conexiones realizadas para la medición de los parámetros $S_{11}$, $S_{21}$, $S_{22}$ y $S_{12}$ del GaAsFET MGF1302, asimismo, los equipos usados pueden verse en el anexo H.

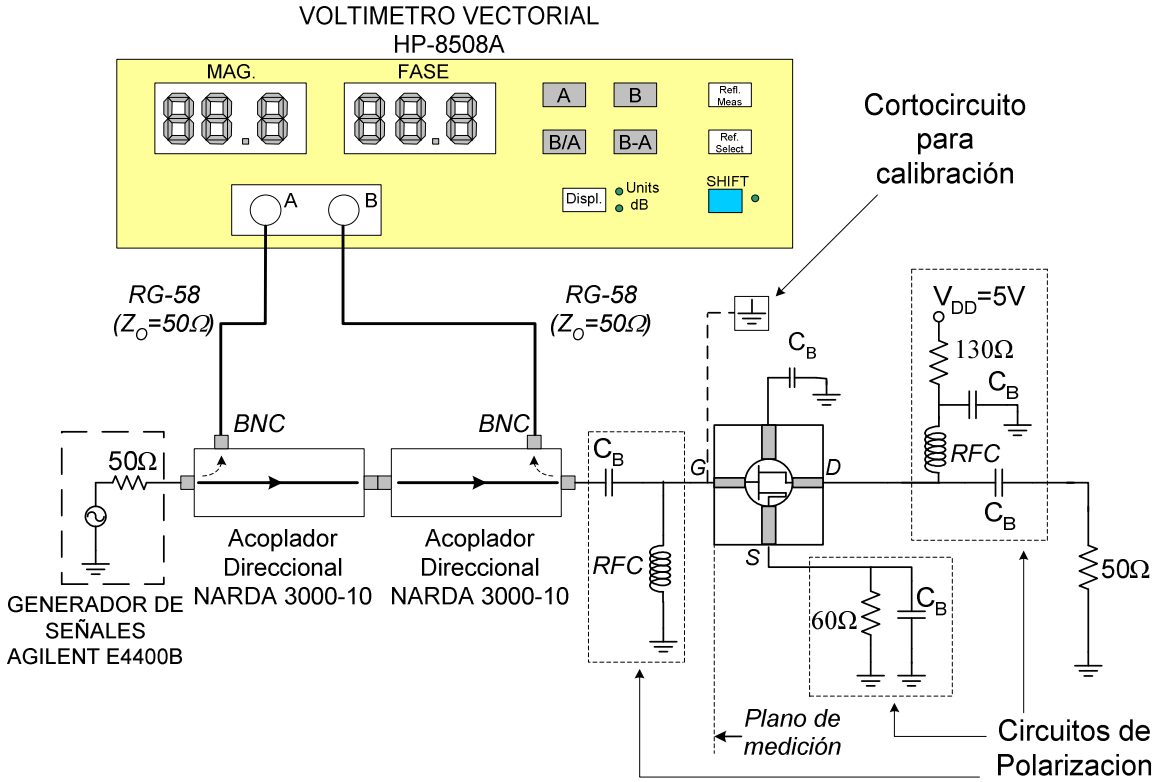



FIGURA 3.2 MEDICIÓN DE $S_{11}$ DEL GaAsFET MGF1302

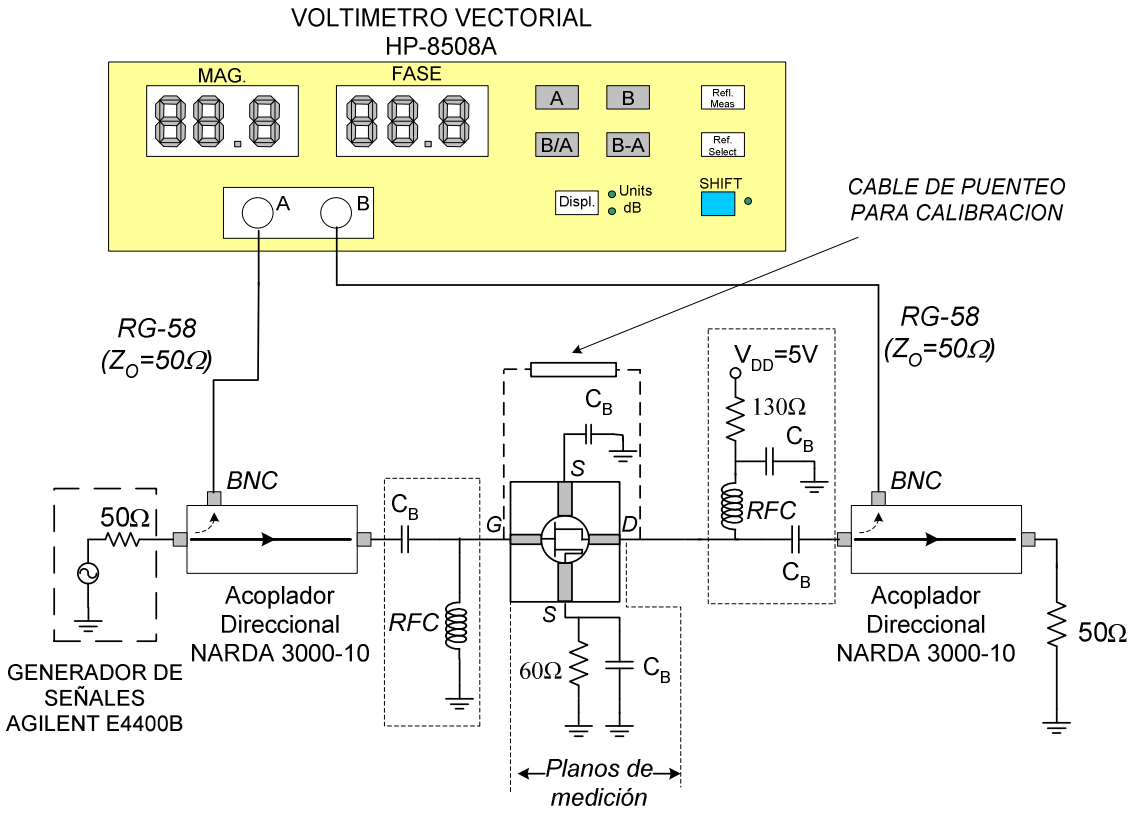



FIGURA 3.3 MEDICIÓN DE $S_{21}$ DEL GaAsFET MGF1302

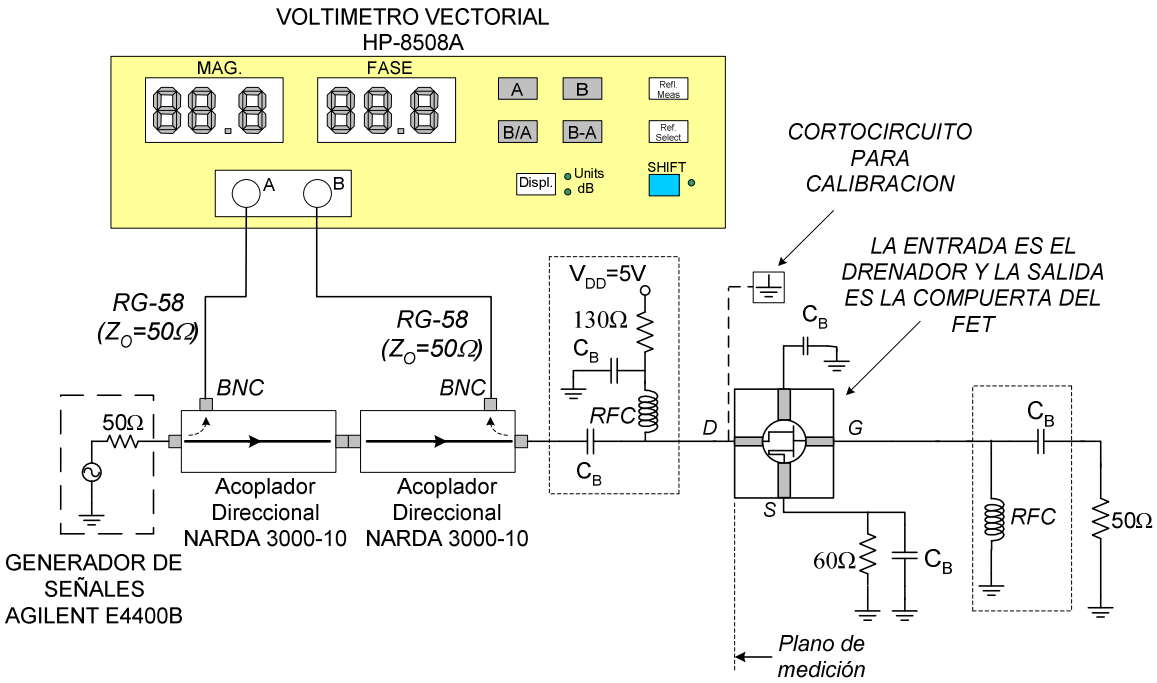



FIGURA 3.4 MEDICIÓN DE $S_{22}$ DEL GaAsFET MGF1302

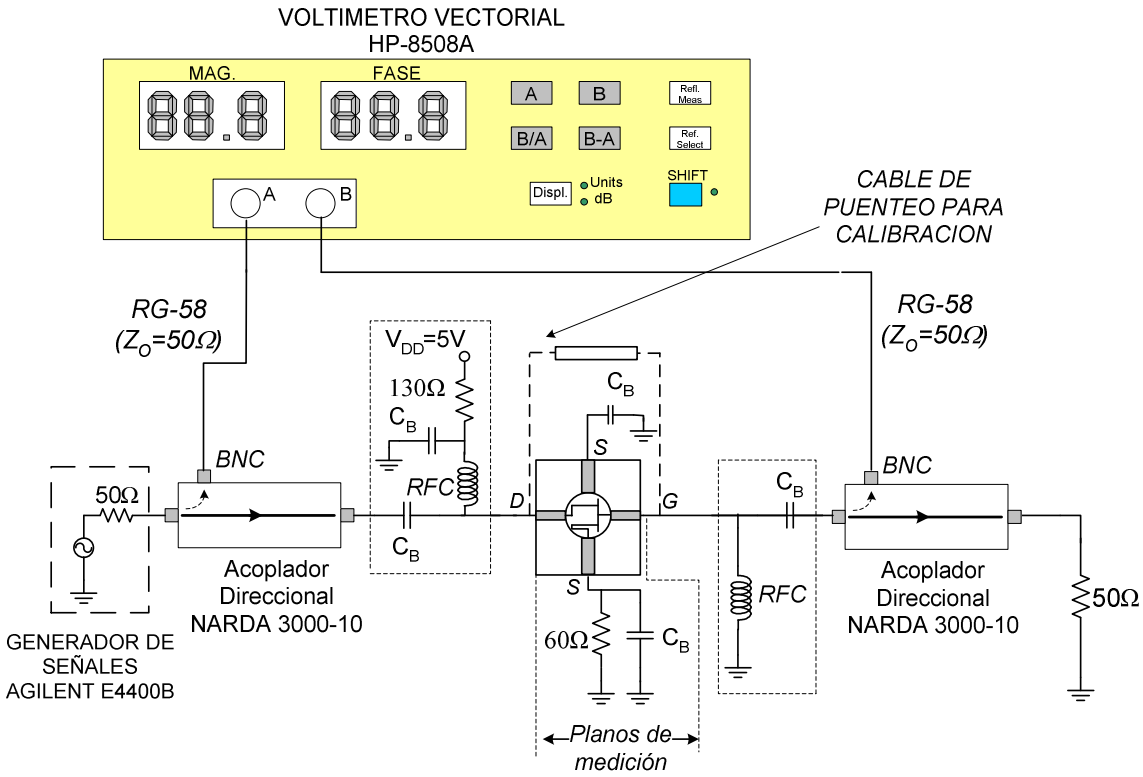



FIGURA 3.5 MEDICIÓN DE $S_{12}$ DEL GaAsFET MGF1302

Para la medición de los parámetros “S” del nuvistor, las interconexiones son exactamente las mismas que para el FET MGF1302 pero ahora el triodo debe ir con su propio circuito de polarización (figura 3.6) de manera tal que se logre el punto de reposo deseado ($V_{PK}$=25V, $I_P$=5mA).

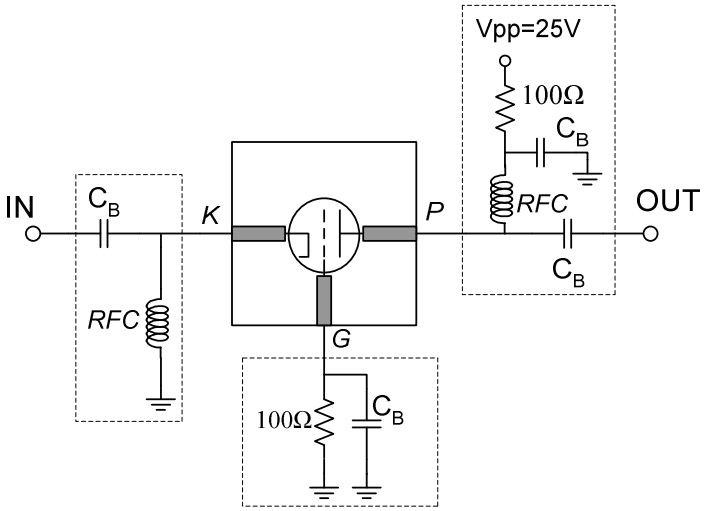



FIGURA 3.6. CIRCUITO DE POLARIZACIÓN DEL NUVISTOR 7895 PARA LA MEDICIÓN DE SUS PARÁMETROS “S”

### 3.4.2 PARÁMETROS "S" OBTENIDOS PARA 50MHz

Los parámetros "S" obtenidos son los mostrados en la tabla 3.2

TABLA 3.2. PARÁMETROS "S" DEL NUVISTOR 7895 Y DEL GaAsFET MGF1302 PARA 50MHz

| Parámetro | Dispositivo Activo | |
|---|---|---|
| | Nuvistor 7895 | MGF1302 |
| $S_{11}$ | $0.34\angle -6.5^{o}$ | $0.97\angle -5.3^{o}$ |
| $S_{21}$ | $0.92\angle -3.4^{o}$ | $5.88\angle -135^{o}$ |
| $S_{12}$ | $0.02\angle 19^{o}$ | $0.013\angle 13^{o}$ |
| $S_{22}$ | $0.97\angle -6.8^{o}$ | $0.57\angle -3^{o}$ |

## 3.5 CONSIDERACIONES DERIVADAS DE LA MEDICIÓN DE PARÁMETROS "S"

Antes de empezar con el diseño en sí es bueno tener en cuenta algunas consideraciones obtenidas de los parámetros "S", para lo cual se emplearán las expresiones detalladas en el capítulo uno.

### 3.5.1 ESTABILIDAD

Tal como se mencionó en la sección 1.4.2, el factor de Rollet (k) se utiliza como una forma de medida de la estabilidad de los dispositivos activos, los que en este caso son el nuvistor y el GaAsFET.

#### 3.5.1.1 ESTABILIDAD DEL NUVISTOR 7895

$$K_{Nuv} = \frac{1-\left|S_{11Nuv}\right|^2-\left|S_{22Nuv}\right|^2+\left|\Delta_{Nuv}\right|^2}{2\left|S_{12Nuv}\right|\left|S_{21Nuv}\right|} = 1.14 \text{ >1 } \rightarrow \text{ estable} \qquad ...3.1$$

Esto quiere decir que sea cuales sean los elementos conectados a la entrada y salida del nuvistor, éste no oscilará.

#### 3.5.1.2 ESTABILIDAD DEL GaAsFet MGF1302

$$K_{FET} = \frac{1-\left|S_{11FET}\right|^2-\left|S_{22FET}\right|^2+\left|\Delta_{FET}\right|^2}{2\left|S_{12FET}\right|\left|S_{21FET}\right|} = 0.5214 < 1 \qquad ...3.2$$

Esto significa que el transistor puede oscilar ante determinadas combinaciones de carga en su entrada y/o salida. Por lo tanto, para determinar el área estable lo primero que se debe hallar es la dimensión y ubicación de los círculos de

estabilidad y luego, el área estable (área interior o exterior al círculo a determinar). La dimensión y ubicación se calculan en base a las ecuaciones 1.18. Luego, la determinación del área estable es simple, ya que dado que los parámetros "S" fueron medidos con una fuente y una carga de 50Ω y que el transistor permaneció estable durante dichas mediciones, el centro de la carta de Smith -normalizada a 50Ω- es parte de la región estable (planos $\Gamma_S$ y $\Gamma_L$).

- Círculo de estabilidad de entrada

$$r_{in} = \frac{|S_{12}.S_{21}|}{\left||S_{11}|^2 - |\Delta|^2\right|} = 0.1284 \quad , \quad C_{in} = \frac{(S_{11} - S_{22}{}^{*}\Delta)^{*}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = 1.059 + j0.165 \qquad \ldots 3.3$$

De acuerdo a los valores de $r_{in}$ y $C_{in}$ obtenidos, el centro del circulo de estabilidad de entrada estará localizado afuera del plano $\Gamma_S$, ya que dicho plano es un circulo unitario (sección 1.4.2 y figura 1.6), tal como se ve en la figura 3.7.

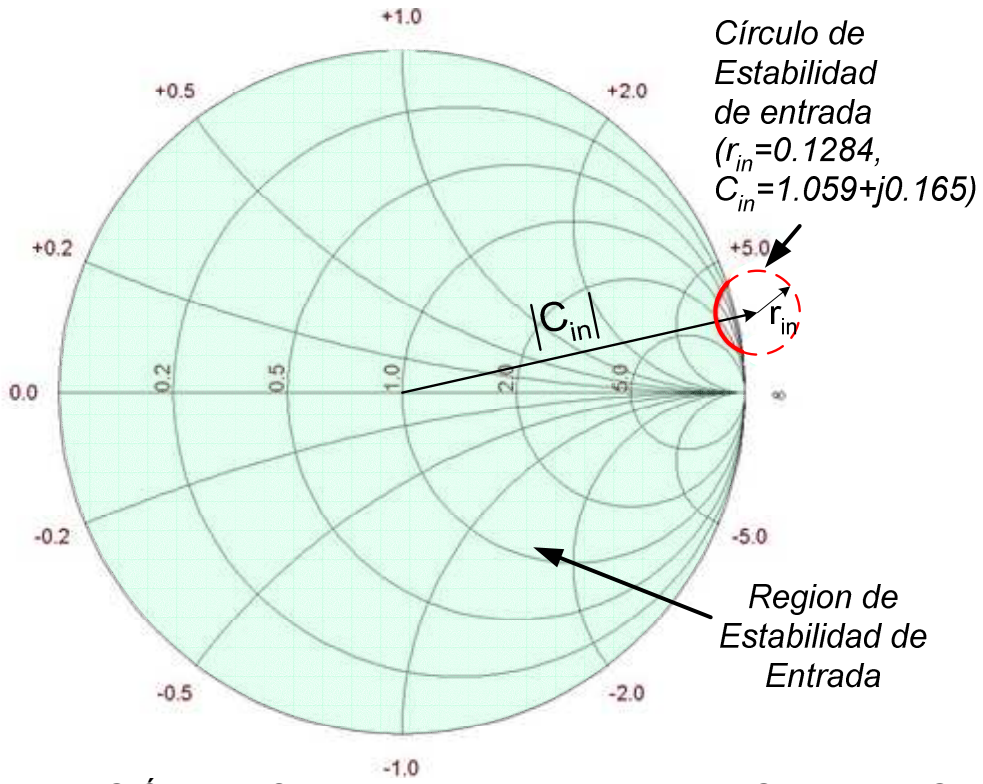



FIGURA 3.7 REGIÓN DE ESTABILIDAD DE ENTRADA DEL GaAsFET MGF1302 (PLANO $\Gamma_S$).

- Círculo de estabilidad de salida

$$r_{out} = \frac{|S_{12}.S_{21}|}{\left||S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right|} = 3.7076 \ , \quad C_{out} = \frac{(S_{22} - S_{11}{}^{*}\Delta)^{*}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = 0.016 + j3.298 \qquad ...3.4$$

En este caso, el área estable es el área interior al círculo de estabilidad, ya que éste encierra al punto central de la carta de Smith, el cual representa los 50Ω de la fuente y carga con los que se midieron los parámetros "S" del transistor, tal como se puede ver en la figura 3.8.

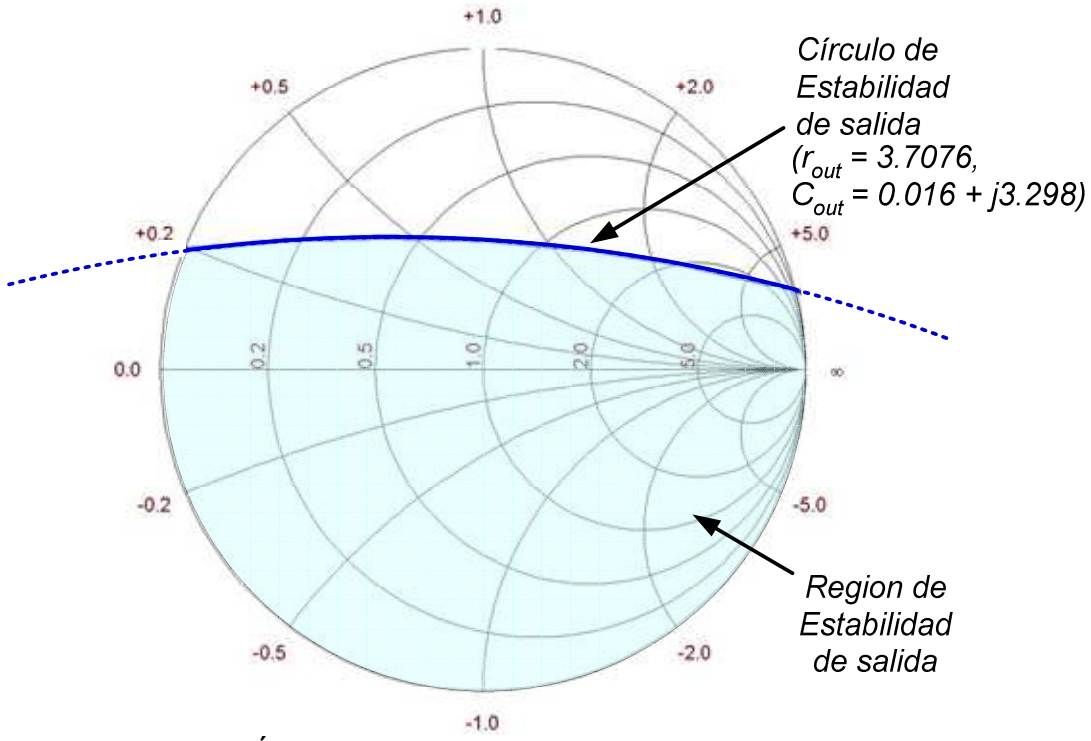



FIGURA 3.8 REGIÓN DE ESTABILIDAD DE SALIDA DEL GaAsFET MGF1302 (EN ESTE CASO, LA CARTA DE SMITH –NORMALIZADA A 50Ω- REPRESENTA AL PLANO $\Gamma_L$).

## 3.5.2 RUIDO

### 3.5.2.1 RUIDO EN EL NUVISTOR 7895

Como se vio en la sección 1.5, la NF de la primera etapa es el que determina la NF total del amplificador, por lo que la NF depende entre otros factores (aparte del punto de operación) del coeficiente de reflexión de la impedancia de la fuente "vista" por el dispositivo, y por ende, de la red de adaptación de impedancia de

entrada. Sin embargo, debido a que el fabricante no provee los parámetros de ruido del dispositivo, el diseño de la red de adaptación de entrada debe hacerse mediante la prueba de distintos valores de componentes hasta hallar los más indicados (la ganancia no es afectada, ya que como se verá en la sección 3.5.4.1 la red intermedia es la que determina la ganancia del nuvistor).

#### 3.5.2.2 RUIDO EN EL GaAsFET MGF1302

Influye muy poco en el ruido total del amplificador por ser un dispositivo de bajo ruido ubicado en la segunda etapa y el fabricante sólo provee los parámetros de ruido a partir de 1GHz. Además, el caso de extrapolación lineal a 50MHz no puede ser considerado ya que no se conoce la linealidad del dispositivo sin embargo, en la tabla 3.3 se muestran los resultados de dicha extrapolación como punto de comparación con los resultados finales.

TABLA 3.3 PARÁMETROS DE RUIDO DEL GaAsFET A 50MHZ OBTENIDOS MEDIANTE EXTRAPOLACIÓN LINEAL A PARTIR DE LOS VALORES DADOS POR EL FABRICANTE ENTRE 1GHz Y 12GHz.

| **Frec.** | **Γopt.** | | **Rn** | **NFmin** |
|---|---|---|---|---|
| (MHz) | Magnitud | Angulo (°) | (Ω) | (dB) |
| 50 | 0.82 | -10 | 25 | 0.5 |

### 3.5.3 TIPO DE DISEÑO: FIGURA DE MÉRITO UNILATERAL

Usando la expresión 1.22 para el nuvistor y el FET, se obtienen los siguientes resultados:

#### 3.5.3.1 FIGURA DE MÉRITO UNILATERAL DEL NUVISTOR 7895

Usando la expresión 1.22 y los parámetros ”S” del nuvistor, se obtiene:

$$U_{Nuv} = \frac{|S_{12Nuv}||S_{21Nuv}||S_{11Nuv}||S_{22Nuv}|}{(1-|S_{11Nuv}|^2)(1-|S_{22Nuv}|^2)} = 0.1161 \qquad \ldots 3.5$$

Por lo tanto, usando la relación 1.23, obtenemos el rango en que estará la máxima variación de la ganancia si se asume $S_{12nuv} \approx 0$.

➔ $(1+U)^{-2} \le \frac{G_T}{G_{TU}} \le (1-U)^{-2}$

➔ $0.802 \le \frac{G_T}{G_{TU}} \le 1.28$ ➔ Variación máxima = [-20% , +28%] …3.6

Esto quiere decir que en el peor de los casos puede haber una variación máxima entre -20% y +28%, es decir, ±1dB si la ganancia del nuvistor es 8dB. Por lo tanto, dada la variación tan pequeña con respecto a la ganancia total que dará el FET (mas de 20dB), se puede asumir que la entrada y la salida del nuvistor son "independientes" una de la otra, es decir, $S_{12Nuv}$=0.

#### 3.5.3.2 FIGURA DE MÉRITO UNILATERAL DEL GaAsFET MGF1302

Siguiendo el mismo procedimiento que para el caso del nuvistor, para el caso del FET se obtiene:

$$U_{FET} = \frac{|S_{12\,FET}||S_{21\,FET}||S_{11\,FET}||S_{22\,FET}|}{(1-|S_{11\,FET}|^2)(1-|S_{22\,FET}|^2)} = 0.626 \qquad \ldots 3.7$$

➔ $0.378 \le \frac{G_T}{G_{TU}} \le 7.149$ ➔ Variación máxima = [-62%, +615%] …3.8

Por lo tanto, dada la variación tan grande entre los valores calculado y obtenido de ganancia, bajo ninguna consideración se puede asumir $S_{12FET} \approx 0$.

### 3.5.4 GANANCIA MÁXIMA ($G_{max}$)

Dependiendo de si el dispositivo es incondicionalmente estable o no, se usan los conceptos de "máxima ganancia disponible" (MAG) y de "máxima ganancia estable" (MSG). La primera es la ganancia de transducción ($G_T$) bajo la condición de adaptación perfecta de impedancias en la entrada y en la salida, por lo que se usa cuando K>1 (estabilidad incondicional). Cuando K<1, se usa MSG (inestabilidad potencial) (Grosch, [19]).

#### 3.5.4.1 GANANCIA MÁXIMA DEL NUVISTOR 7895

Del resultado 3.1, se puede ver que el nuvistor es completamente estable a 50MHz (K>1), por lo que en este caso se habla de "*máxima ganancia disponible*" (MAG), siendo su fórmula la mostrada en la expresión 3.9a.

$K_{Nuv}$>1 ➔ $MAG_{Nuv} = \frac{|S_{21Nuv}|}{|S_{12Nuv}|}.(K_{Nuv} - \sqrt{K_{Nuv}^{\ 2} - 1}) = 27.3 = 14.3dB$ …3.9a

Además, como se pueden considerar independientes las redes de entrada y salida del dispositivo ($S_{12Nuv} \approx 0$), la ganancia total que se logrará con el triodo dependerá

únicamente de una de dichas redes (diseño unilateral). Para determinarla, se analiza el caso en el que se logre una adaptación perfecta de impedancias tanto en la entrada como en la salida, lo que implica el concepto de "*ganancia de transducción unilateral $G_{TU}$*", para de esa forma ver el aporte de cada red.

Ordenando los términos de la expresión 1.19f, se obtiene la expresión 3.9b, en la cual se pueden distinguir las contribuciones de ganancia de las redes de adaptación de entrada ($G_S$) y salida ($G_L$), así como del dispositivo ($|S_{21}|^2$).

$$G_{TU} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} x |S_{21}|^2 x \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_L S_{22}|^2} = G_S x G_0 x G_L \qquad \ldots 3.9b$$

De acuerdo a la expresión 3.5b, a primera vista pareciera que las ganancias de las redes de entrada y salida pueden ser mayores a la unidad lo que parecería ilógico ya que dichas redes no tienen dispositivo activo alguno. La razón de este comportamiento contradictorio a la teoría es que sin las redes de adaptación habría una pérdida significativa de potencia en la entrada y salida del amplificador, por lo que el uso de $G_S$ y $G_L$ ayuda a reducir dichas pérdidas, lo que es considerado como una ganancia.

Reemplazando en $G_S$ y $G_L$ los parámetros "S" del nuvistor, se obtiene:

$$G_{S\max} = \frac{1}{1-|S_{11Nuv}|^2} = 1.1307 = 0.53dB$$
$$G_{L\max} = \frac{1}{1-|S_{22Nuv}|^2} = 16.92 = 12.28dB \qquad \ldots 3.9c$$

Por lo tanto, en el mejor de los casos la red de entrada contribuirá con 0.53dB la cual es una cantidad insignificante en comparación con los 12.28dB que puede aportar la red de salida (lo que ratifica el bajo "U" obtenido en 3.5), en otras palabras, la red de salida es la que determina la ganancia del dispositivo.

#### 3.5.4.2 GANANCIA MÁXIMA DEL GaAsFET MGF1302

Debido a que el transistor es potencialmente inestable (resultado 3.2), la ganancia máxima disponible se ve reducida. En caso se quiera superar dicha ganancia, el FET oscilará, es por eso que para el caso de dispositivos potencialmente

inestables se usa el concepto de *"máxima ganancia estable" (MSG)*. Su fórmula es la mostrada en la expresión 3.10.

$K_{FET}<1 \rightarrow \quad MSG_{FET} = \frac{|S_{21FET}|}{|S_{12FET}|} = 452.3 = 26.5dB$ …3.10

En este caso, la ganancia del FET dependerá fuertemente de sus redes de entrada y salida (dado el alto valor de "U" hallado en 3.7).

### 3.5.5 CIRCUITO DE PROTECCIÓN

A pesar que una de las funciones principales del nuvistor es la de proteger al FET, es necesario colocar un circuito adicional de protección entre ambas etapas para evitar que posibles picos de voltaje dañen al transistor, por lo que una opción factible es el uso de dos diodos en contraposición, formando un circuito *clamping* con un tiempo de respuesta muy pequeño (ver figura 3.23).

## 3.6 DISEÑO DE LAS REDES DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA

Dado que se utilizarán dos etapas de amplificación, es necesario el diseño de tres redes de adaptación. Una a la entrada para adaptar la impedancia de entrada del nuvistor a la impedancia interna de la fuente (50Ω) y así controlar la figura de ruido del pre-amplificador, otra intermedia para adaptar las impedancias de salida del nuvistor y entrada del FET y la tercera, para adaptar la impedancia de salida del FET a la carga (impedancia de entrada de los receptores), la cual es de 50Ω, y lograr así la máxima transferencia de potencia posible.

Se sabe que la ganancia total del amplificador debe ser mayor a 24dB (de preferencia 30dB); que el nuvistor puede dar una ganancia máxima de 14.3dB y que el FET puede dar una ganancia máxima de 26.5dB, por lo que se tiene bastante flexibilidad en escoger la ganancia de cada etapa. Ahora, mediante un análisis de los resultados obtenidos anteriormente, se puede ver que la dependencia entre las redes de entrada y salida del FET es muy fuerte (dada la elevada figura de mérito obtenida para el dispositivo), por lo que no se puede determinar el coeficiente de reflexión de su entrada ($\Gamma_{inFET}$) si no se conoce la carga conectada a su salida y por ende tampoco el coeficiente de reflexión de

salida ($\Gamma_{outFET}$) si no se conoce el valor de la impedancia de fuente "vista" por el transistor, es decir, no poseemos un punto a partir del cual podamos empezar el trazado de nuestras redes de adaptación de impedancia. Sin embargo, dado que en el nuvistor se puede considerar $S_{12Nuv}\approx 0$, sus coeficientes de reflexión de entrada y salida ($\Gamma_{in}$*Nuv*, $\Gamma_{out}$*Nuv*) son aproximadamente iguales a $S_{11Nuv}$ y $S_{22Nuv}$ respectivamente ($S_{12}=0$ en las expresiones 1.16a y 1.16b). Por lo tanto, $S_{22Nuv}$ puede ser usado como punto de partida para el trazado de la red de adaptación intermedia. Por tanto, la forma más adecuada de empezar el diseño es con la red intermedia asumiendo que la salida del FET está perfectamente adaptada a la carga de 50Ω (método de ganancia disponible $G_A$).

La carta de Smith será usada para el diseño de las redes ya que, aparte de las razones dadas en el capítulo uno, en ella se puede visualizar en forma directa los coeficientes de reflexión, zonas de estabilidad e inestabilidad, factor de calidad (Q) y circunferencias de ganancia y ruido constantes, los cuales son puntos importantes en el diseño de las redes de adaptación de impedancia. Adicionalmente, se utiliza el programa MATLAB® para el dibujo de las distintas gráficas (para detalles sobre el uso de la carta de Smith, ver el anexo B).

### 3.6.1 RED DE ADAPTACIÓN INTERMEDIA

Si se asume que la salida del FET está perfectamente adaptada a 50Ω ($\Gamma_L = \Gamma^*_{outFET}$), el que determinará su ganancia será su red de adaptación de entrada, es decir, la red de adaptación intermedia del pre-amplificador. Una vez diseñada dicha red se podrá volver a la salida del FET y diseñar su red de salida tal que se logre la adaptación perfecta de impedancia asumida al inicio.

#### 3.6.1.1 CONSIDERACIONES INICIALES

a) Todo el proceso de diseño se realizará en el plano $\Gamma_L$ del FET, ya que en éste se pueden visualizar sus circunferencias de ganancia constante y el círculo de estabilidad de entrada.
b) El objetivo principal de la red de adaptación intermedia será el de trasladar al punto $S_{22Nuv}$ a un punto adecuado "E" sobre una de las circunferencias de

ganancia constante del FET. Por lo tanto, la ganancia del FET dependerá de su red de entrada (red intermedia del pre-amplificador). Además, dicho punto "E"" NO deberá encontrarse dentro del círculo de estabilidad de entrada del FET, ya que sino el transistor oscilará.

c) Asumimos una adaptación perfecta de impedancia a la salida del FET.

d) Para determinar la ganancia de la segunda etapa de amplificación, se debe considerar la zona de inestabilidad potencial a la entrada del FET. Para esto, utilizando las expresiones 1.21, en el plano $\Gamma_S$ se trazan las circunferencias de ganancia constante del FET para distintos valores de ganancia ya que se está asumiendo una adaptación perfecta a la salida. De acuerdo a la figura 3.9, una ganancia apropiada para el FET puede ser de 22dB, ya que esta zona se encuentra lo suficientemente lejos de la zona de inestabilidad así como lo bastante cerca de la ganancia total mínima que deberá tener el amplificador, la cual será fijada en 30dB. De esta forma, no habrá necesidad de forzar tanto a la primera etapa (nuvistor) (sólo aportará con 8dB) y por ende, la generación de ruido será menor.

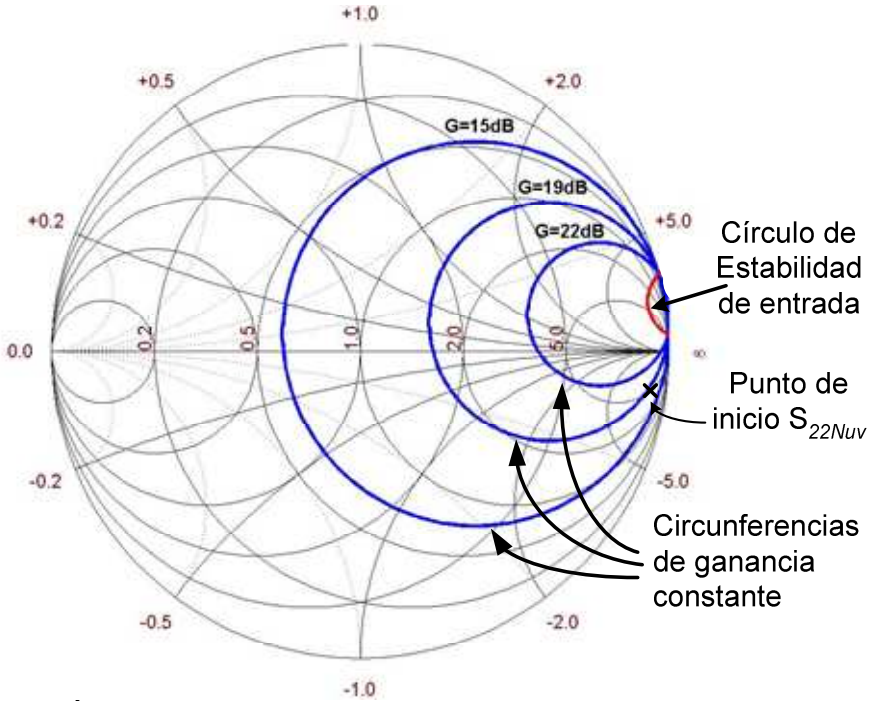



FIGURA 3.9. CÍRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE DEL MGF1302 A 50MHz CON UN PUNTO DE REPOSO DE $V_{DS}$=3V, $I_{DS}$=10mA

e) Como se tiene bastante flexibilidad en la elección de la configuración y valores de los elementos que conformarán la red, es también adecuado que esta etapa controle el ancho de banda del amplificador, para lo cual será suficientemente que cualquier punto durante el diseño de la red se encuentre sobre la curva de "Q" constante e igual a 16.7 ($BW_{3dB}$=3MHz, $f_O$=50MHz).

#### 3.6.1.2 DISEÑO DE LA RED DE ADAPTACIÓN INTERMEDIA

a) Como se puede ver en la figura 3.10, del punto de partida "A" ($S_{22Nuv}$) para llegar a la circunferencia de 22dB hay dos caminos posibles, una inductancia en serie (AA') ó en paralelo (AA") con el nuvistor, pero ninguno de estos es adecuado ya que hay dos puntos que se deben tomar con cuidado. El primero, consiste en que el voltaje de alimentación del nuvistor es de 25V, por lo que si este voltaje llega a la compuerta del FET éste no se polarizará al punto elegido, pudiendo incluso llegarse a quemar, por lo que debe de haber algún tipo de aislamiento DC entre la placa del nuvistor y la compuerta del FET. El segundo, es que si se coloca una inductancia en serie o en paralelo con $S_{22Nuv}$, el "Q" del amplificador sería muy bajo (0.36 y 0.18 respectivamente), permitiendo el paso de un amplio rango de frecuencias (figura 3.10), por lo que en ésta etapa debe haber una especie de circuito resonante que permita únicamente el paso de un pequeño rango de frecuencias. Además, se debe recordar que uno de los requerimientos principales del sistema es que el ancho de banda del amplificador no debe ser mayor a 3MHz (Q=16.7) pero tampoco debe ser muy pequeño ya que se estaría perdiendo información. Por lo tanto, la solución mas adecuada es utilizar un transformador de radiofrecuencia, el cual aislará el voltaje DC de la señal y actuará como un circuito tanque (circuito sintonizado) en combinación con un capacitor en paralelo (figura 3.11).

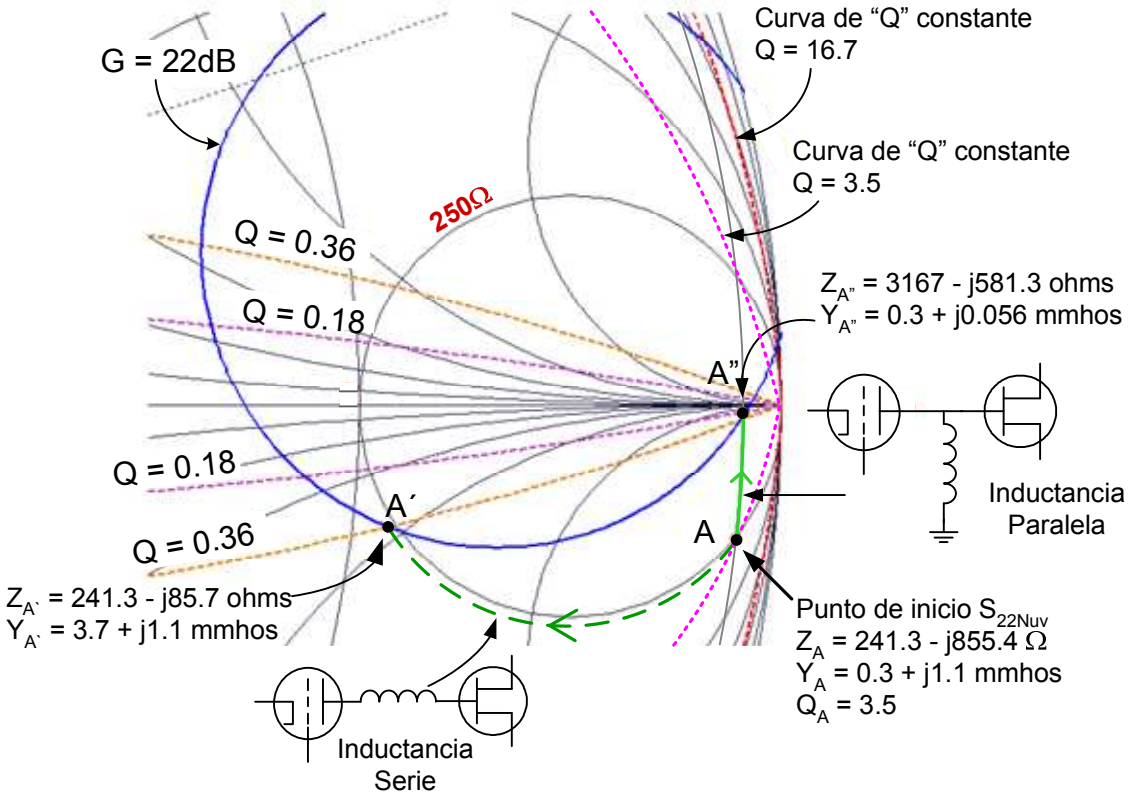



FIGURA 3.10. ADICIÓN DE INDUCTANCIAS SERIE Y PARALELA CON EL NUVISTOR PARA LOGRAR UNA GANANCIA DE 22dB EN EL FET.

b) La frecuencia de resonancia estará determinada por la combinación de inductancia y capacitancia a usar. Por lo tanto, la red de adaptación intermedia debe tener la estructura mostrada en la figura 3.11 donde "NM2" es una posible segunda red de adaptación en caso no se logre aún la ganancia de 22dB y "$L_{NM2}$" es la inductancia de la bobina del primario del transformador que a la vez actuaría como inductancia del circuito tanque en resonancia con el capacitor "$C_{NM2}$".

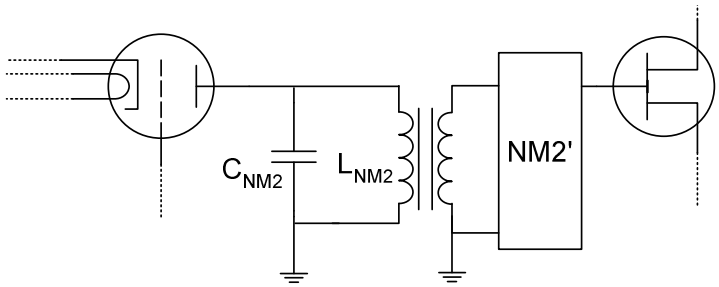



FIGURA 3.11 CONFIGURACIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN INTERMEDIA

c) La red propuesta, tal que se logre alcanzar la ganancia de 22dB en el FET y un factor de calidad de 16.7, es la siguiente:

**Arco AB**: Con la finalidad de alcanzar un Q de 16.7, se coloca un inductor en paralelo a la salida del nuvistor, que trasladará al punto "A" sobre la curva de conductancia constante de 0.3mmhos (por estar sobre dicha curva) hasta alcanzar a la curva de Q=16.7 en el punto "B" (figura 3.12).

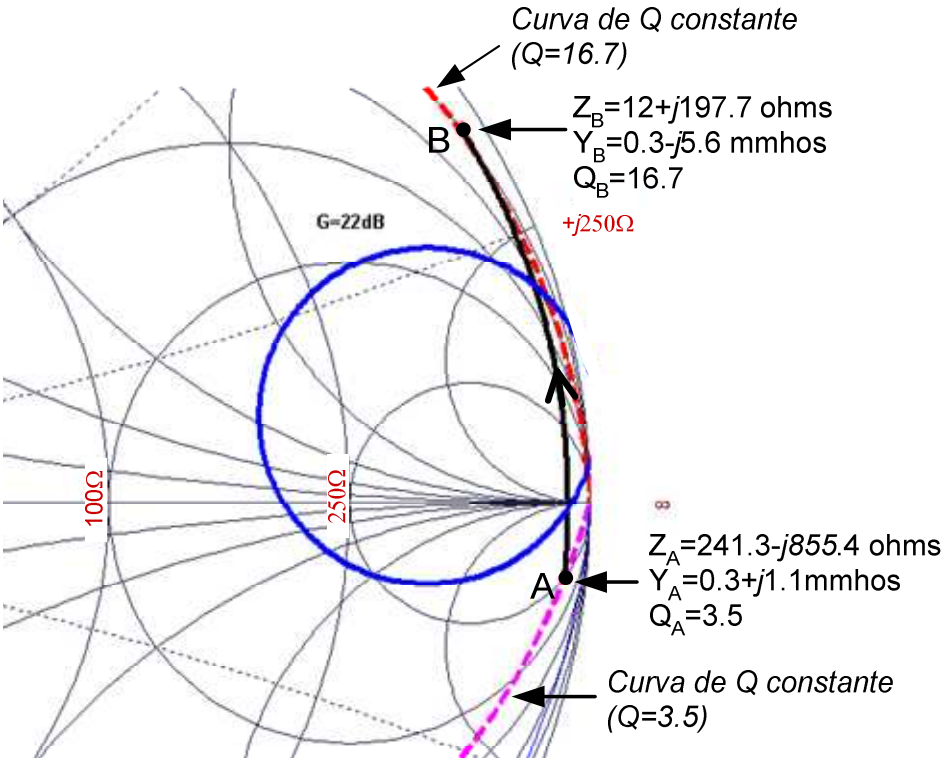



FIGURA 3.12 ADICIÓN DE UN INDUCTOR $L_{NM2}$ EN PARALELO A LA SALIDA DEL NUVISTOR (PLANO $\Gamma_S$)

Por lo tanto:

$$\text{Arco AB} = Y_B - Y_A = -j6.7\text{mmhos}$$

$$\rightarrow L_{NM2} = \frac{1}{\omega.|\text{Im}(Y_B - Y_A)|} = \frac{1}{\omega x 0.0067} = 0.475uH \qquad \ldots 3.11$$

**Arco BC**: Siguiendo el esquema de la figura 3.11, lo siguiente por colocar sería un capacitor $C_{NM2}$ en paralelo con $L_{NM2}$. A primera vista, lo lógico sería que dicho capacitor traslade el punto "B" sobre la curva de conductancia constante (0.3mmhos) hasta alcanzar al punto "C'" (figura 3.13), el cual se encuentra

sobre la circunferencia de ganancia constante de 22dB del FET. Sin embargo, nuevamente surge el problema de que los 25V de la placa del nuvistor llegarían a la compuerta de FET, alterando con esto el punto de operación seleccionado. Por lo tanto, lo que se debe hacer es que con el capacitor $C_{NM2}$, se traslade el punto "B" a un punto "C", tal que con la adición posterior del transformador, se alcance la circunferencia de 22dB, además, con esto se estaría aislando los 25V de la compuerta del FET.

Tomando en consideración que un transformador de impedancia incrementa o disminuye el valor de una determinada impedancia, manteniendo constante el factor de calidad "Q", lo mas adecuado para el caso particular de diseño es que el punto "C" se encuentre ubicado al interior de la circunferencia de 22dB, para que de esa forma se logre alcanzar posteriormente dicha circunferencia en un punto "X" (no se sabe aún cual) mediante un transformador reductor de impedancia (el punto "X" se desplazará hacia arriba a la izquierda sobre la curva de "Q" constante, es decir, se acercará a la circunferencia de 22dB (ver arco CD de la figura 3.14).

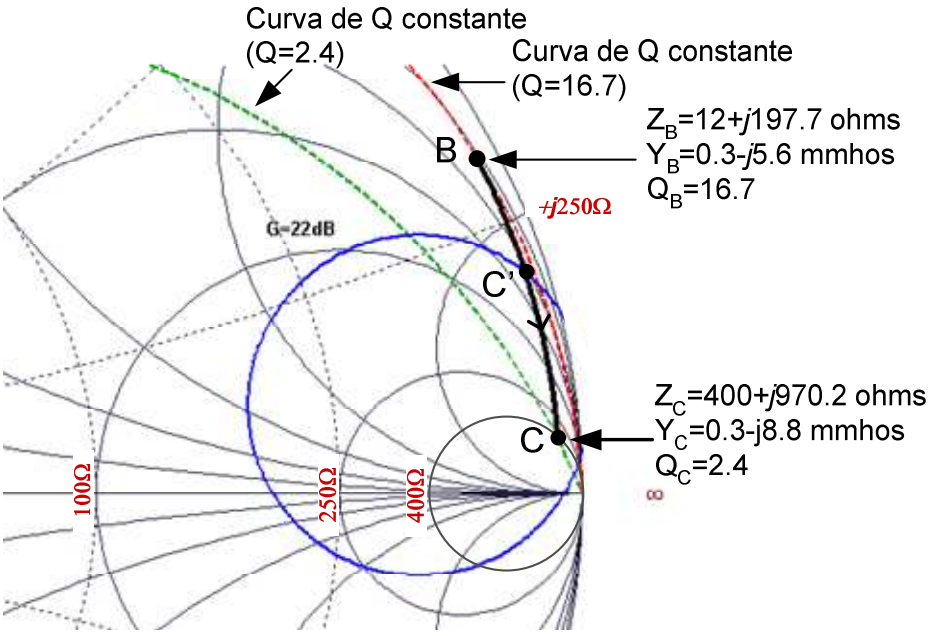



FIGURA 3.13 ADICIÓN DE UN CAPACITOR $C_{NM2}$ EN PARALELO A LA INDUCTANCIA $L_{NM2}$ (PLANO $\Gamma_S$)

Por lo tanto, de la infinidad de puntos interiores que se pueden escoger como punto “C”, uno adecuado es 400+j970.2Ω ya que, aparte de encontrarse sobre la curva de conductancia constante de 0.3mmhos, para trasladar el punto “B” a “C” se requiere únicamente un capacitor de 10pF, el cual es un valor comercial.

Arco BC = $Y_C$-$Y_B$ = -j3.2mmhos

$$\rightarrow C_{NM2} = \frac{|\mathrm{Im}(Y_C - Y_B)|}{\omega.} = \frac{0.0032}{\omega} = 10pF \qquad \ldots 3.12$$

**Arco CD**: Siguiendo con la idea del transformador, en esta etapa es donde se agregará dicho componente. Tal como se dijo en la sección anterior, el transformador será del tipo “reductor de impedancia”, para que de esa forma el punto “C” se desplace hacia la izquierda (la impedancia disminuye) sobre la curva de “Q” constante (Q=2.4) y se alcance así a la circunferencia de 22dB del FET (ver figura 3.14).

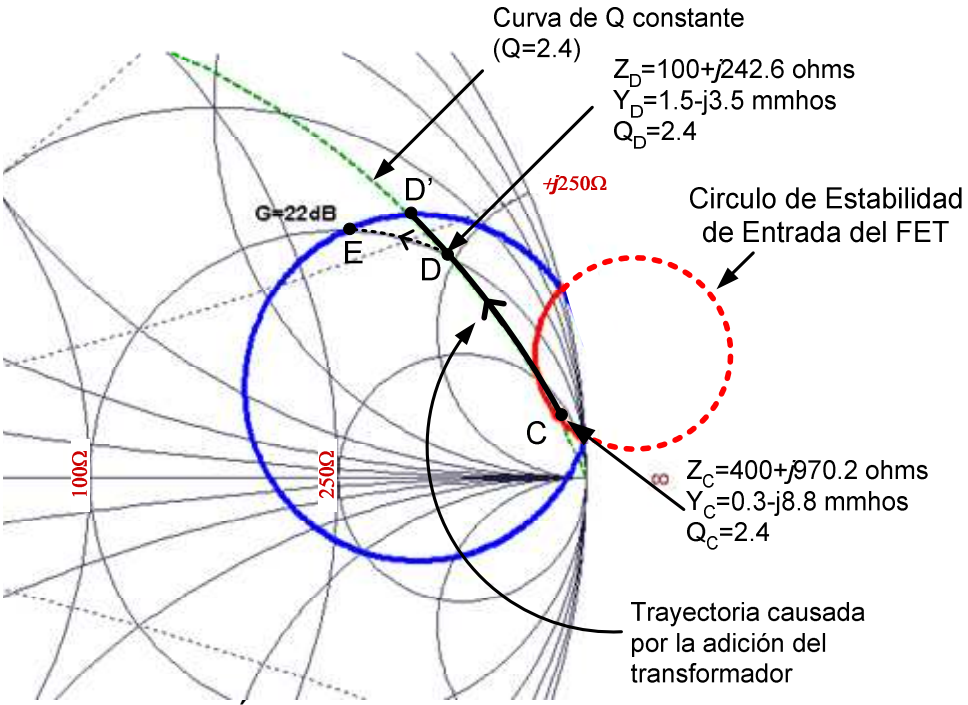



FIGURA 3.14 ADICIÓN DEL TRANSFORMADOR PARA LOGRAR LA GANANCIA DE 22dB (PLANO $\Gamma_S$)

Por lo tanto, el nuevo punto sería D’. Sin embargo, un punto mas adecuado es “D” ya que desde ahí se puede adicionar un capacitor en serie para alcanzar la

ganancia requerida. Esto responde al hecho de que con la adición de un capacitor $C_{NM2'}$ en serie al transformador, el punto final "E" estará mas lejos de la zona de inestabilidad de entrada del FET que el punto D', además, se tendría un grado de control adicional en la selección de ganancia del dispositivo, si el capacitor a agregar es un trimmer (capacitor variable).

En el punto "C" la impedancia es de 400+*j*970.2Ω y en el punto "D" la impedancia es de 100+*j*242.6Ω, por lo tanto la relación del número de espiras en el transformador es:

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{Z_D}{Z_C}} = \sqrt{\frac{100 + j242.6}{400 + j970.2}} = 0.51 \qquad \ldots 3.13$$

**Arco DE**: Como se dijo anteriormente, a la salida del transformador habrá un capacitor $C_{NM2'}$ en serie para tener un control adicional en la estabilidad y ganancia del amplificador, por lo tanto, el punto "D" se traslada sobre la curva de resistencia constante (100Ω), hasta alcanzar a la circunferencia de 22dB del FET (figura 3.15).

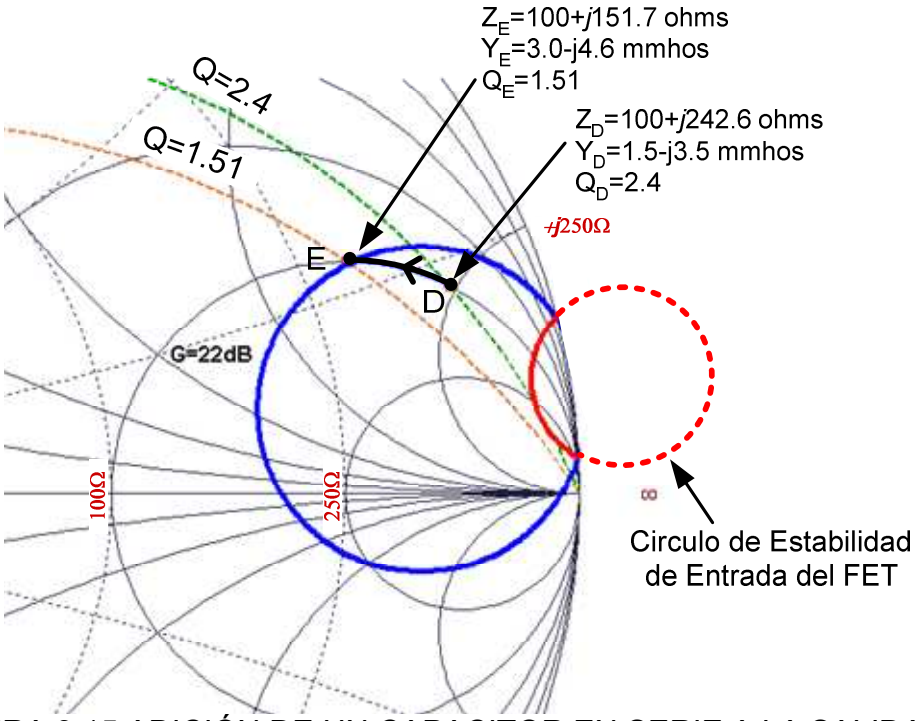



FIGURA 3.15 ADICIÓN DE UN CAPACITOR EN SERIE A LA SALIDA DEL TRANSFORMADOR (PLANO $\Gamma_s$)

Por lo tanto, la red intermedia obtenida es la mostrada en la figura 3.16

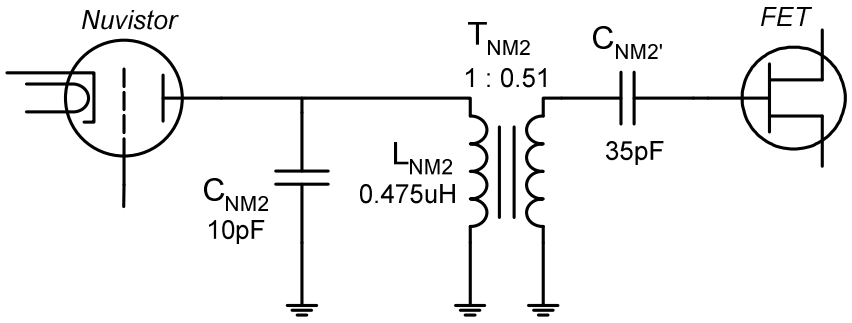



FIGURA 3.16. RED DE ADAPTACIÓN INTERMEDIA OBTENIDA

### 3.6.2 RED DE ADAPTACIÓN DE SALIDA

Una vez obtenida la red de adaptación intermedia, podemos calcular el valor del coeficiente de reflexión de la fuente que será "vista" por el FET ($\Gamma_{S2}$), el cual es $0.66\angle 27^o$ (distancia entre el centro de la carta de Smith y el punto "E"). Por lo tanto, el coeficiente de reflexión de salida del FET ($\Gamma_{outFET}$) es $0.62\angle -9^o$ (calculado en base a la ecuación 1.16b, donde $\Gamma_S=\Gamma_{S2}$). Ahora, como se asumió una adaptación de impedancia perfecta a la salida del FET, para el diseño de la red intermedia, el FET debe "ver" a su salida al conjugado de su coeficiente de reflexión de salida ($\Gamma^*_{outFET}$), por lo tanto, $\Gamma^*_{outFET} = 0.62\angle +9^o$.

Finalmente, lo que ahora queda es trazar la red de impedancia que una los puntos $\Gamma^*_{outFET}$ y la carga (50Ω), para lo cual realizamos el mismo proceso hecho en el diseño de la red intermedia, solo que en este caso se trabaja en el plano "$\Gamma_L$ del FET.

Usando la expresión 1.16b, la impedancia en el punto $\Gamma^*_{outFET}$ es:

$$\Gamma^*_{outFET} = \frac{Z^*_{outFET} - Zo}{Z^*_{outFET} + Zo} \rightarrow Z^*_{outFET} = 197 + j59\Omega \qquad \ldots 3.15$$

Dicho valor ($Z^*_{outFET}$) está muy cerca de 200Ω el cual es "cuatro" veces el valor de 50Ω por lo que lo mas simple de usar aquí es un transformador RF de banda ancha cuya relación de transformación de impedancia es de 4:1 (la relación del número de espiras es de 2:1). En cuanto a la parte imaginaria de $Z^*_{outFET}$, ésta tiene que ser compensada con una inductancia colocada en serie con la carga de

50Ω, para que de esa forma el punto "R" de la figura 3.17 se traslade sobre la curva de resistencia constante (50Ω) hasta alcanzar al punto "S", en donde la impedancia es de $Z_S$=50+*j*14.8Ω. De este modo, ya es posible colocar el transformador de banda ancha, para trasladar la impedancia $Z_S$ sobre la curva de "Q" constante (Q=0.3) hasta alcanzar el punto "T" (200+*j*59Ω), el cual se encuentra cerca de $Z^*_{outFET}$ (figura 3.17).

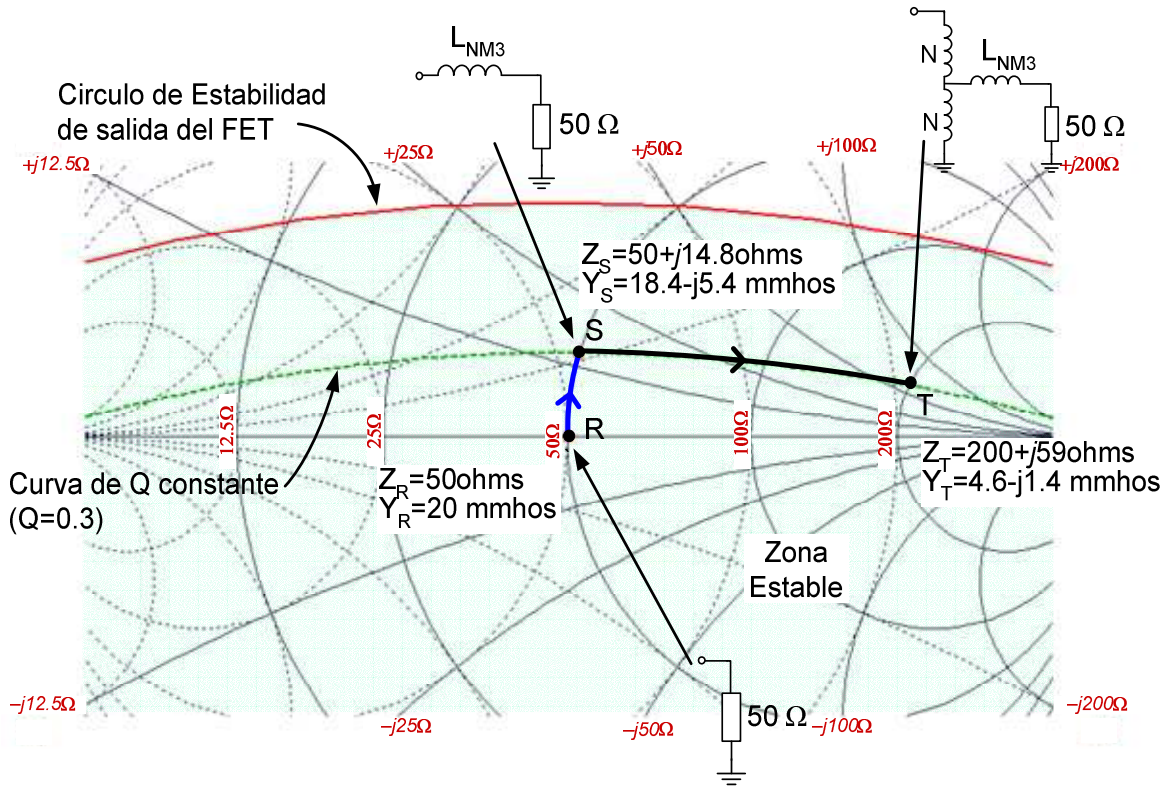



FIGURA 3.17 CONSTRUCCIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA DE SALIDA DEL MGF1302 (PLANO $\Gamma_L$)

Además, tal como se puede ver en la figura 3.17, el punto final "T" se encuentra dentro de la región estable de salida del transistor (hallada en la sección 3.5.1.2 y mostrada por debajo de la línea roja en la figura 3.17), por lo que la probabilidad que oscile el dispositivo es nula.

De la figura 3.17, se obtiene:

Arco RS = Inductancia Serie $L_{NM3}$= $Z_S$-$Z_R$ = j14.8 ohms

Arco ST = Transformador de banda ancha $T_{NM3}$ = 2:1 …3.16

Por lo que los valores de los componentes de la red obtenida son:

$$L_{NM3} = \frac{\left|\mathrm{Im}(Z_S - Z_R)\right|}{\omega} = \frac{14.8}{\omega} = 47nH \qquad \ldots 3.17$$
$$T_{NM3} = 2:1$$

En este caso, el transformador debe actuar únicamente como un transformador de impedancia, para lo cual, el valor de inductancia de sus bobinados debe ser grande (para su diseño éstos valores deben ser tales que en AC el valor de su impedancia sea mayor a 1kΩ), es decir, un transformador de banda ancha.

Finalmente, si bien es cierto que en el diseño de la red de adaptación intermedia se asumió que la salida del FET debía estar perfectamente adaptada al valor de la carga (50Ω), la pequeña diferencia que ahora existe (200Ω en lugar de 197Ω), afectará un poco el valor de la ganancia total del amplificador, sin embargo aquí entra a tallar la importancia del capacitor $C_{NM2'}$ el cual ayudará a ajustar la ganancia requerida, para lo cual, dicho capacitor será un trimmer, es decir, un capacitor variable.

### 3.6.3 RED DE ADAPTACIÓN DE ENTRADA

Finalmente, se procede al diseño de la red de adaptación de entrada, para lo cual el proceso más correcto y lógico a seguir es mediante el uso de los parámetros de ruido del nuvistor. Sin embargo, el fabricante no provee dichos parámetros, por lo que resulta extremadamente difícil, por no decir imposible, lograr un amplificador con la mínima figura de ruido. No obstante, para el caso particular de diseño, este problema no resultará ser tan complicado ya que a pesar de no poder diseñar la red de entrada en base a un procedimiento matemático y/o analítico (tal como debe hacerse si se tuvieran los parámetros de ruido) podemos hacerlo de una forma lógica y experimental. Para esto recurrimos nuevamente al concepto de la “figura de mérito unilateral (U)”, ya que de acuerdo a este valor, las redes de entrada y salida del triodo (nuvistor) pueden considerarse independientes una de la otra.

### 3.6.3.1 CONSIDERACIONES INICIALES

a) Dado que la ganancia del nuvistor depende de su red de salida (resultado 3.9c), sus círculos de ganancia constante se grafican en el plano $\Gamma_L$ (figura 3.18). Además, dado que la red de salida del nuvistor ya está diseñada (red intermedia), la ganancia del triodo ya está definida.

b) El coeficiente de reflexión de entrada del FET ($\Gamma_{inFET}$) quedó fijado desde que se diseñó la red de salida del amplificador, por lo tanto, aplicando la expresión 1.16a se obtiene:

$$\Gamma_{inFET} = S_{11FET} + \frac{S_{12FET} S_{21FET} \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22FET}} = 0.9424 \angle -9.13^O \qquad \ldots 3.18$$

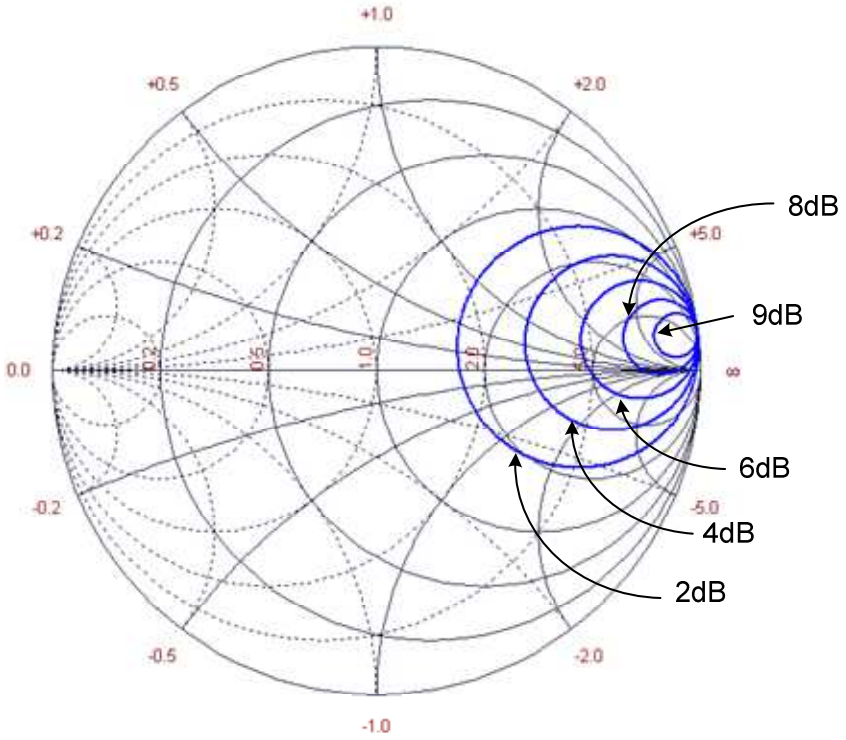



FIGURA 3.18. CIRCUNFERENCIAS DE GANANCIA CONSTANTE DEL NUVISTOR 7895

c) Para hallar la ganancia del nuvistor, se tiene que hallar el coeficiente de reflexión de la carga "vista" por el triodo ($\Gamma_{LNuv}$). Para lograrlo, se parte del coeficiente de reflexión de entrada del FET ($\Gamma_{inFET}$) y se van colocando uno a uno los componentes de la red intermedia (cada vez que se coloca un

componente se obtiene una nueva impedancia con su respectivo coeficiente de reflexión), hasta alcanzar el coeficiente de reflexión de salida que ve el nuvistor. Por lo tanto, usando la expresión 1.16 para cada componente, se obtiene:

- Punto de inicio

  ➔ $\Gamma_{INFET} = 0.9424\angle -9.13°$ ➔ $Z_{INFET} = Z_O \frac{\Gamma_{INFET}+1}{\Gamma_{INFET}-1} = 587\angle -69.15°\Omega$

- Capacitor "serie" $C_{NM2'}$

  ➔ $Z_1 = Z_{INFET} + Z_{CNM2'} = 673\angle -72°\Omega$ ➔ $\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_O}{Z_1 + Z_O} = 0.956\angle -8^O$

- Transformador $T_{NM2}$ (0.51:1)

  ➔ $Z_2 = \left(\frac{1}{0.51}\right)^2 Z_1$ ➔ $\Gamma_2 = 0.988\angle -2°$

- Inductancia "paralela" $L_{NM2}$

  ➔ $\frac{1}{Z_3} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_{LNM2}}$ ➔ $Z_3 = 157.5\angle 89°\Omega$ ➔ $\Gamma_3 = 0.989\angle 35°$

- Capacitor "paralelo" $C_{NM2}$

  ➔ $\frac{1}{Z_4} = \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_{CNM2}}$ ➔ $Z_4 = 311.7\angle 88°\Omega$ ➔ $\Gamma_4 = 0.989\angle 18° = \Gamma_{LNuv}$ …3.19

d) Localizando $\Gamma_{Lnuv}$ en el plano $\Gamma_L$, e interceptando con la correspondiente circunferencia de ganancia constante del nuvistor, se obtiene una ganancia de 9dB (figura 3.19). Por lo tanto, para las condiciones diseñadas, la ganancia total del amplificador es de 31dB (22dB del FET y 9dB del nuvistor).

e) El NF depende del coeficiente de reflexión de fuente $\Gamma_S$ que "vea" el dispositivo (expresión 1.26).

f) No hay suficiente información para obtener la $NF_{min}$ del nuvistor, por lo que se tiene que construir un prototipo del pre-amplificador con las redes intermedia y de salida, y hacer mediciones de la NF para varios valores de los elementos de la red de entrada ($L_{NM1}$ y $C_{NM1}$ en la figura 3.23, $C_{NM1'}$ es de ajuste final).

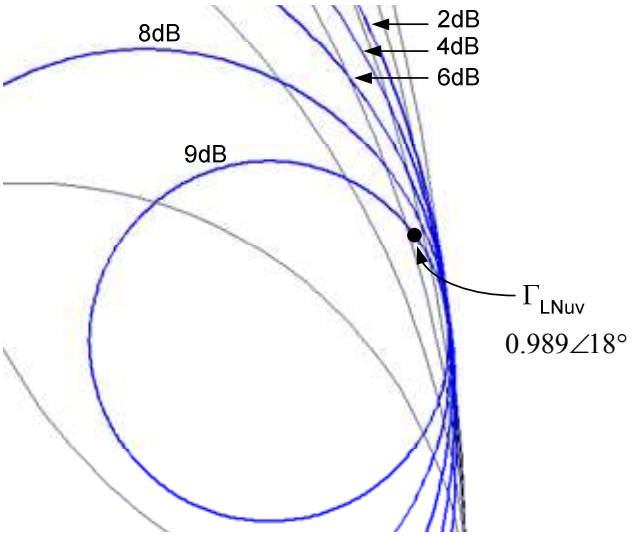



FIGURA 3.19. UBICACIÓN DE $\Gamma_{Lnuv}$ EN EL PLANO $\Gamma_L$ DEL NUVISTOR

### 3.6.3.2 CONFIGURACIÓN DE LA RED DE ENTRADA

Como se debe saber, hay una gran variedad de configuraciones o combinaciones de elementos para el diseño de una red de adaptación de impedancia (red "L", arreglo "Pi", arreglo "T", etc.) donde la elección de una de ellas dependerá de los requerimientos tales como ancho de banda (BW), nivel de ganancia, coeficientes de reflexión, etc. Pero, ya que la red de entrada no tendrá participación alguna en la ganancia del amplificador así como tampoco en el ancho de banda, la configuración mas simple es un arreglo tipo "L", donde un capacitor $C_{NM1}$ estará en serie con la entrada y una inductancia $L_{NM1}$, en paralelo con la entrada del nuvistor, para así aprovechar el inductor conectado entre cátodo y tierra, el cual aísla los niveles DC y AC en el cátodo (sección 3.3.1).

### 3.6.3.3 VALORES DE LOS COMPONENTES DE LA RED DE ENTRADA

Para la elección de los valores, se debe tener en cuenta la zona del plano $\Gamma_S$ en donde estará localizado el punto $\Gamma_{opt}$, para así obtener una baja figura de ruido. Dicho punto ($\Gamma_{opt}$), por lo general se encuentra localizado en alguna parte a la derecha de la impedancia característica del sistema, que en nuestro caso es de $50\Omega$, por lo que dicha zona es en donde se buscará la mínima figura de ruido mediante la combinación de distintos valores de $C_{NM1}$ y $L_{NM1}$ (figura 3.20).

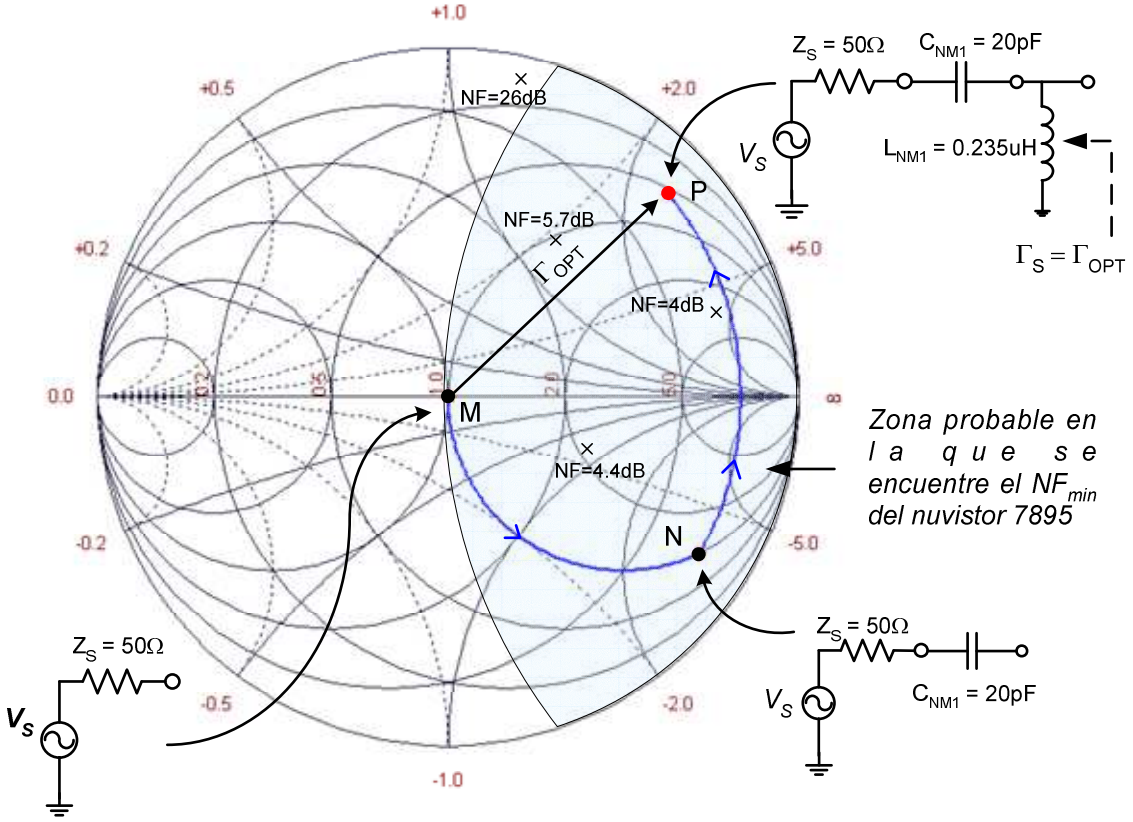



FIGURA 3.20 OBTENCIÓN DEL $NF_{min}$ MEDIANTE UNA RED "L"

Los resultados, para las distintas combinaciones de $C_{NM1}$ y $L_{NM1}$ se muestran en la tabla 3.4 y en las figuras 3.21 y 3.22, donde además se muestra también la ganancia del amplificador como una forma de verificar el criterio de independencia entre las redes de entrada y salida del nuvistor.

TABLA 3.4 FIGURA DE RUIDO DEL PRE-AMPLIFICADOR PARA DIFERENTES COMBINACIONES DE ELEMENTOS DE LA RED DE ENTRADA[ξ]

| $L_{NM1}$ (uH) | $C_{NM1}$ (pF) | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 10 | | 20 | | 22 | | 30 | | 51 | |
| | NF (dB) | G (dB) | NF (dB) | G (dB) | NF (dB) | G (dB) | NF (dB) | G (dB) | NF (dB) | G (dB) |
| **0.120** | 29.0 | 19.0 | 24.0 | 29.5 | 24.0 | 29.5 | 8.0 | 30.0 | 7.5 | 30.0 |
| **0.170** | 26.0 | 22.0 | 4.6 | 30.0 | 4.4 | 30.0 | 4.0 | 31.0 | 5.7 | 31.0 |
| **0.235** | 9.0 | 25.0 | **2.6** | **30.0** | 3.0 | 30.0 | 3.1 | 30.0 | 7.0 | 30.5 |
| **0.350** | 4.4 | 26.0 | 3.8 | 31.0 | 4.0 | 31.0 | 4.6 | 31.0 | 6.5 | 31.0 |
| **0.480** | 27.0 | 22.0 | 6.0 | 29.0 | 4.4 | 29.0 | 31.0 | 30.0 | 4.4 | 30.0 |

ξ: El prototipo implementado ya tiene los diodos de protección, los cuales han sido elegidos en base a lo explicado en la sección 4.2.3, y las mediciones fueron hechas sin $C_{MN1'}$.

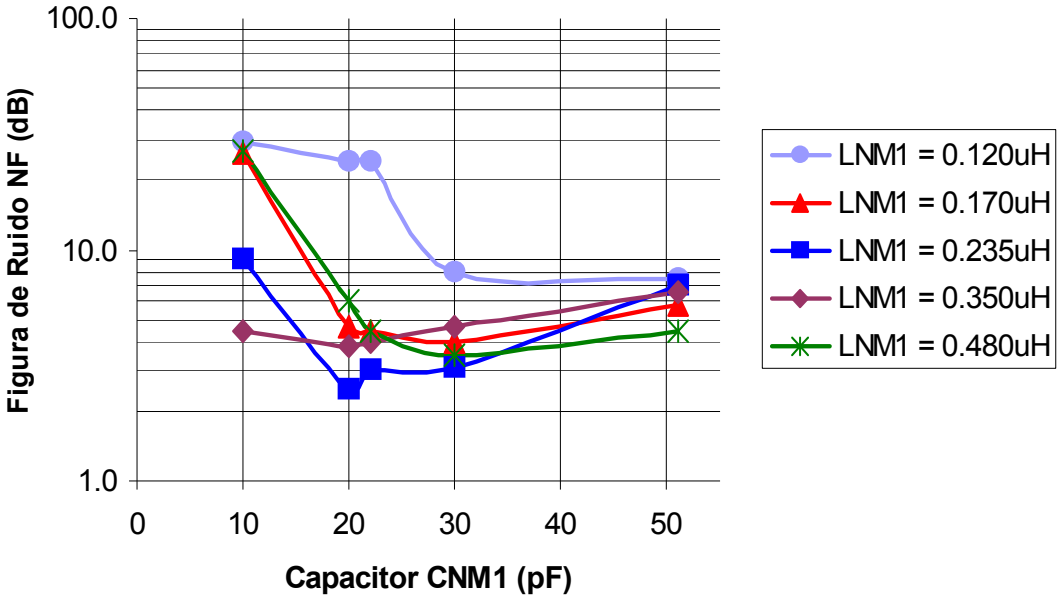



FIGURA 3.21. FIGURA DE RUIDO PARA DIFERENTES COMBINACIONES DE CAPACITOR E INDUCTANCIA EN LA RED DE ENTRADA

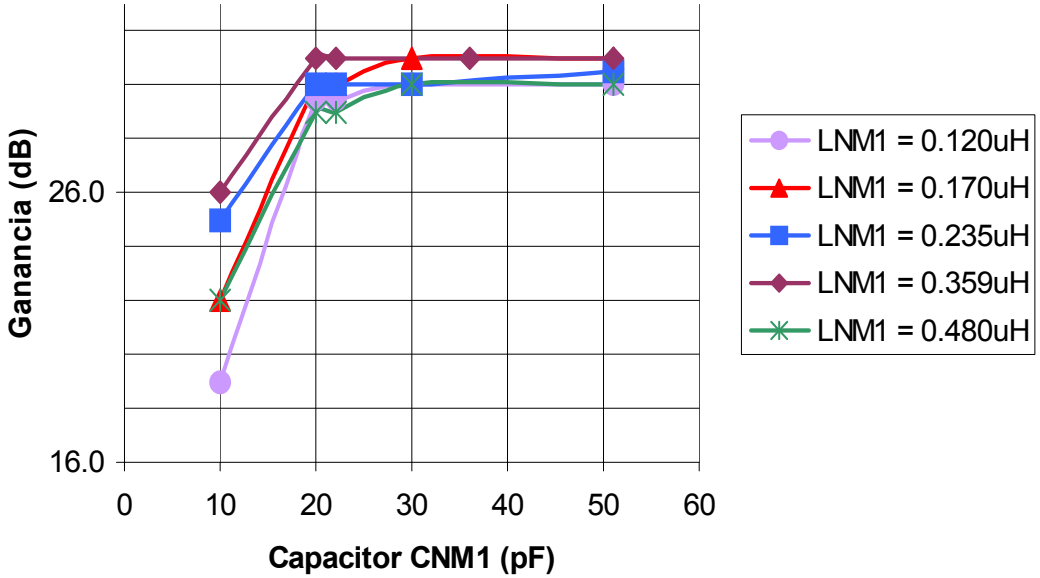



FIGURA 3.22. GANANCIA PARA DIFERENTES COMBINACIONES DE CAPACITOR E INDUCTANCIA EN LA RED DE ENTRADA

De acuerdo a los resultados obtenidos en la tabla 3.4, se puede concluir lo siguiente:

- La combinación de valores para los cuales se obtiene la menor figura de ruido del amplificador es con $C_{NM1}$=20pF, $L_{NM1}$=0.235uH, de los cuales $C_{NM1}$ traslada

la impedancia de 50Ω de la carga sobre la curva de resistencia constante hasta alcanzar el punto "N" (figura 3.20) y de allí, $L_{NM1}$ lleva éste punto hasta "P" sobre la curva de conductancia constante de 1.7mmhos, por lo que el coeficiente de reflexión óptimo ($\Gamma_{OPT}$) es $0.85\angle 42.87^{O}$, lo que corresponde a una impedancia de $27.8 + j121.8\Omega$ "vista" por el nuvistor (figura 3.20).

- La ganancia se mantiene prácticamente invariable, lo cual ratifica el criterio de dominancia de la red de salida en la ganancia de la primera etapa. Excepto para el caso en que $C_1$=10pF, lo que se debe a que a 50MHz la impedancia del capacitor es un valor alto (318Ω) lo que atenúa a la señal de entrada, es decir, con este valor el capacitor ya no actúa como un elemento de adaptación de impedancia.
- Asimismo, es recomendable colocar un capacitor variable $C_{NM1'}$ en paralelo con $L_{NM1}$ (figura 3.23), de modo tal que se tenga la libertad de lograr un ajuste mas exacto de la figura de ruido al momento de probar el amplificador. Esto, se debe a que con $C_{NM1'}$, se puede trasladar el punto "P" sobre la curva de conductancia constante de 1.7mmhos, y conseguir así la mínima figura de ruido.

## 3.7 CIRCUITO ADICIONAL DE PROTECCIÓN

Como se mencionó en la sección 3.5.5, es recomendable colocar dos diodos formando un circuito *clamping* para limitar cualquier pico que logre pasar el nuvistor. Sin embargo, hay que tomar en cuenta lo siguiente:

- Cada diodo presenta un determinado nivel de capacitancia, la cual se incrementa conforme aumenta la frecuencia de trabajo, por lo que a 50MHz los diodos pueden alterar el comportamiento del circuito (frecuencia de resonancia y ancho de banda).
- El diseño de un limitador de voltaje con diodos (circuito *clamping*) debe ser tal, que la corriente en su punto de reposo sea cero ($I_{AK}$=0).

Por lo tanto, para lograr superar dichos obstáculos, se hará lo siguiente:

- Se colocarán diodos en serie para reducir la capacidad total del conjunto, aunque esto hará que el valor de $C_{NM2}$ se vea reducido, ya que la capacidad de los diodos aportará parte de la capacidad total requerida en la etapa intermedia (expresión 3.20).

$$C_{NM\,2_TOTAL} = C_{total_diodos} + C_{NM\,2} \qquad \ldots 3.20$$

  Por lo tanto, para calcular el valor de $C_{NM2}$ (que será un capacitor variable), se debe conocer el valor de $C_{total_diodos}$ y para esto se debe conocer el número total de diodos a emplear así como la capacidad de cada uno de estos a 50MHz.

- El grupo de diodos se colocarán paralelos al transformador $T_{NM2}$ para que de esa forma ningún grupo de diodos se encuentre conduciendo en DC (figura 3.23).

La elección del diodo, así como la cantidad a usar serán vistas en el siguiente capítulo.

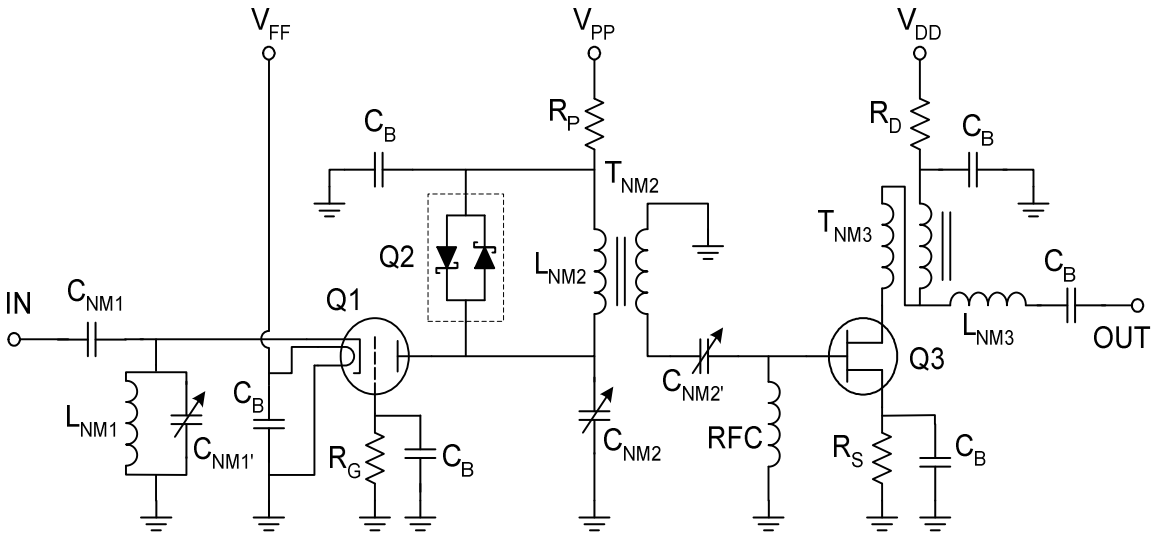



FIGURA 3.23. CIRCUITO ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO DISEÑADO EN BASE A LOS PARÁMETROS "S" MEDIDOS[ϒ]

ϒ: El capacitor variable $C_{NM1'}$ sirve como un ajuste fino de la figura de ruido del nuvistor para compensar los efectos de la tarjeta y del alojamiento mecánico, cuyo diseño se explicará en el capítulo 4.

# CAPÍTULO CUATRO: CONSTRUCCIÓN DEL PRE-AMPLIFICADOR

## 4.1 INTRODUCCIÓN

La construcción del amplificador se puede dividir en dos etapas: mecánica y electrónica. La primera comprende todos los factores que se deben tomar en consideración para el diseño y construcción del alojamiento mecánico, con la finalidad de lograr la menor interferencia posible tanto de señales externas como internas, para lo cual se debe tomar en cuenta una serie de criterios. La segunda etapa comprende la elección de los componentes mas adecuados con el objeto de lograr que los resultados teóricos sean lo mas parecido posible a los resultados prácticos, así como el diseño y construcción de la tarjeta de circuito impreso.

## 4.2 ELECCIÓN DE COMPONENTES DEL CIRCUITO

En la construcción de circuitos de RF es importante hacer una correcta elección de componentes, de modo tal que sus valores sean lo más exacto posible a los valores obtenidos en el diseño y permanezcan sin variación durante los

largos períodos de tiempo en los que el circuito trabajará ininterrumpidamente. Asimismo, se debe procurar que estos componentes tengan un efecto mínimo sobre el resto de dispositivos o pistas ya que hay casos como las inductancias cuyo campo magnético generado puede llegar a interferir seriamente en el funcionamiento del resto de dispositivos o como los capacitores cuyo valor se puede degradar rápidamente si no se usa el material adecuado.

Con la finalidad de seguir el proceso de elección de componentes de una forma más fácil, se vuelve a mostrar la figura 3.23 en la figura 4.1.

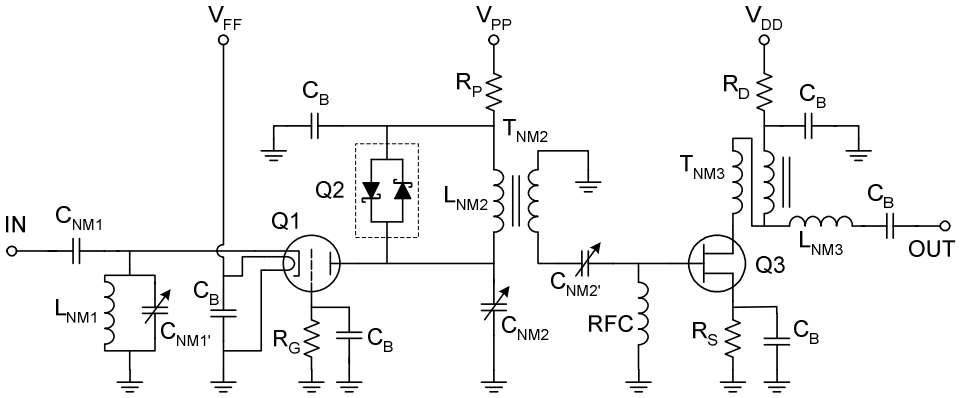



FIGURA 4.1. ESQUEMÁTICO DEL PRE-AMPLIFICADOR DISEÑADO

### 4.2.1 RESISTENCIAS

Las resistencias de película metálica (*metal film*) son las más adecuadas en RF, ya que exhiben una muy buena estabilidad para frecuencias de hasta 100MHz si su valor es menor a 10kΩh, (figura 4.2).

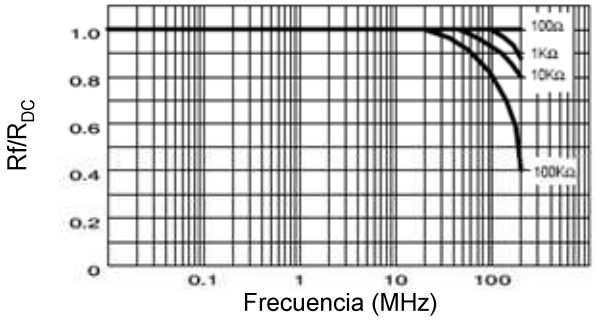



FIGURA 4.2. RELACIÓN ENTRE EL VALOR REAL DE LA RESISTENCIA (Rf) Y SU VALOR EN DC ($R_{DC}$) (Catálogo de resistencias de IRC Technologies)

Sin embargo, dado que $R_G$, $R_P$, $R_D$ y $R_S$ trabajan en DC mayormente (debido a los choques RFC), no es absolutamente necesario usar resistencias de *metal film*.

### 4.2.2 INDUCTANCIAS

En RF, los núcleos toroidales (a diferencia de los núcleos de aire) son muy usados por poseer un "Q" elevado (permeabilidad alta) y por tener la propiedad del auto-blindaje, esto quiere decir, que un toroide contiene completamente dentro de sí al flujo magnético producido por la corriente circulante en su bobinado, evitando así problemas de interferencia con dispositivos aledaños.

#### 4.2.2.1 TIPOS DE TOROIDE

Los dos tipos de materiales usados en la elaboración de toroides son el hierro en polvo y la ferrita, los cuales se describen brevemente a continuación:

**a) Toroides de hierro en polvo**

Se caracterizan por su bajo nivel de pérdidas, su alta estabilidad ante variaciones bruscas de temperatura y su capacidad de trabajar en altas frecuencias, por lo que son muy adecuados en aplicaciones de circuitos sintonizados y filtros con anchos de banda muy angostos.

Para un valor de inductancia determinado, el número de vueltas necesario (N) está dado por la expresión 4.1 (ARRL, [18]) y sus características se muestran en las tablas 4.1 y 4.2.

$$N = 100\sqrt{\frac{L}{A_L}} \qquad \ldots 4.1$$

donde: L : valor de inductancia requerida en microhenrios (uH)

$A_L$: índice de inductancia característico (uH / 100 vueltas)..

TABLA 4.1. PROPIEDADES DE MATERIALES UTILIZADOS EN TOROIDES DE HIERRO EN POLVO PARA RF (Cox [17])

| Nro. | Material | µi | Rango (MHz) | Costo Relativo[Y] | Código de colores |
|---|---|---|---|---|---|
| 4 | Carbonil J | 9.0 | 3.0 - 40 | 2.0 | Azul / Blanco |
| 7 | Carbonil TH | 9.0 | 1.0 - 25 | 2.0 | Blanco / Transparente |
| 10 | Carbonil W | 6.0 | 15 - 100 | 4.7 | Negro / Transparente |
| 12 | Oxido sintetico | 4.0 | 30 - 250 | 1.5 | Verde / Blanco |
| 17 | Carbonil | 4.0 | 20.0 - 200 | 3.1 | Azul / Amarillo |
| 0 | Fenolico | 1.0 | 50.0 -350 | 1.0 | Café claro / Café Claro |

[Y]: El precio base es de $0.30 (material fenólico).

TABLA 4.2. ÍNDICE DE INDUCTANCIA CARACTERÍSTICO (uH/100 vueltas) PARA ALGUNOS TOROIDES DE HIERRO EN POLVO (Cox [17])

| TOROIDE[W] | MATERIAL | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | 2 | 6 | 10 | 12 | 17 |
| T20 | 27 | 22 | 16 | 10 | 10 |
| T25 | 34 | 27 | 19 | 12 | 12 |
| T30 | 43 | 36 | 25 | 16 | 16 |
| T37 | 40 | 30 | 25 | 15 | 15 |

**b) Toroides de ferrita**

Poseen altos valores de permeabilidad, por lo que son usados como bobinas de choque y transformadores de banda ancha además de que no trabajan muy bien en altas frecuencias (mayor a 30MHz), debido a la gran cantidad de pérdidas que poseen. Así, para un valor de inductancia determinado, el número de vueltas necesario está dado por la expresión 4.2 (ARRL, [18]):

$$N = 1000\sqrt{\frac{L}{A_L}} \qquad \ldots 4.2$$

donde: L : inductancia en milihenrios (mH)

$A_L$: índice de inductancia (1 mH / 1000 vueltas)

Sus características se muestran en las tablas 4.3 y 4.4.

TABLA 4.3. PROPIEDADES DE MATERIALES UTILIZADOS EN TOROIDES DE FERRITA PARA RF (Amidon Associates Inc.).

| Nro. | $\mu_i$ | Frecuencia de trabajo en Circuito Resonante (MHz) | Frecuencia de trabajo en Circuito de banda ancha (MHz) |
|---|---|---|---|
| 61 | 125 | 0.2 - 15.0 | 10.0 - 200.0 |
| 63 | 40 | 15.0 - 25.0 | 50.0 - 300.0 |
| 67 | 40 | 10.0 - 80.0 | 200.0 - 1000.0 |
| 73 | 2500 | 0.001- 1.0 | 0.2 - 15.0 |

TABLA 4.4. ÍNDICE DE INDUCTANCIA CARACTERÍSTICO (mH/1000 vueltas) PARA ALGUNOS TOROIDES DE FERRITA (Amidon Associates Inc.)

| TOROIDE[W] | MATERIAL | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 43 | 61 | 63 | 75 |
| FT23 | 188 | 25 | 7.9 | .-- |
| FT37 | 420 | 55 | 17.7 | 2210 |
| FT50 | 523 | 68 | 22 | 2750 |

[W]: La nomenclatura de los toroides se muestra en el anexo I

### 4.2.2.2 NÚMERO MÁXIMO DE VUELTAS EN UN TOROIDE

Dependiendo del tamaño del toroide y del calibre del alambre, habrá un número máximo de espiras admisible. Estos datos también son provistos por los diversos fabricantes y una parte de ellos se muestra en la tabla 4.5.

TABLA 4.5. NÚMERO MÁXIMO DE ESPIRAS EN UN TOROIDE EN FUNCIÓN DEL CALIBRE DE ALAMBRE Y DIÁMETRO DEL NÚCLEO (Cox, [17])

| Calibre de alambre (AWG) | 34 | 32 | 30 | 28 | 26 | 24 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Toroide | Numero de vueltas (N) | | | | | |
| T22 | 31 | 23 | 18 | 13 | 10 | 7 |
| T23 | 35 | 26 | 20 | 14 | 11 | 8 |
| T25 | 41 | 31 | 24 | 18 | 14 | 10 |
| T30 | 54 | 42 | 33 | 25 | 20 | 15 |
| T37 | 70 | 57 | 45 | 37 | 29 | 22 |

### 4.2.2.3 ELECCIÓN DE INDUCTANCIAS PARA EL DISEÑO

De acuerdo al diseño hay dos inductancias ($L_{NM1}$ y $L_{NM3}$), dos transformadores ($T_{NM2}$ y $T_{NM3}$) y una bobina de choque (*RFC*), cada uno de los cuales se debe analizar por separado.

- $L_{NM1}$ y $L_{NM3}$ tienen un valor de 0.235uH y 47nH respectivamente y desempeñan la función principal de adaptación de impedancias en un amplificador de banda angosta (3MHz). Por lo tanto, la opción mas adecuada es un toroide de hierro en polvo, y de acuerdo a la tabla 4.1, los materiales mas adecuados son el 10, 12 y 17. Cualquiera de ellos puede ser usado, la única diferencia que habrá entre uno y otro es el número de vueltas de alambre en el toroide, ya que eso dependerá del índice de inductancia característico ($A_L$) el cual depende a su vez del tamaño y material del toroide. En este caso se emplea el material №12 en ambos por ser más comercial que los números 10 o 17. Sus características se muestran en las tablas 4.1 y 4.2.

  El tamaño de toroide en general puede ser cualquiera, pero dado que los valores de inductancia buscados son pequeños, es suficiente con elegir un toroide pequeño. Por lo tanto, se usará el toroide T-25, en ambas inductancias.

Así, se logra tener cierta uniformidad en los componentes facilitando su reemplazo en caso de pérdida o reparación eventuales.

Teniendo definidos el tamaño y material a usar, el índice de inductancia característico ($A_L$) es 12 (tabla 4.2) y usando la expresión 4.1 se obtiene el número de vueltas requerido ($N_{LNM1}$= 14, $N_{LNM3}$= 6). Por lo tanto, el calibre del alambre mas adecuado es el AWG № 30 (tabla 4.5). No obstante, si alguno de los valores ($N_{LNM1}$ ó $N_{LNM3}$) excediera el máximo número de vueltas admisible en un T-25 (tabla 4.5), se tendría que elegir un tamaño mayor (por ejemplo un T-30), por lo que el $A_L$ sería distinto y por tanto, se tendría que calcular nuevamente el número de vueltas necesario.

- $T_{NM2}$: Por ser parte importante en la selección de la frecuencia de resonancia del equipo (banda angosta), así como en la adaptación de impedancia entre el nuvistor y el GaAsFET, se usará también un toroide de hierro en polvo y siguiendo el procedimiento de $L_{NM1}$ y $L_{NM3}$, el material utilizado será el №12. El primario de $T_{NM2}$ ($L_{NM2}$) debe tener una inductancia de 0.475uH (sección 3.6.1.2) y dado que hay dos enrollados, es preferible usar un tamaño de toroide T-30 ($Ø_{ext}$=0.3”), por lo que el $A_L$ es 16 y el número de vueltas necesario es 17 en el primario y 9 en el secundario para cumplir así la relación 1:0.51. Por lo tanto, el calibre de alambre necesario es el AWG № 30.
- $T_{NM3}$: Por ser un transformador de banda ancha sus bobinados deben tener un valor de inductancia elevado para que de esa forma se desempeñe únicamente como un transformador de impedancia en un rango amplio de frecuencias. Por lo tanto, lo más adecuado es un toroide de ferrita.

  El toroide elegido es el FT-23-61 ($A_L$ = 25, tabla 4.5) por trabajar en el rango de 10MHz a 200MHz como un transformador de banda ancha (ver tabla 4.3).

  En cuanto al número de vueltas, se escogió un valor de 16, obteniéndose así una inductancia de 12.8uH en el primario y 6.4uH en el secundario, los cuales representan valores altos de impedancia en RF (640Ω y 320Ω respectivamente).

Finalmente, para poder obtener el número de vueltas requerido, y mantener la uniformidad con el resto de inductancias, el calibre de alambre usado es el AWG №.30 (tabla 4.5).

- Bobina de choque *RFC*: Por tener únicamente la función de separar la señal del nivel DC en la compuerta del GaAsFET, se puede usar un toroide de ferrita para obtener así un valor de inductancia elevado (de preferencia mayor a 10uH). Por lo tanto, se usa un toroide FT-37-61, con 15 vueltas de alambre AWG №.26 para lograr una inductancia de 13uH.

### 4.2.3 DIODOS

El diodo que se elija debe ser capaz de soportar y responder rápidamente a cualquier pico de voltaje (o corriente) que logre pasar por el nuvistor, así como de presentar una baja capacidad a 50MHz, para que así la frecuencia de resonancia del amplificador no se vea afectada (por estar en paralelo a $C_{NM2}$). Por tanto, los posibles diodos son el SD101AW, el BAT43W, el BAT42W y el DGS10-03A, cuyas características se muestran en la tabla 4.6 en donde los puntos más importantes a tener en cuenta son la capacidad $C_T$ y el pico de corriente que soportan, ya que estos dos puntos determinarán el número total de diodos a emplear. De todos ellos se escogió el diodo Schottky BAT42W, el cual, aparte de cumplir con los requerimientos mencionados, está disponible en el radio observatorio por ser usado ampliamente en otros proyectos.

TABLA 4.6 CARACTERISTICAS PRINCIPALES DE POSIBLES DIODOS USADOS COMO PROTECCIÓN EN LA ETAPA INTERMEDIA

| **CARACTERISTICA** | **BAT42W** | **BAT43W** | **SD101AW** | **DGS10-03A** |
|---|---|---|---|---|
| Voltaje continuo máx. | 30V | 30V | 60V | 100V |
| $V_F$ | 0.4V | 0.33V | 1.00V | 1.6V |
| Capacidad $C_T$ (F=1MHz) | 10pF | 10pF | 2pF | 9pF |
| Pico No-repetitivo máx | 4A | 4A | 2A | 11A |
| Potencia disipada máx. | 200mW | 200mW | 400mW | 34W |
| Tamaño | SOD-123 | SOD-123 | SOD-123 | TO-220 |

De acuerdo a los valores de la tabla 4.6, sería suficiente con usar un total de cuatro diodos, ya que $C_{total_diodos}$ sería de 10pF, el cual es igual al valor calculado

para $C_{NM2}$. Sin embargo, esto no es recomendable, ya que el dispositivo que debe determinar la sintonización del amplificador debe ser un capacitor variable de tal modo que se tenga la libertad suficiente de ajustar el valor mas adecuado en caso el resultado teórico no se ajuste al resultado práctico. Además, hay que tener en cuenta que la capacidad $C_T$ de 10pF es para una frecuencia de 1MHz, por lo que lo mas seguro es que a 50MHz, el valor de $C_T$ será mayor (tal vez en varios picofaradios). Un número adecuado es de diez diodos por lado, con lo que se asegura que la capacidad total no interferirá en la sintonización del amplificador. Por ejemplo, en el supuesto caso que $C_T$ sea 30pF a 50MHz, la capacidad total será 6pF, con lo que el valor de $C_{NM2}$ sería de 4pF.

### 4.2.4 CAPACITORES

En el circuito hay tres tipos de capacitores: el capacitor de entrada $C_{NM1}$, los capacitores variables $C_{NM1'}$, $C_{NM2}$ y $C_{NM2'}$ (también llamados trimmers) y los capacitores de acoplo y desacoplo $C_B$ (figura 4.1).

- $C_{NM1}$: Por ser parte de la red de entrada que determina la figura de ruido de todo el amplificador y estar sometido a los eventuales picos que se pueden presentar en cualquier momento, el componente se puede degradar más rápido que el resto de dispositivos, por lo que es necesario usar un capacitor de mica. Además, éste es muy estable y posee excelentes características ante variaciones de temperatura por tener un coeficiente de temperatura muy bueno. Asimismo, puede ser usado en un rango amplio de frecuencias por lo que se emplea en circuitos resonantes, filtros y en todo tipo de aplicaciones de RF.
- Capacitores variables $C_{NM1'}$, $C_{NM2}$ y $C_{NM2'}$: Hay varios tipos de trimmers, siendo la diferencia entre ellos el material dieléctrico que poseen. Sin embargo, en aplicaciones de radiofrecuencia es recomendable usar capacitores variables con dieléctricos tales como PTFE (politetrafluoretileno), PP (Polipropileno) o policarbonato ya que estos exhiben una muy buena estabilidad en frecuencia y temperatura y son fácilmente reconocibles por su codificación de colores. De todos ellos, los trimmers de polipropileno son los más adecuados para la

aplicación, dado que pueden trabajar hasta con un voltaje de $100V_{DC}$ y además hay una mayor disponibilidad de ellos en el mercado.

Para el caso de $C_{NM1'}$, su función principal es la de tratar de reducir la figura de ruido total, por lo que su valor dependerá de las pruebas finales que se realizarán. Por ende, se requiere que su rango de variación no sea muy pequeño. Por tanto, un rango adecuado de capacitancia es entre 2 y 15pF ó entre 2 y 20pF.

Para el caso de $C_{NM2}$, tampoco se sabe exactamente su valor, pero considerando que su función principal es la de sintonización, éste debe tener un ajuste fino para un rango pequeño de frecuencias. Por tanto, el trimmer más adecuado es aquel en el rango de 1.6 a 5pF (si $C_{total_diodos}$ es mayor a 5pF) ó aquel cuyo rango está entre 2 y 10pF (si $C_{total_diodos}$ es menor a 5pF).

Finalmente, ya que el valor calculado para $C_{NM2'}$ es 35pF, el trimmer más adecuado es aquel cuyo rango de variación está entre 3 y 36pF.

TABLA 4.7. CARACTERÍSTICAS DE LOS CONDENSADORES VARIABLES DEL PRE-AMPLIFICADOR (Sprague-Goodman Electronics, Inc.)

| Capacitor | Valor Calculado (pF) | Rango (pF) | $V_{DC}$ max | Color |
|---|---|---|---|---|
| $C_{NM1'}$ | Depende de NF | 2.0 - 15 | 100 | Azul |
| $C_{NM2}$ | Depende de $C_{total_diodos}$ | 1.6 - 5.0 | 100 | Blanco |
| $C_{NM2'}$ | 35 | 3.0 - 36 | 100 | Violeta |

- Capacitores de Acoplo y Desacoplo $C_B$: La función de estos es la de separar las componentes de DC y AC. Para esto, en señal deben representar un valor pequeño de impedancia, que por criterio de diseño debe ser menor a 0.1Ω, y en DC, un circuito abierto, entonces:

$$Z_B = \left| \frac{1}{j\omega C_B} \right| < 0.1\Omega \quad \Rightarrow C_B > 31.8nF \qquad \ldots 4.3$$

Por lo tanto, un condensador adecuado es del tipo monolítico de 0.1uF por ser más estable ante variaciones de temperatura y trabajar a frecuencias algo mayores que el resto de capacitores y estar ampliamente disponible en el mercado nacional.

## 4.3 DISEÑO DEL ALOJAMIENTO MECÁNICO

El blindaje o alojamiento mecánico es meramente un atenuador de señales indeseables que trabaja sobre la base de dos principios: *absorción y reflexión,* tal como se ve en la figura 4.3, donde $E_{in}$ es una señal indeseable que intenta ingresar y $E_{out}$ es una pequeña fracción de $E_{in}$ que logra pasar el blindaje (atenuación) y $E_{reflejado}$ es la porción de $E_{in}$ que es reflejada gracias a la conductividad del material (reflexión).

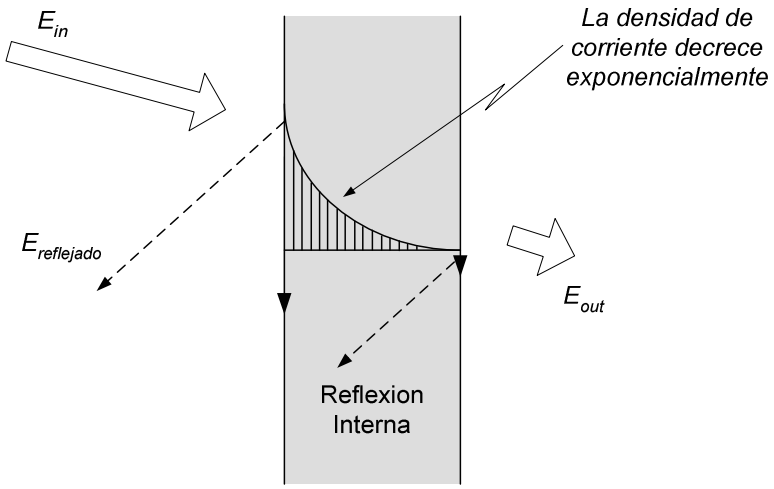



FIGURA 4.3. MECANISMOS BÁSICOS DE BLINDAJE (Mardiguian, [13])

La *absorción* depende de cuatro parámetros: grosor, conductividad, permeabilidad y frecuencia, los cuales forman parte de la expresión 4.4 que indica el nivel de atenuación.

$$A_{dB} = 131.t\sqrt{F\mu_r\sigma_r} \qquad \ldots 4.4$$

donde: $A_{dB}$ = Atenuación en dB

$t$ = grosor de la pared de blindaje en mm.

$F$ = frecuencia en MHz.

$\mu_r$ = Permeabilidad relativa del material

$\sigma_r$ = conductividad relativa del material

Para materiales no-magnéticos (permeabilidad $\mu_r=1$) la atenuación aumenta con la conductividad ($\sigma_r$), y para materiales magnéticos ($\mu_r>1$), aumenta con la permeabilidad ($\mu_r$), lo que hace que para casos tales como el hierro o el acero ($300<\mu_r<1000$, $\sigma_r\approx 0.17$) se logre una gran atenuación con un grosor delgado; no

obstante, si la frecuencia en estos sobrepasa unos cuantos cientos de kilohertz la permeabilidad generalmente colapsa a un valor de uno, mientras que la conductividad permanece aún en un valor mediocre. Es por eso que el material mas adecuado en RF y microondas es un material no-magnético.

Por otro lado, la *reflexión* se incrementa básicamente con la conductividad de la superficie por lo que si se quiere conseguir un buen grado de reflexión se debe de usar también un material no-magnético.

Por lo tanto, el material mas adecuado para la elaboración del alojamiento mecánico es el aluminio ($\mu_r$=1, $\sigma_r$=0.6), no solo por ser un material no-magnético, sino porque es muy fácil de trabajar (fundir, maquinar, etc.) por lo que el costo de mano de obra es menor. En cuanto al grosor, este será de 4mm, lo que resultará en una atenuación de 2870dB a 50MHz. Ahora, si bien dicho grosor de las paredes parece demasiado, por otro lado, el equipo presentará rigidez y permitirá asegurar la tarjeta en diversos puntos, asegurando con esto un buen contacto con tierra (ver anexo G).

## 4.4 CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE LA TARJETA IMPRESA

En altas frecuencias se presentan básicamente dos problemas: interferencia electromagnética (EMI), por el cual las señales producidas por distintos elementos radiantes (antenas, cables, etc.) interfieren con el funcionamiento normal de un dispositivo electrónico y el *crosstalk*, por el cual las mismas pistas de la tarjeta se empiezan a comportar como pequeñas antenas, causando interferencia en las pistas contiguas (el efecto de las resistencias, ,inductancias y condensadores no se considera, ya que la elección cuidadosa de éstos, realizada en la sección 4.2, también fue con la finalidad de minimizar dicho problema sobre las pistas).

Ambos problemas dependen básicamente de la frecuencia ya que en altas frecuencias las señales son “radiadas” mientras que en bajas frecuencias, son “conducidas” por lo que el riesgo de diseñar una tarjeta en altas frecuencias es mayor. La frecuencia límite hasta la cual se considera que no hay problema de

energía radiada es 30MHz (Benedict [14]), por lo que para nuestro caso (50MHz), se debe tomar en cuenta factores tales como el material de la tarjeta impresa, las pistas de alimentación, separación mínima entre pistas de señal, ubicación del plano de tierra y distribución de componentes, para evitar los problemas mencionados.

### 4.4.1 MATERIAL DE LA TARJETA IMPRESA

Hay varios tipos de sustrato, de los cuales los más usados son el teflón y el FR4, también conocido como fibra de vidrio, con sus características mostradas en la tabla 4.8. Las placas de teflón son realmente buenas, pero también muy caras. Son de resistencia mecánica alta, y no tienen esa tendencia a absorber la humedad (higroscopía) que ocasiona problemas de conductividad indeseable cuando la distancia entre pistas es muy corta. Por otro lado, la fibra de vidrio es la más utilizada, puesto que ofrece buena resistencia mecánica y aislamiento eléctrico, pocas pérdidas (tangente de pérdidas), es relativamente económica y fácil de encontrar. Es por eso, que para el presente proyecto se utilizará la fibra de vidrio como material para la elaboración de la tarjeta.

TABLA 4.8. CARACTERÍSTICAS DE LA FIBRA DE VIDRIO Y DEL TEFLÓN
(Rogers Corporation, Inc.)

| Material | Permeabilidad relativa al aire ($\varepsilon_r$) | Tangente de Pérdidas a 1.0GHz ($\delta$) | Costo/pie$^2$ |
|---|---|---|---|
| **FR4** | 4.1 - 4.8 | 0.02 - 0.03 | $2.50 |
| **Teflón** | 2.94 | 0.0012 | $100.00 |

### 4.4.2 PISTAS DE ALIMENTACIÓN

La impedancia de las pistas de alimentación no es nula ya que la corriente va a generar ruido, el cual será tanto más crítico cuanto mayor sea la sensibilidad al ruido de los dispositivos electrónicos usados. Esto se debe a que la impedancia de las pistas presenta una componente inductiva que es predominante e independiente de la sección pero proporcional a la longitud de la pista, por lo que sólo una disminución de ésta permitirá reducir el ruido de alimentación. Por lo tanto, como criterio de diseño se debe procurar que la longitud de las pistas de alimentación sea mínima.

### 4.4.3 LONGITUD DE PISTAS DE SEÑAL

A mayor frecuencia, las pistas de señal tienden a comportarse como líneas de transmisión. La manera de saber si esto sucederá en un diseño específico es mediante el uso de la siguiente regla: Si la longitud de la pista es mayor o igual a la décima parte de la longitud de onda de la señal, dicha pista deberá ser considerada como una línea de transmisión. Para el caso específico de diseño, $\lambda/10 = 0.6m$, por lo tanto, a menos que la tarjeta sea muy grande, no hay de que preocuparse, ya que las pistas no se comportarán como líneas de transmisión, sino, únicamente como elementos ideales de conducción.

### 4.4.4 DISTANCIA MÍNIMA ENTRE PISTAS DE SEÑAL PARALELAS

El hecho de transportar señal implica que las pistas se comportarán como pequeñas antenas o elementos radiantes. Por lo tanto, un buen diseño permitirá evitar problemas de *crosstalk*.

De la teoría electromagnética se sabe que si hay dos superficies a distinto potencial, separadas por una determinada distancia, una capacitancia se formará entre ellas y su valor dependerá directamente de la permitividad del material presente entre ellas e inversamente de la distancia que las separa. Por lo que si dos pistas están lo suficientemente cerca, la capacitancia $C_m$ entre ellas será apreciable y tendrá un efecto nocivo sobre la señal que se está transportando. Además, se debe considerar la inductancia mutua $L_m$ entre las pistas la cual dependerá de la longitud del trayecto en la que ambas se encuentren paralelas (figura 4.4).

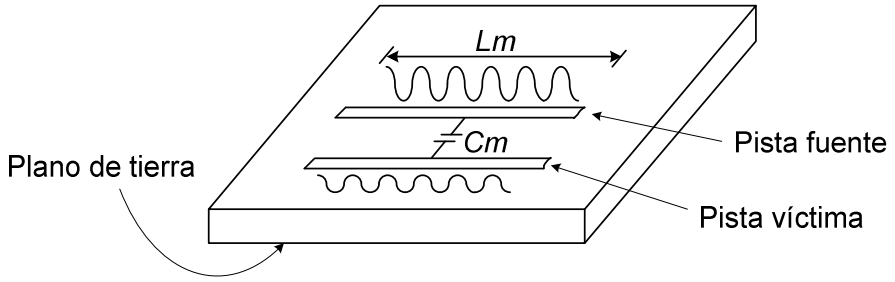



FIGURA 4.4. CAPACITANCIA E INDUCTANCIA PARÁSITAS ENTRE DOS PISTAS

Por lo tanto, en un circuito impreso se debe procurar que las pistas estén separadas una distancia mínima. Para hallar dicha distancia se hace uso de la "Regla *3W*" la cual dice que las pistas de señal deben estar separadas una de la otra, una distancia mínima igual a tres veces el ancho de las pistas. De esta forma, en caso haya *crosstalk*, se logra una reducción de hasta un 70% de éste. Si las pistas están separadas una distancia igual a diez veces su ancho, la reducción del *crosstalk* llega a ser hasta de un 98% (Benedict, [14]). (figura 4.5).

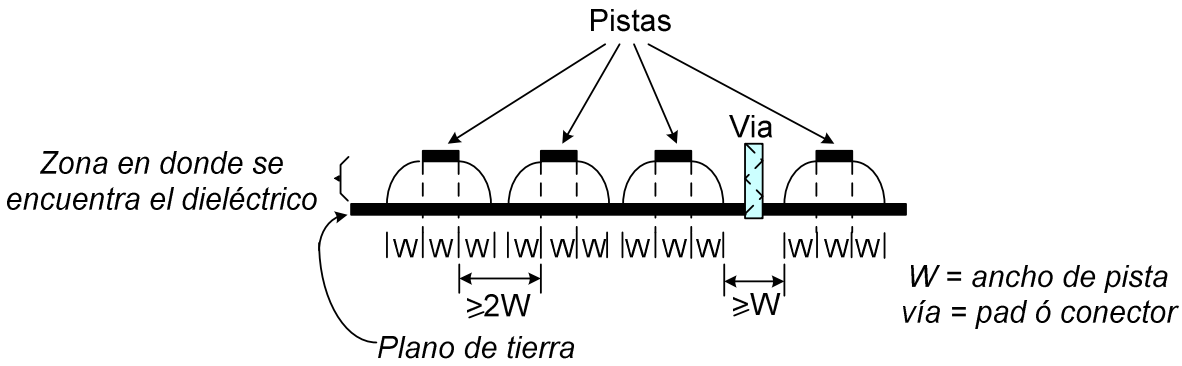



FIGURA 4.5. SEPARACIÓN MÍNIMA ENTRE PISTAS DE SEÑAL (REGLA 3W)

### 4.4.5 PLANO IMAGEN

Un plano imagen o plano de tierra, es una capa de cobre que está físicamente adyacente al plano donde se encuentran las pistas de señal, y provee un camino de baja impedancia para el retorno de las corrientes de RF. Por lo tanto, con el uso de planos imagen se logra reducir considerablemente los problemas de EMI y *crosstalk* ya que dichas corrientes usan el plano de tierra en vez del aire para propagarse, tal como se ve en la figura 4.6.

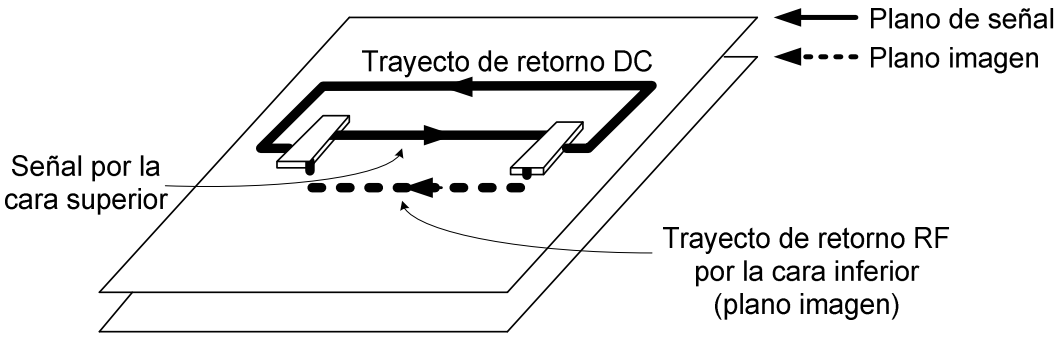



FIGURA 4.6. TRAYECTOS DE RETORNO DE LAS SEÑALES DE DC Y RF (DISEÑO RECOMENDADO)

Según INTEL® [15], no se recomienda colocar pistas de señal en zonas adyacentes en donde no haya un plano imagen, ya que en ese caso el camino de retorno de la señal de RF sería mas largo y por ende, la posibilidad de EMI se incrementaría, tal como se ve en la figura 4.7, en la cual las corrientes de retorno tienen que seguir un trayecto mas largo, dado que hay zonas sin tierra en el plano imagen, justo por debajo de la pista que transporta la señal.

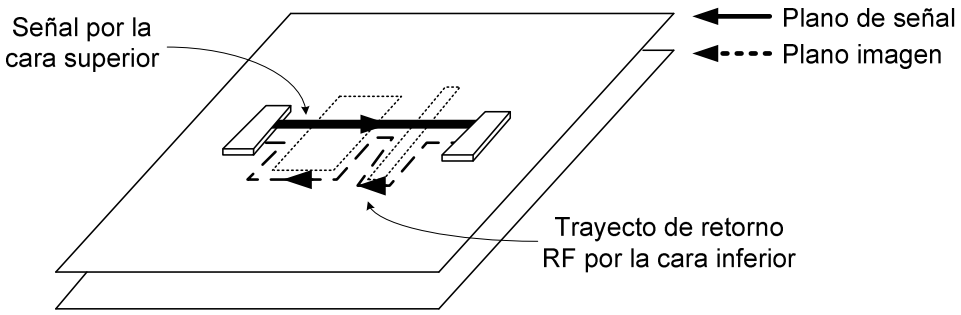



FIGURA 4.7. TRAYECTO DE RETORNO DE UNA SEÑAL DE RF ANTE LA AUSENCIA DE UN PLANO IMAGEN (DISEÑO NO-RECOMENDADO)

Asimismo, las características de la tarjeta obtenida, en base a los criterios descritos anteriormente, son las mostradas en la tabla 4.9, y la tarjeta obtenida se puede ver en el anexo F, donde se detalla la distribución de componentes y de las pistas.

TABLA 4.9. CARACTERÍSTICAS DE LA TARJETA DE CIRCUITO IMPRESO DEL PRE-AMPLIFICADOR

| | Valor | Unidades |
|---|---|---|
| **Material del Sustrato** | FR4 | |
| **Número de caras** | 2 | |
| **Grosor del substrato (h)** | 0.0632 | pulg |
| **Grosor del plano de cobre (t)** | 0.0014 | pulg |
| **Ancho de pistas (W)** | 1.27 | mm |
| **Separación mínima entre pistas (d)** | 3.81 | mm |

### 4.4.6 DISTRIBUCIÓN DE COMPONENTES EN EL ALOJAMIENTO MECÁNICO

Al igual que en el caso de las pistas, es necesario considerar la interferencia causada por los distintos componentes que conforman el circuito, para lo cual se debe evitar la cercanía entre estos (por ejemplo, resistencias).

Por lo tanto, el alojamiento mecánico se divide en siete secciones (figura 4.8) en donde están la red de entrada, el nuvistor, la red intermedia, la red de salida más el FET y los tres pines de alimentación, ya que:

- La señal de entrada es muy pequeña, por lo que es necesario lograr la menor interferencia posible por parte de componentes aledaños.
- Al calentarse el nuvistor (debido al filamento), se genera ruido térmico, por lo que es necesario aislarlo del resto de componentes.
- La red intermedia debe estar separada del FET, ya que dada la cantidad de diodos usados, la probabilidad que éstos afecten al transistor es muy alta.
- Los pines de alimentación deben estar separados del resto de componentes para evitar que el ruido de fuente afecte el desempeño del sistema.
- No es necesario separar el FET de la red de salida, ya que la mayoría de componentes usados son toroides, los cuales encierran dentro de sí al flujo magnético generado.

Asimismo, es recomendable evitar la colocación de componentes en paralelo para evitar así la inducción de campos magnéticos entre ellos (figura F.1, anexo F).

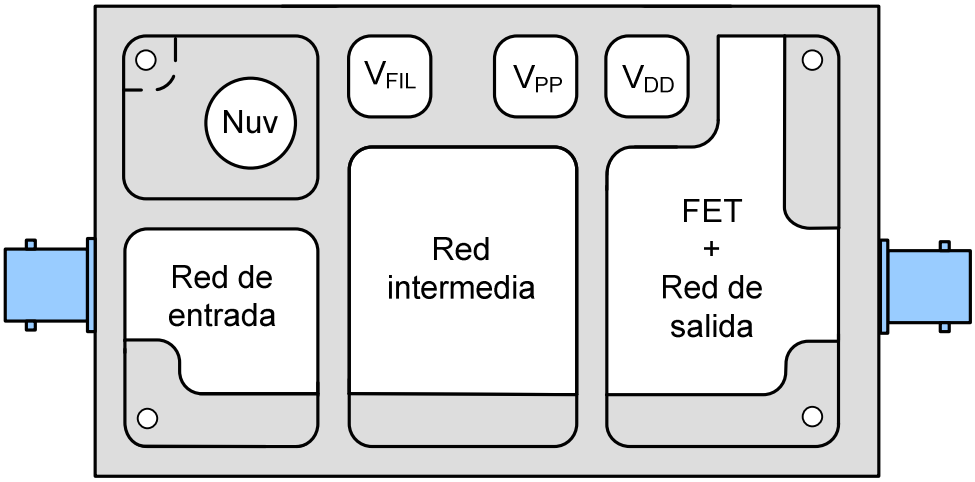



FIGURA 4.8. DISTRIBUCIÓN DE LAS REDES DEL PRE-AMPLIFICADOR EN EL ALOJAMIENTO MECÁNICO DISEÑADO

# CAPÍTULO CINCO: RESULTADOS

## 5.1 INTRODUCCIÓN

A lo largo de los capítulos anteriores se han tocado dos puntos fundamentales: la medición de parámetros “S” del nuvistor y del GaAsFET y la aplicación de una serie de criterios y conceptos para el diseño del amplificador. Por tanto, lo que resta es someter a prueba el desempeño del circuito para las condiciones reales de trabajo y ver que mejora hacer con la finalidad de alcanzar los objetivos establecidos.

## 5.2 PARÁMETROS “S” MEDIDOS

En el capítulo tres se mencionó que las mediciones de parámetros “S” del nuvistor y del FET se harían no solamente para 50MHz sino, para un rango de frecuencias de tal modo que se pueda entender el comportamiento general de cada uno de los dispositivos así como de ver que tan buenas han sido las

mediciones, lo cual se logra empalmando los valores dados por el fabricante con los obtenidos y verificando que haya continuidad entre ambos.

### 5.2.1 PARÁMETROS "S" DEL GaAsFET MGF1302

Para el caso del FET MGF1302, las mediciones se hicieron para 50, 100, 150, 200 y 250MHz, utilizando el mismo esquema de las figuras 3.2, 3.3, 3.4 y 3.5. Los resultados numéricos se muestran en la tabla 5.1. Asimismo, en la figura 5.1 se muestran los valores interpolados a partir de los valores medidos con los valores dados por el fabricante entre 500MHz y 12GHz, de tal forma que se pueda verificar si hay continuidad de datos o no.

Analizando los resultados obtenidos, se tienen las siguientes observaciones:

a) Con respecto a $S_{11FET}$, conforme aumenta la frecuencia, $S_{11FET}$ decrece, lo que quiere decir que a frecuencias mayores el valor de $Z_{in}$ va disminuyendo, lo que hace al dispositivo más adecuado para trabajar en altas frecuencias ya que la red de entrada es más fácil de diseñar y por ende, el nivel de onda reflejada es más fácil de controlar.

b) Con respecto a $S_{22FET}$, el módulo permanece casi estable en el rango de 50MHz a 12GHz (0.6 en promedio), por lo que no hay mayores problemas al momento de diseñar la red de salida de un amplificador a una frecuencia comprendida en el rango mencionado anteriormente.

TABLA 5.1 PARÁMETROS "S" DEL FET MGF1302 ENTRE 50MHz Y 250MHz EXPRESADOS EN MAGNITUD Y FASE ($V_{DS}$=3V, $I_D$=10mA).

| Frec. | $S_{11}$ | | $S_{21}$ | | $S_{12}$ | | $S_{22}$ | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| (MHz) | MAG | ANG | MAG | ANG | MAG | ANG | MAG | ANG |
| **250** | 0.991 | -11.8 | 3.83 | 174 | 0.003 | 157 | 0.64 | -9.9 |
| **200** | 0.987 | -11.5 | 3.93 | 179 | 0.003 | 170 | 0.64 | -9.7 |
| **150** | 0.976 | -8 | 3.92 | -177 | 0.008 | -123 | 0.61 | -8.3 |
| **100** | 0.975 | -6 | 4.01 | -173 | 0.01 | -118 | 0.575 | -8 |
| **50** | 0.97 | -5.3 | 5.88 | -135 | 0.013 | 13 | 0.57 | -3 |

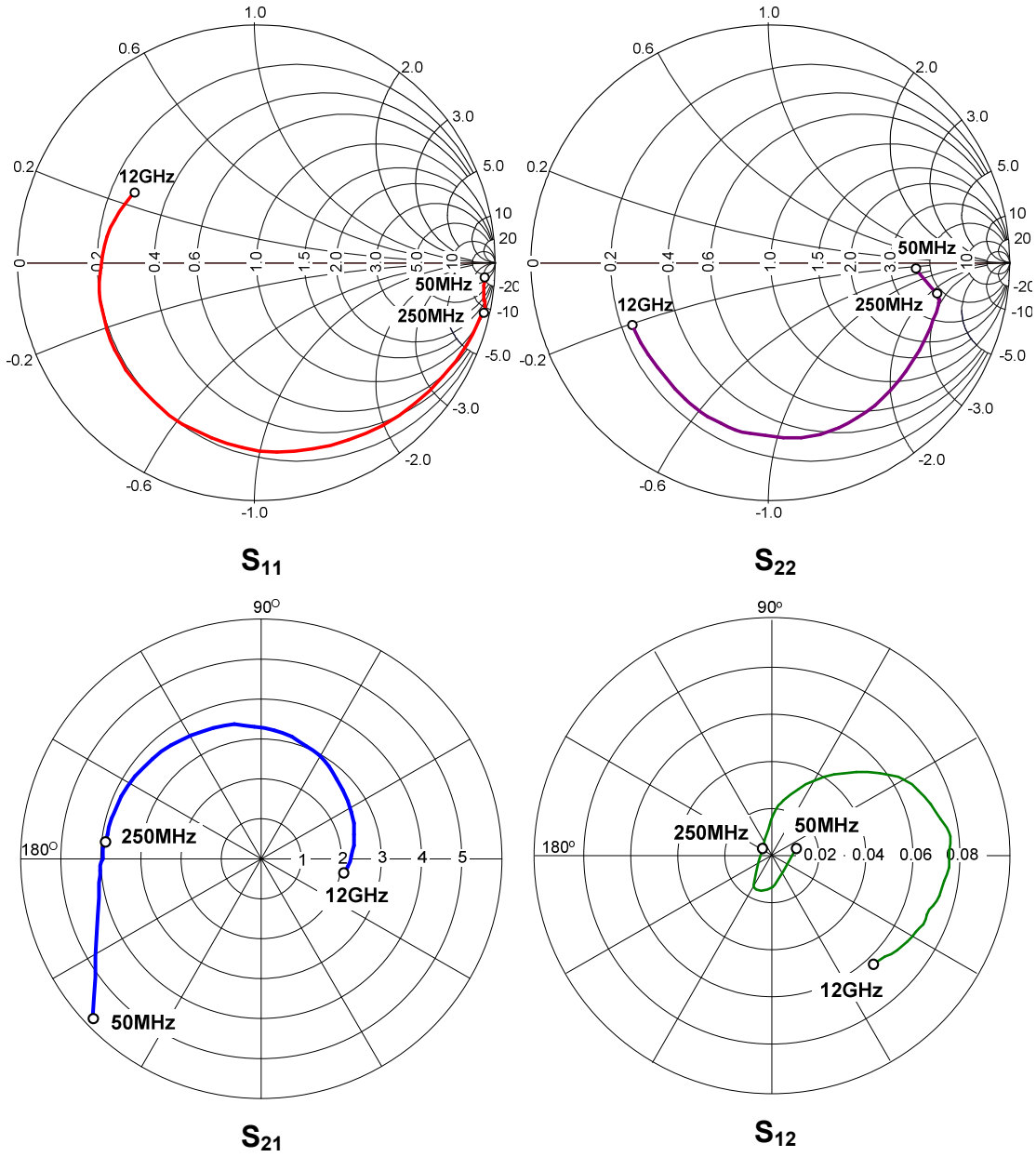



FIGURA 5.1 PARÁMETROS “S” DEL MGF1302 ENTRE 50MHz Y 12GHz.

c) Con respecto a $S_{21FET}$, la ganancia del dispositivo aumenta conforme disminuye la frecuencia por lo que conviene usar a este transistor como un amplificador de alta ganancia a frecuencias relativamente bajas en comparación con frecuencias del orden de los Gigahertz.

d) Con respecto a $S_{12FET}$, su valor aumenta conforme aumenta la frecuencia, esto quiere decir que aumenta la realimentación entre entrada y salida,

pudiéndose llegar a la oscilación en caso no se tomen las medidas pertinentes al momento de usar al dispositivo como amplificador.

Por lo tanto, el MGF1302 es ideal para ser usado como amplificador de una sola etapa en frecuencias relativamente altas, ya que sus impedancias de entrada y salida son relativamente bajas y por ende, fáciles de adaptar a impedancias de fuente y carga de bajo valor (por ejemplo 50Ω).

Asimismo, resulta interesante poder comparar los valores medidos con los que se hubieran obtenido mediante extrapolación lineal a partir de los valores dados por el fabricante, tal como se muestra en la figura 5.2.

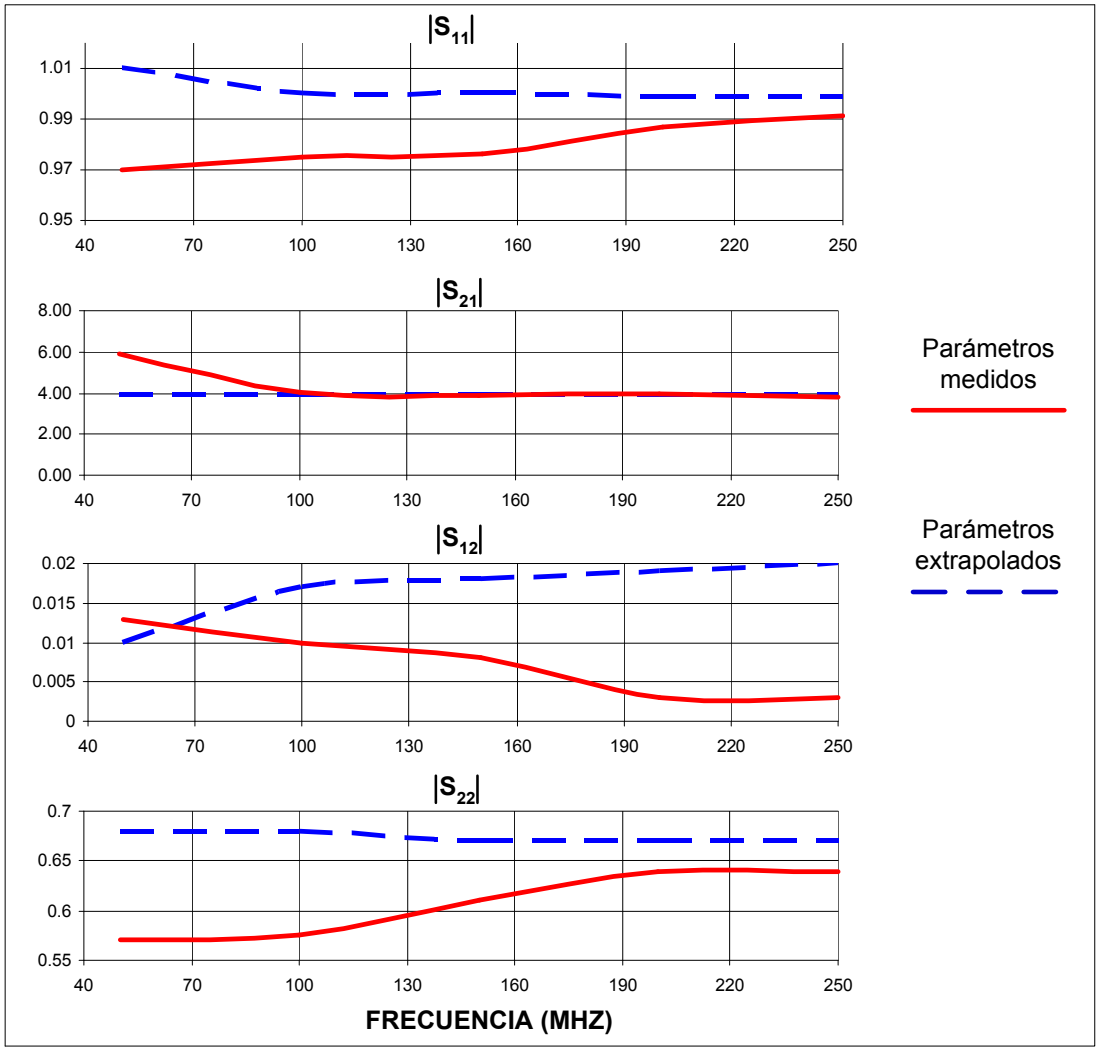



FIGURA 5.2 COMPARACIÓN DE LOS PARÁMETROS “S” MEDIDOS CON LOS OBTENIDOS MEDIANTE EXTRAPOLACIÓN LINEAL A PARTIR DE LOS VALORES DADOS POR EL FABRICANTE DESDE 500MHz.

En ella se puede comprobar la no-linealidad del transistor, por lo que si en un diseño específico se usaran los valores extrapolados podría llegarse a resultados incongruentes tal como es el caso de $S_{11FET}$ cuyo valor (según la figura 5.2) para bajas frecuencias es mayor a uno lo que significaría que la onda reflejada a su entrada es mayor que la incidente o en otras palabras, que el componente sería altamente inestable y con muchas probabilidades de oscilar a esas frecuencias lo cual en realidad no sería así.

### 5.2.2 PARÁMETROS "S" DEL NUVISTOR 7895

Para el caso del nuvistor 7895, se midieron los parámetros "S" para 10, 50, 100, 150, 200 y 250MHz, utilizando también el mismo esquema del GaAsFET, pero con el circuito de polarización de la figura 3.6. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 5.2 y figura 5.3 en la cual, al igual que para el caso del MGF1302, se ha interpolado los valores para obtener una idea cercana del comportamiento del dispositivo de manera continua conforme aumenta o disminuye la frecuencia de trabajo.

TABLA 5.2 PARÁMETROS "S" DEL NUVISTOR 7895 ENTRE 10MHz Y 250MHz ($V_{PK}$=25V, $I_P$=5mA)

| Frec | $S_{11}$ | | $S_{21}$ | | $S_{12}$ | | $S_{22}$ | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| (MHz) | MAG | ∠ | MAG | ∠ | MAG | ∠ | MAG | ∠ |
| **250** | 0.75 | -178 | 1.56 | -53 | 0.084 | -161 | 0.54 | -45.8 |
| **200** | 0.26 | -163 | 1.36 | -38.1 | 0.06 | 105 | 0.69 | -29.2 |
| **150** | 0.09 | -74 | 1.28 | -22.1 | 0.04 | 73 | 0.82 | -21.3 |
| **100** | 0.2 | -20.3 | 1.12 | -10.7 | 0.0198 | 38 | 0.91 | -13.7 |
| **50** | 0.34 | -6.5 | 0.92 | -3.4 | 0.02 | 19 | 0.97 | -6.8 |
| **10** | 0.31 | 6 | 1 | 4.2 | 0.0198 | 10 | 0.99 | -1 |

a) Con respecto a $S_{11Nuv}$ a partir de 150MHz, conforme aumenta la frecuencia, $S_{11}$ crece lo que indica que a mayores frecuencias el dispositivo rechazará mayor cantidad de señal (mayor coeficiente de reflexión) si es que no se diseña una adecuada red de entrada. Asimismo, el diseño de la red de adaptación de entrada será más difícil en la medida que aumente $f_O$.

b) Con respecto a $S_{22Nuv}$, conforme la frecuencia aumenta la red de salida es más simple de diseñar, ya que su magnitud disminuye (por lo menos en el rango de 10 a 250MHz en el que se hicieron las mediciones).

c) Con respecto a $S_{21Nuv}$, la ganancia del dispositivo aumenta conforme aumenta la frecuencia por lo que conviene usar a este dispositivo como un amplificador de ganancia alta en el rango superior de VHF.

d) Con respecto a $S_{12Nuv}$, se puede ver lo mismo que sucede para el caso del MGF1302, ya que conforme aumenta la frecuencia aumenta la magnitud, mayor será el riesgo de oscilación

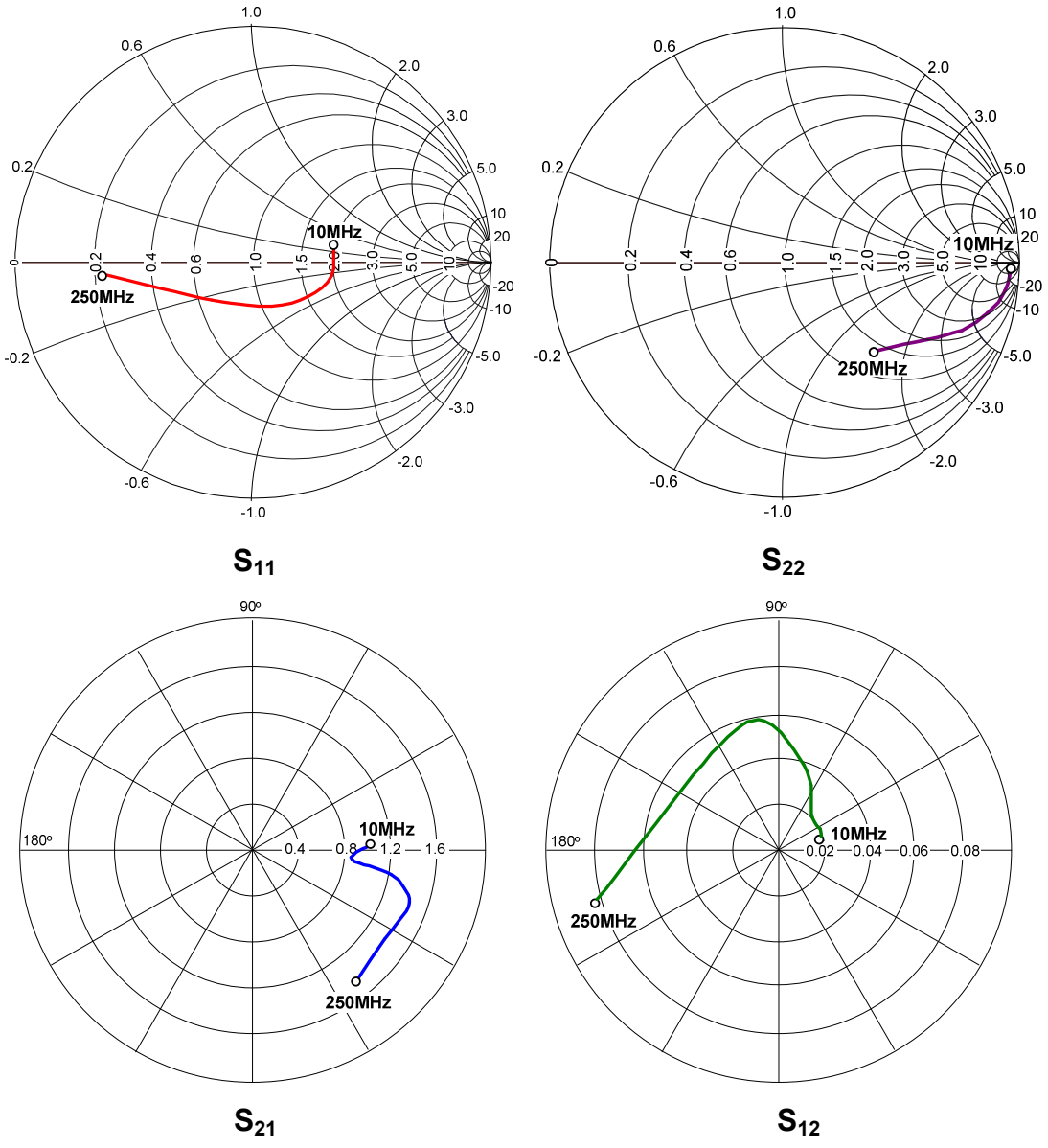



FIGURA 5.3 PARÁMETROS "S" DEL NUVISTOR 7895 ENTRE 10MHz Y 250MHz.

Por lo tanto, el nuvistor es ideal para ser usado como amplificador de una sola etapa en la banda de frecuencias medias de VHF, ya que en este rango el dispositivo presenta una buena ganancia, sus redes de adaptación de entrada y salida son relativamente fáciles de implementar y es poco probable que oscile debido a los bajos valores de $S_{12Nuv}$.

## 5.3 RESULTADOS INICIALES DEL PRE-AMPLIFICADOR

Los cuatro puntos principales a ser considerados en la evaluación del pre-amplificador son la frecuencia central ($f_O$), la ganancia ($G_O$), la figura de ruido (menor a 3dB) y el ancho de banda (BW) que debe estar alrededor de 3MHz.

Con la finalidad de evaluar la ganancia, el ancho de banda y la figura de ruido se usan los siguientes instrumentos:

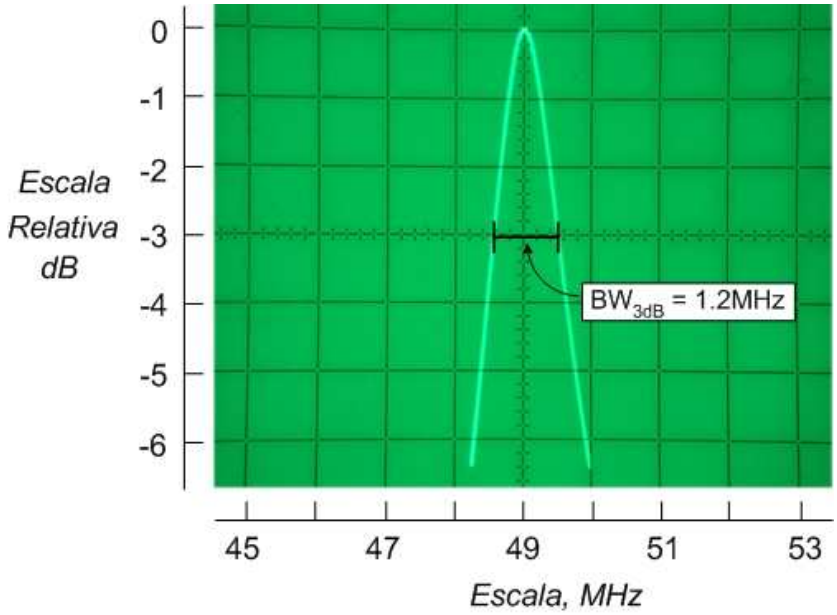
- Generador de barrido en frecuencia (*tracking generator*) Anritsu, modelo MH628A, con una impedancia de salida de 50Ω.
- Analizador de espectro Anritsu modelo MS62B, el cual detecta señales en el rango de 10kHz hasta 1.7GHz.
- Generador de ruido

Con el primero se genera una señal que varía en frecuencia y que es insertada al amplificador, el cual sólo deberá amplificar el rango de frecuencias para el cual fue diseñado. El segundo, permite visualizar la respuesta del amplificador. El tercero, permite la medición de la figura de ruido NF (la medición de la figura de ruido se muestra en el anexo D).

Los primeros resultados (con los valores de capacidad de los trimmers $C_{NM1'}$ y $C_{NM2}$ en su punto medio), son los mostrados en la figura 5.4, en la cual la figura de ruido (2.7dB) y la ganancia (30.5dB) son las únicas que se ajustan a los requerimientos establecidos (menor a 3dB y mayor a 24dB respectivamente). Por otro lado, mientras la frecuencia de resonancia deseada $f_O$ es 50MHz, la medida es 49MHz y mientras el ancho de banda deseado es 3MHz, el medido es 1.2MHz, lo cual se debe a lo siguiente:

a) La capacidad total añadida por los diodos ($C_{total_diodos}$) varía el valor de $C_{NM2}$, por lo que la frecuencia de resonancia varía. En este caso, como la

capacidad del conjunto de diodos está en paralelo con $C_{NM2}$, la capacidad total aumenta, por lo que la frecuencia de resonancia disminuye.




$f_O$ = 49MHz
$G_O$ = 30.5dB
BW = 1.2MHz
NF = 2.7dB

FIGURA 5.4 RESULTADOS INICIALES DEL PRE-AMPLIFICADOR

b) El punto "B" de la figura 3.13 se encuentra cerca al borde de la carta de Smith, esto es, en la zona de alta impedancia, por lo que cualquier variación en los valores de los componentes usados, por más pequeña que ésta sea, hará que dicho punto se traslade mas cerca o mas lejos del borde de la carta. En este caso, el punto se encuentra más cerca al borde, por lo que el "Q" es mayor (20.41).

## 5.4 CORRECCIONES

a) Para sintonizar el equipo a 50MHz, se debe cambiar la capacidad en $C_{NM2'}$, ya que como se dijo en el capítulo tres, éste tiene la función de sintonizar el pre-amplificador a la frecuencia requerida, por lo tanto con una pequeña variación en el valor de éste, se conseguirá alcanzar la frecuencia deseada (el rango de variación en frecuencia que permite el trimmer $C_{NM2'}$ está entre 45MHz y 51.5MHz).

b) Para aumentar el ancho de banda se debe lograr que el punto "B" de la figura 3.13 se traslade un poco hacia la izquierda para que de esa forma se

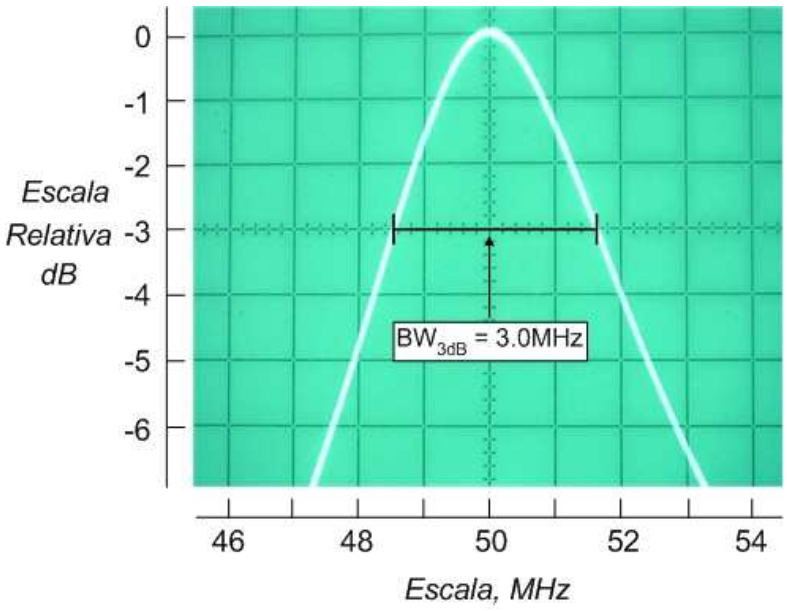
logre el Q de 16.7. La forma más fácil de lograr esto es con la adición de una resistencia ($R_{BW}$) en paralelo a $C_{NM2'}$ y $L_{NM2}$. La desventaja de esto es que la ganancia también se verá reducida, pero felizmente se tiene un buen margen de ganancia para jugar con distintos valores de resistencia y así encontrar la más adecuada. En cuanto al ruido que pueda aportar $R_{BW}$, éste es despreciable ya que tal como se ve en la expresión 1.25, la primera etapa (nuvistor) es la que aporta con casi todo el NF del pre-amplificador ($R_{BW}$ está en una etapa posterior y su ubicación en la tarjeta se muestra en la figura F.3 del anexo F).

c) Para disminuir la figura de ruido se juega con la capacidad de $C_{NM1'}$.

## 5.5 RESULTADOS FINALES DEL PRE-AMPLIFICADOR

Después de hacer las modificaciones mencionadas en la sección anterior, se vuelven a realizar las pruebas de ganancia, ancho de banda, figura de ruido (ver figura 5.5) y resistencia a picos de voltaje del equipo. Además, se mide el rango de respuesta lineal del circuito, para conocer el rango de potencia en el que debe estar la señal de trabajo para obtener resultados adecuados. Así, se obtiene el circuito de la figura 5.7, con los siguientes resultados.

### 5.5.1 GANANCIA, ANCHO DE BANDA Y FIGURA DE RUIDO




$f_O$ = 50MHz
$G_O$ = 29.5dB
BW = 3.0MHz
NF = 2.6dB

FIGURA 5.5 RESULTADOS FINALES DEL PRE-AMPLIFICADOR

Los valores obtenidos en $C_{NM2'}$, $R_{BW}$ y $C_{NM1'}$ son:

$C_{NM1'}$ = 5pF, $C_{NM2}$ = 1.8pF, $R_{BW}$ = 10kΩ

De este resultado se puede concluir lo siguiente:

a) El hecho que $C_{NM2}$ sea 1.8pF, no quiere decir exactamente que $C_{total_diodos}$ es 8.2pF, ya que en el mismo sustrato está presente un determinado nivel de capacitancia así como entre las mismas pistas. Sin embargo, como una referencia, se puede decir que el valor de cada diodo a 50MHz está alrededor de 41pF (8.2pF en conjunto).

b) Con $C_{NM1'}$ = 5pF y $L_{NM1}$ = 0.235uH, el coeficiente de reflexión óptimo del nuvistor es ó debe estar cerca del punto $\Gamma_{OPT} \cong 0.84\angle 35.04^{O}$ y su figura de ruido mínima debe ser ó estar cerca de $F_{mín} \cong 2.6dB$, dado que el diseño de la red de entrada se realizó evaluando la figura de ruido en forma discreta (en puntos específicos) y no de forma continua. Por lo tanto, el ruido de la segunda etapa es despreciable.

c) Usando el VVM se mide un coeficiente de reflexión de salida de $\Gamma_{OUT} = 0.02\angle 91^{O}$, lo que indica que sólo un 2% de la potencia entregada a la carga, regresa al amplificador.

d) No hay cambio en la frecuencia central del equipo estando con ó sin tapa.

### 5.5.2 RESPUESTA LINEAL

Con la finalidad de ver la capacidad de manejo de potencia a 50MHz del pre-amplificador, se mide su nivel de salida para diferentes valores de potencia en su entrada (ver figura 5.6). Con esto, se obtienen tres puntos importantes:

a) Punto de compresión a 1dB ($P_{out,1dB}$), que indica el punto donde la ganancia $G_O$ del amplificador (en su zona lineal) se ve reducida en 1dB. A la ganancia en dicho punto se la conoce como la ganancia de compresión $G_{1dB}$ ($G_{1dB} = G_O$ - 1dB).

b) Mínimo nivel de señal que puede ser detectado por el amplificador, tal que éste lo logre amplificar ($P_{in,mds}$), por lo tanto, el nivel de señal amplificada más pequeña a la salida del circuito es $P_{out,mds}$.

c) Rango dinámico ($d_R$), que indica la región donde el amplificador presenta una ganancia de potencia lineal, expresada como la diferencia entre la potencia de salida en el punto de compresión ($P_{out,1dB}$) y la potencia mínima detectable ($P_{out,mds}$).

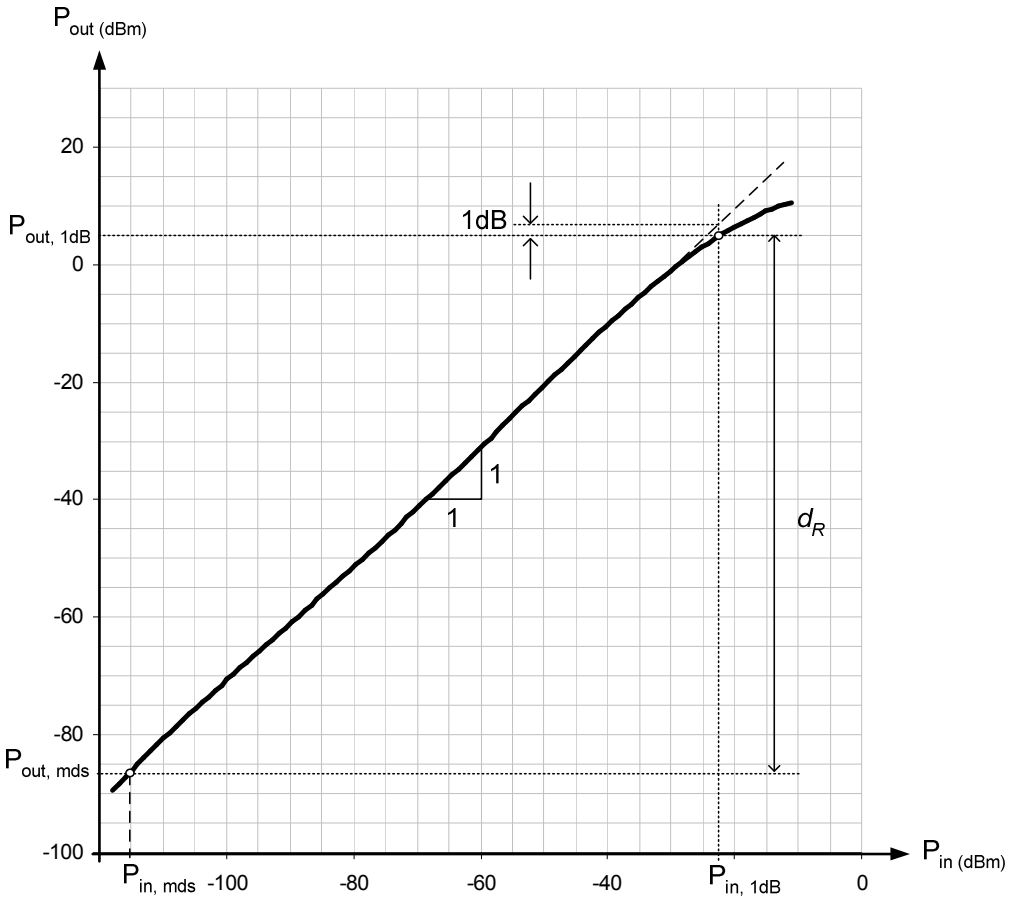



FIGURA 5.6. POTENCIA DE SALIDA DEL PRE-AMPLIFICADOR EN FUNCIÓN DE LA POTENCIA DE ENTRADA

De las mediciones realizadas, los resultados son:

$P_{in,1dB} = -22.5dBm$ , $P_{out,1dB} = 5.0dBm$

$P_{in,mds} = -115dBm$ , $P_{out,mds} = -86dBm$

De donde se obtiene la ganancia de compresión $G_{1dB}$

$P_{out,1dB}(dBm) = G_{1dB}(dB) + P_{in,1dB}(dBm)$ ➔ $G_{1dB} = 27.5dB$

Por lo tanto, el rango dinámico del amplificador es:

$d_R = P_{out,1dB} - P_{out,mds} = 5.0dBm - (-86dBm) = 91.0dB$

### 5.5.3 RESISTENCIA A PICOS DE VOLTAJE

La evaluación de este punto se hizo de manera indirecta, para lo cual se instaló el equipo en el sistema de recepción y se le dejó funcionando por un lapso ininterrumpido de 72 horas, durante el cual no se presentó problema alguno, probando así que el equipo fue capaz de soportar algún pico eventual que se haya podido presentar.

## 5.6 COSTOS

Los costos que se muestran en las tablas 5.3 y 5.4 corresponden únicamente a un único pre-amplificador (con excepción del molde de madera) y están referidos a los gastos hechos únicamente por el ROJ, por lo que no se consideran los gastos de mano de obra, y alquiler de equipos, los cuales sí se deberían considerar en caso se mande a fabricar el resto de pre-amplificadores (cuatro en total) con alguna entidad ajena al radio observatorio.

### 5.6.1 ALOJAMIENTO MECANICO

Este costo considera tanto los materiales así como la mano de obra empleados para la fabricación del molde de madera y la fundición en aluminio de una caja (tabla 5.4). Asimismo, cabe recalcar, que para esta parte del proyecto, el trabajo no fue realizado en las instalaciones del ROJ.

TABLA 5.3. COSTOS RELACIONADOS A LA ELABORACIÓN DEL ALOJAMIENTO MECÁNICO

| | COSTO ($) |
|---|---|
| Molde en madera | 25.00 |
| Fundido | 5.00 |

### 5.6.2 COMPONENTES Y TARJETA DE CIRCUITO IMPRESO

En esta parte se especifican los costos de cada uno de los componentes empleados (tabla 5.3) así como de la tarjeta impresa para la elaboración de un solo pre-amplificador. Para los componentes que no se encuentran disponibles en el país, el costo de importación ya se encuentra incluido en los precios mostrados (el costo total de importación de cada producto se dividió entre el número total de unidades adquiridas).

TABLA 5.4. COSTOS RELACIONADOS A LOS COMPONENTES Y TARJETA DE CIRCUITO IMPRESO

| DISPOSITIVO | CODIGO ó VALOR | CANT. | COSTO UNITARIO ($) | COSTO TOTAL ($) |
|---|---|---|---|---|
| Nuvistor[ξ] | 7895 | 1 | 12.00 | 12.00 |
| Transistor GaAsFET | MGF1302 | 1 | 4.70 | 4.70 |
| Diodo[ξ] | BAT42W | 20 | 0.18 | 3.60 |
| Resistencia de película metálica | 100Ω | 2 | 0.11 | 0.22 |
| | 130Ω | 1 | 0.11 | 0.11 |
| Resistencia superficial | 120Ω | 2 | 0.09 | 0.18 |
| | 10kΩ | 2 | 0.09 | 0.18 |
| Capacitor Mica $C_{NM1}$[ξ] | 20pF | 1 | 1.33 | 1.33 |
| Capacitor monolítico $C_B$[ξ] | 0.1uF | 5 | 0.07 | 0.33 |
| Capacitor superficial $C_B$[ξ] | 0.1uF | 2 | 0.10 | 0.20 |
| Capacitor variable Filmtrim® | 1.6 - 5pF | 1 | 1.02 | 1.02 |
| | 2.0 - 15pF | 1 | 1.09 | 1.09 |
| | 3.0 - 36pF | 1 | 1.65 | 1.65 |
| Toroide de hierro en polvo | T-25-12 | 2 | 0.40 | 0.80 |
| | T-30-12 | 1 | 0.50 | 0.50 |
| Toroide de Ferrita | FT-23-61 | 2 | 0.60 | 1.20 |
| Tarjeta impresa | | 1 | 3.70 | 3.70 |
| | | | **TOTAL =** | 32.79 |

[ξ]: Dispositivos en stock en el radio observatorio, por lo que no se ha tenido que comprar exclusivamente para el proyecto. Por lo tanto, sin contar dichos elementos, el total ha sido de $18.48 en componentes.

Por lo tanto, considerando los gastos mostrados en las tablas 5.3 y 5.4, el costo total de construir un solo pre-amplificador es de $62.80. Sin embargo, este costo incluye el valor del molde, el cual sirve para la fundición de varias piezas. Por lo tanto, el costo de la construcción de los siguientes pre-amplificadores será únicamente de $37.80, el cual es un costo mucho menor a los mas de $50.00 (sin considerar costo de importación) que cuestan los Front-Ends a base de MOSFETS, ya que estos últimos se compran por cantidad, por lo que anualmente se gasta varios cientos o miles de dólares en su compra e importación.

## 5.7 CIRCUITO FINAL OBTENIDO

En la tabla 5.5 se muestran todos los componentes utilizados en el circuito así como una pequeña descripción de cada uno de ellos y en la figura 5.7, el circuito final completo, obtenido en base a todo lo expuesto en el presente trabajo de tesis. Asimismo, para una vista del equipo construido, referirse al anexo H.

TABLA 5.5. LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS EN LA ELABORACIÓN DEL PRE-AMPLIFICADOR

| Componente | Descripción | Valor |
|---|---|---|
| $C_{NM1}$ | Capacitor de Mica | 20pF |
| $C_{NM1}'$ | Trimmer de poliestireno, color azul | 2.0 - 15pF |
| $C_{NM2}$ | Trimmer de poliestireno, color blanco | 1.6 - 5pF |
| $C_{NM2}'$ | Trimmer de poliestireno, color violeta | 3.0 - 36pF |
| $C_B$ | Capacitor monolitico | 0.1uF |
| $L_{NM1}$ | Inductancia 14T No. 30 T-25 -12Ŧ | 0.235uH |
| $L_{NM2}$ | Inductancia 17T No. 30 T-30 -12Ŧ | 0.475uH |
| $L_{NM3}$ | Inductancia 6T No. 30 T-25 -12Ŧ | 47nH |
| RFC | Choque 15T No. 26 FT-37-61Ŧ | 13uH |
| $T_{NM2}$ | Transformador toroidal T-30-12 (primario:$L_{NM2}$ secundario: 9T No. 30 T-30-12)ŦŦ | 1:0.51 |
| $T_{NM3}$ | Transformador de Banda Ancha, 16T No. 30 bifilar FT-23-61ŦŦŦ | 1:0.5 |
| $R_G$ | Resistencia de película metálica, 1/4W | 100Ω |
| $R_P$ | Resistencia de película metálica, 1/4W | 100Ω |
| $R_S$ | Resistencia SMD, 1/4W | 60Ω |
| $R_D$ | Resistencia de película metálica, 1/4W | 130Ω |
| $R_{BW}$ | Resistencia SMD, 1/4W | 10kΩ |
| $R_{NM3}$ | Resistencia de película metálica, 1/4W | 10kΩ |
| Q1 | Nuvistor | 7895 |
| Q2 | Diodos Schottky, empaque SOD-123 | BAT-42W |

Ŧ : Para mayor detalle sobre la nomenclatura de toroides, referirse al anexo "I".

Ŧ Ŧ: Los enrollamientos tanto del primario como del secundario del transformador están uniformemente distribuidos en el toroide.

Ŧ Ŧ Ŧ: El enrollamiento bifilar quiere decir que dos alambres trenzados entre si se enrollan º alrededor del toroide, a diferencia de un enrollamiento simple en el que solo hay un alambre enrollando al toroide.

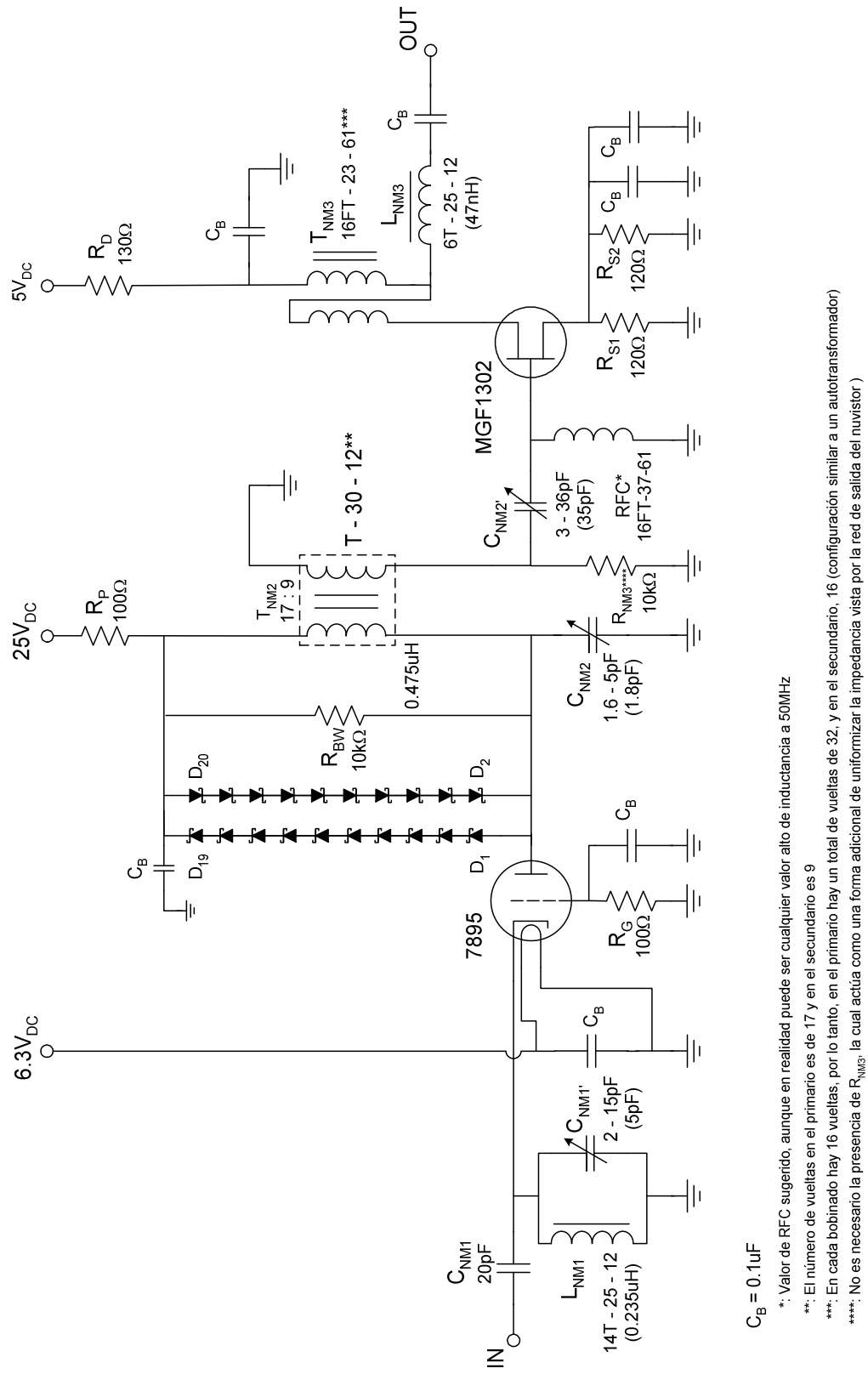



FIGURA 5.7. CIRCUITO FINAL DEL PRE-AMPLIFICADOR

# CONCLUSIONES

1. La utilidad de los parámetros “S” en frecuencias de RF se confirma con esta tesis, ya que el proceso de diseño se ve facilitado enormemente. Se ha mostrado cómo usados de forma sistemática, es relativamente sencilla la obtención de los principales parámetros de un dispositivo o circuito y aún tener un significado físico claro de lo que se está diseñando y calculando, aspecto este último que se convierte en uno de los más valiosos. Sin embargo, no debe perderse de vista que los parámetros scattering modelan el caso de pequeña señal: cuando esta condición no se cumple, no es posible emplearlos y se debe recurrir a otras técnicas (impedancias o admitancias de entrada y salida).
2. El diseño de amplificadores en RF difiere significativamente de las técnicas de diseño de circuitos en bajas frecuencias, por lo que se requieren consideraciones adicionales. En particular, el hecho que la señal al impactar en el dispositivo activo demanda la presencia de un circuito de

adaptación de impedancia con la finalidad de evitar oscilaciones indeseables. Por esta razón, un análisis de estabilidad es usualmente el primer paso en el proceso de diseño, y junto con las circunferencias de ganancia y ruido constantes, es un ingrediente básico en el desarrollo de amplificadores.

3. Una técnica muy común pero incorrecta, en el diseño de circuitos de altas frecuencias es la extrapolación lineal para hallar los valores de los diferentes parámetros de un transistor (o tubo) para una determinada frecuencia fuera del rango dado por el fabricante. Sin embargo, tal como se ha podido ver en los resultados del GaAsFET MGF1302, puede haber diferencias muy importantes entre los parámetros "S" medidos y los extrapolados linealmente. Esto puede tener repercusiones muy importantes en el diseño de un amplificador, ya que si se consideran parámetros erróneos no solamente se conseguirán resultados indeseables, como las oscilaciones, sino, que se puede dañar o degradar seriamente las características del dispositivo.
4. Si bien es cierto que uno de los pasos en el diseño de cualquier circuito comprende la simulación en software, antes de proceder con la implementación, se ha demostrado que de hacerse una medición adecuada de parámetros "S", se puede proceder directamente a la construcción del circuito, obteniéndose resultados casi iguales a los esperados o calculados. Esto es gracias a que con los parámetros *scattering* se logra modelar completamente al dispositivo con el que se va a trabajar, de tal modo que se puede hacer el diseño basado en parámetros reales. Además, se evita el uso de programas de diseño de circuitos para altas frecuencias, cuyo costo es elevado. Con esto, no se dice que el diseño de circuitos en RF es mejor sin el uso de un software especializado, sino, que se puede prescindir de éste si el diseño comprende poca cantidad de componentes (como es el caso presentado) y si se realiza una medición correcta de los parámetros "S", ahorrando costos.

5. El pre-amplificador construido ha cumplido con los objetivos de diseño deseados, es decir: su resistencia a picos eventuales de voltaje=100V pico (dato provisto por el fabricante), su alto nivel de ganancia = 29.5dB, su baja figura de ruido = 2.6dB y su bajo costo = $37.00 (si el equipo se construye en las instalaciones del radio observatorio).
6. La estrategia que se plantea para el diseño del pre-amplificador es la de presentar primeramente la teoría básica de propagación de ondas y parámetros “S”, de tal forma que un lector cualquiera –con un conocimiento básico de líneas de transmisión- pueda darse cuenta de los puntos centrales en el diseño de un amplificador de bajo ruido. El resto del trabajo trata de mostrar toda esa teoría pero de una forma intuitiva o lógica más que matemática. De esa forma, el diseñador estará en la posibilidad de encontrar soluciones rápidas a cualquier problema eventual en su propio diseño, ya que conocerá de antemano lo que sucede en cada punto o etapa con los niveles de señal, impedancia y coeficientes de reflexión.
7. Con la construcción del amplificador no solamente se ha logrado superar los problemas relacionados con los Front-End’s anteriormente descritos, sino, también en lo que respecta al costo por ser éste menor. Asimismo, la mayoría de componentes están disponibles en el mercado nacional, evitándose así el costo de importación.
8. El pre-amplificador no fue diseñado únicamente con la finalidad de cumplir con los requerimientos o necesidades específicas del radio observatorio, sino, también ofrece la oportunidad de ser adaptado a otra aplicación particular variando el valor de los elementos de las redes de adaptación usando los criterios e información provistos en el presente trabajo de tesis.

# BIBLIOGRAFíA


1. SCHWARTZ, T. The Development of an Automated S-Parameter Measurement System. EEAP 399. Case Western Reserve University. 2002
2. ANDERSON, D.; SMITH, L. and GRUSZYNSKI, J. S-Parameter Techniques for faster, more Accurate Network Design. Hewlett Packard. Application Note AN95-1. California 1996.
3. NASSIRI, A. Microwave Network Analysis. University of California. 2003.
4. LUDWIG, R. and BRETCHKO, P. RF Circuit Design: Theory and Applications. Worcester Polytechnic Institute. Ed. Prentice Hall. New Jersey. 2000.
5. BOWICK, C. 1982. RF Circuit Design. Ed. Newnes. Indianapolis
6. LOPEZ, M. Diseño de Circuitos para Microondas usando parámetros *Scattering* y Líneas de Transmisión *Microstrip*. Pontificia Universidad Católica del Perú. 1999.
7. OCHS, G. The Large 50Mc/s Dipole Array at Jicamarca Radar Observatory. National Bureau of Standards Report. NBS Report 8772. 1965
8. BOWLES, K. Design Considerations for Jicamarca. University of California, San Diego. AR19. 1961
9. MILLMAN, J. and HALKIAS, C. Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems. McGraw-Hill. 1972
10. HEJHALL, R. Understanding Transistor Response Parameters. Motorola Semiconductor Products, Inc. Arizona. Application Note AN139A. 1993.

11. HEJHALL, R. RF Small Signal Design Using Two-Port Parameters. Motorola Semiconductor Products, Inc. Application Note AN215A. 1993.
12. HEJHALL, R. Field Effect transistor RF Amplifier Design Techniques. Motorola Semiconductor Products, Inc. Application Note AN423. 1993.
13. MARDIGUIAN, M. Controlling Radiated Emissions by Design, 2d edition. Ed. Kluwer International, Boston. Págs. 217 a 225. 2001.
14. BENEDICT, E. PCB Design for EMI/EMC Compliance.
15. INTEL. Design for EMI. INTEL®. Application Note AP-589. 1999
16. COX, J. Application Note: Iron Powder Cores for High Q Inductors. Micrometals, Inc. California. 2001
17. COX, J. Application Note: Iron Powder Core Selection for RF Power Applications. Micrometals, Inc. California. 2001
18. ARRL. The ARRL Handbook for Radio Amateurs 79th edition. Ed. ARRL. Págs. 6.7 a 6.50. Newington 2002. ISBN:
19. GROSCH, T. 1999. Small Signal Microwave Amplifier Design. Ed. Noble Publishing. Atlanta.
20. LANDEE, R.W.; DAVIS, D.C; ALBRECHT, A.P. 1957. Electronic Designers' Handbook. Ed. McGraw-Hill. New York
21. PINEIRO R.; BAKER, T. 1998. A Cascade 2 Stage Low Noise Amplifier Using the MRF1047T1 low Noise Transistor. Motorola Semiconductor Products, Inc. Application Note AN1676.