



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LOPEZ MATEOS”**

INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

**“DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y EVALUACIÓN DE UNA
TÉCNICA DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS DE DISPERSIÓN
EN DISPOSITIVOS DE MONTAJE SUPERFICIAL”**

PROYECTO TERMINAL

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA**

PRESENTAN:

**Juárez Peña Dyane Georgina
Reyes Maldonado Ricardo**

ASESORES:

**M. en C. Gómez Gómez Eric
Ing. González Jaimes Heriberto E
M. en C. Guevara Santillán Guillermo**



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
UNIDAD PROFESIONAL "ADOLFO LÓPEZ MATEOS"

TEMA DE TESIS

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA
POR LA OPCIÓN DE TITULACIÓN TESIS COLECTIVA Y EXAMEN ORAL INDIVIDUAL
DEBERA (N) DESARROLLAR C. DYANE GEORGINA JUAREZ PEÑA
C. RICARDO REYES MALDONADO**

**"DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y EVALUACIÓN DE UNA TÉCNICA DE MEDICIÓN DE
PARÁMETROS DE DISPERSIÓN EN DISPOSITIVOS DE MONTAJE SUPERFICIAL".**

OBTENCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DEL TRANSISTOR DE MONTAJE SUPERFICIAL MRF901
PARA USARLO COMO UNA POSIBLE HERRAMIENTA EN EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES, MODULADORES
Y FILTROS.

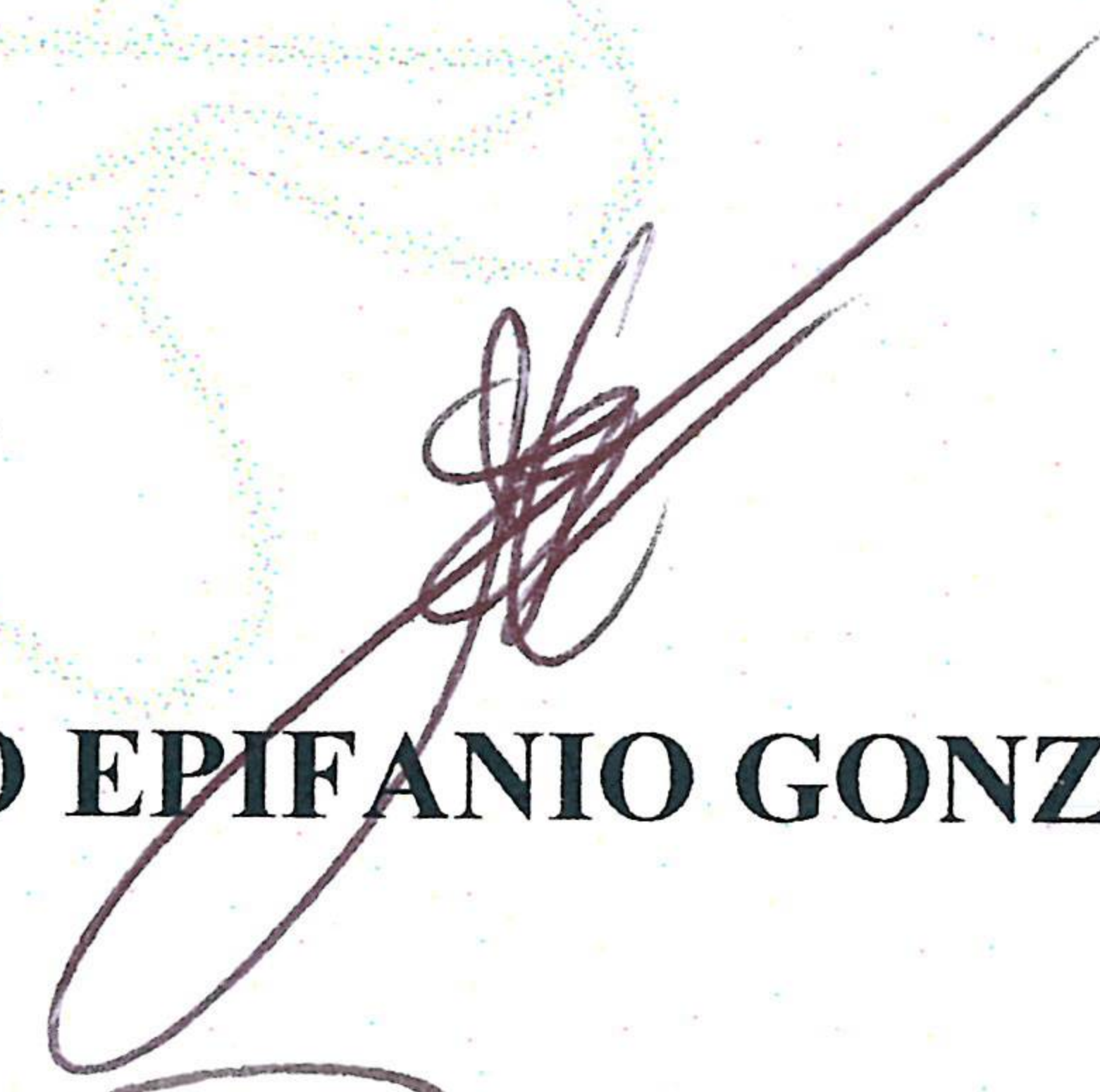
- ❖ INTRODUCCIÓN GENERAL
- ❖ DETERMINACIÓN EXPERIMENTAL DE LOS PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DE
TRANSISTORES BIPOLARES DE UNIÓN (bjt) Y DE EFECTO DE CAMPO (fet)
- ❖ METODOLOGÍA
- ❖ EVALUACIÓN EXPERIMENTAL

CIUDAD DE MÉXICO, A 23 DE JUNIO DE 2016.

ASESOR



M. EN C. ERIC GÓMEZ GÓMEZ



ING. HERIBERTO EPIFANIO GONZÁLEZ JAIMES

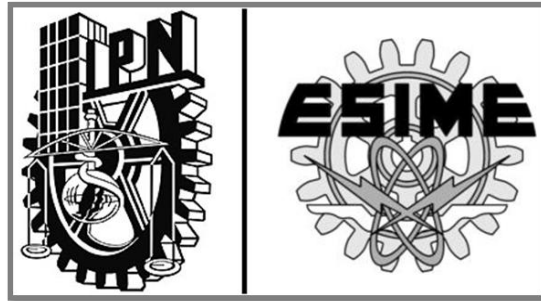


ING. GUILLERMO SANTILLÁN GUEVARA



ING. PATRICIA LORENA RAMÍREZ RANGEL
JEFE DEL DEPARTAMENTO ACADÉMICO DE
INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA





**“DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y EVALUACIÓN
DE UNA TÉCNICA DE MEDICIÓN DE
PARÁMETROS DE DISPERSIÓN EN
DISPOSITIVOS
DE MONTAJE SUPERFICIAL”**



OBJETIVO

“Obtención de los parámetros de dispersión del transistor de montaje superficial MRF901 para usarlo como una posible herramienta en el diseño de amplificadores, moduladores y filtros.”

Índice

INTRODUCCIÓN

| | |
|--------------------------------------|-----|
| Objetivo general | XI |
| Objetivos específicos o particulares | XI |
| Justificación | XI |
| Resumen del Capitulado o Metodología | XII |

Capítulo I INTRODUCCIÓN GENERAL 2

| | |
|--|----------|
| 1.1 Conceptos básicos entorno a las características de dispositivos pasivos y activos | 2 |
| 1.2 Caracterización del comportamiento de dispositivos pasivos y activos para sistemas de radiofrecuencia y microondas | 3 |
| 1.2.1 Antecedentes | 4 |
| 1.2.2 Parámetros de redes de 2 puertos | 9 |
| 1.2.2.1 Parámetros Z | 10 |
| 1.2.2.2 Parámetros Híbridos (H) | 12 |
| 1.2.2.3 Parámetros G | 13 |
| 1.2.2.4 Parámetros ABCD | |
| 1.2.3 Parámetros S | 15 |
| 1.2.3.1 Generalidades | 15 |
| 1.3 Estado del arte en torno a la caracterización de dispositivos pasivos y activos para radiofrecuencia y microondas | 21 |

Capítulo II DETERMINACIÓN EXPERIMENTAL DE LOS PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DE TRANSISTORES BIPOLARES DE UNIÓN (BJT) Y DE EFECTO DE CAMPO (FET) 25

| | |
|---|----|
| 2.1 Antecedentes generales | 25 |
| 2.1.1 Análisis del comportamiento de transistores bipolares de unión (BJT) y de efecto de campo (FET) vía los parámetros de dispersión. | 27 |
| 2.1.2 Modelo linealizado de transistores bipolares de unión (BJT) y de efecto de campo (FET) vía los parámetros de dispersión | 29 |

| | | |
|---------|---|----|
| 2.1.2.1 | A frecuencias medias | 29 |
| 2.1.2.2 | A Altas frecuencias | 29 |
| 2.1.3 | Procedimientos utilizados para la obtención de parámetros S de los BJT's y FET's a partir de su modelo linealizado correspondiente | 30 |
| 2.1.3.1 | Teóricos | 30 |
| 2.1.3.2 | Simulación | 31 |
| 2.1.3.3 | Experimental | 32 |
| 2.2 | Consideraciones básicas entorno a los procedimientos experimentales más utilizados para obtener los parámetros S de los BJT's y FET's | 33 |
| 2.2.1 | Generalidades sobre la técnica de "Análisis Vectorial de Redes". (Descripción, principios básicos y caracterización de redes, vía esta técnica de medición y prueba). | 33 |
| 2.2.2 | Obtención de los parámetros S de una red de 2 puertos vía el AVR | 36 |
| 2.3 | Aspectos particulares a considerar en la obtención experimental de los parámetros de dispersión de BJT's y FET's al operar en régimen de "pequeña señal" | 37 |
| 2.3.1 | Técnicas de montaje de BJT's y FET's para la obtención de parámetros de dispersión de "pequeña señal" mediante el uso del Analizador Vectorial de Redes | 37 |
| 2.3.1.1 | Bancos de prueba (Test Fixture) a sujeción de carácter Temporal. | 37 |
| 2.3.1.2 | Bancos de prueba (Test Fixture) a sujeción de carácter semi-permanente. | 38 |
| 2.3.2 | Consideraciones adicionales entorno a la obtención de los parámetros de dispersión de BJT's y FET's por métodos experimentales. | 38 |
| 2.3.2.1 | En torno a las señales de Prueba. | 38 |
| 2.3.2.2 | Entorno al punto de operación del componente. | 40 |
| 2.4 | Generalidades sobre los errores de medición asociados a la obtención experimental de los parámetros de dispersión de BJT's y FET's. | 41 |
| 2.4.1 | Conceptos de básicos y definiciones generales. | 41 |

| | |
|--|-----------|
| 2.4.1.1 Errores Sistemáticos y Aleatorios | 41 |
| 2.4.1.2 Origen de los Errores Sistemáticos de medición más comunes en la cuantificación (vía un AVR), de redes de 2 puertos. | 43 |
| 2.4.2 Técnica de Remoción y minimización de errores de medición, más utilizados en la determinación de parámetros de dispersión de redes de 2 puertos. | 44 |
| 2.4.2.1 Calibración | 44 |
| 2.4.2.2 Desincrustado | 45 |
| Capítulo III METODOLOGÍA | 49 |
| 3.1 Construcción del Banco de Prueba | 49 |
| 3.2 Cables | 54 |
| 3.3 Fuente | 57 |
| 3.4 QUCS | 59 |
| Capítulo 4 EVALUACIÓN EXPERIMENTAL | |
| 4.1 Analizador Vectorial de Redes (AVR) | 70 |
| 4.1.1 Definición y características principales | 70 |
| 4.1.2 Calibración del AVN | 71 |
| 4.1.3 AVR utilizado en el Proceso | 73 |
| 4.1.4 Calibración TOSM | 74 |
| 4.1.4.1 Corto | 78 |
| 4.1.4.2 Abierto | 79 |
| 4.1.4.3 Match | 80 |
| 4.1.4.4 Through | 81 |
| 4.2 Resultados | 81 |
| Conclusiones | 87 |
| Fuentes de Información | 88 |
| Anexos | 90 |

Índice de Figuras

- Figura 1.1 Modelo del Resistor a Bajas y Altas Frecuencias
- Figura 1.2 Dispositivo Pasivo de Microondas
- Figura 1.3 Representación de Red de 2 puertos
- Figura 1.4 Modelo Parámetros Z
- Figura 1.5 Modelo Parámetros H
- Figura 1.6 Modelo Parámetros G
- Figura 1.7 Comparación de Parámetros
- Figura 1.8 Formas de líneas de transmisión
- Figura 1.9 Parámetros S
- Figura 1.10 Parámetros de Reflexión y Transmisión
- Figura 1.11 Estímulos de Onda continua
- Figura 1.12 Analizador de redes vectorial PNA-X
- Figura 1.13 Sección Lateral de un Banco de Prueba
- Figura 2.1 Tecnología SMD
- Figura 2.2 Componentes RF
- Figura 2.3 Representación de Parámetros S de un Transistor
- Figura 2.4 Carta de Smith con parámetros S
- Figura 2.5 Simulador QUCS
- Figura 2.6 Efecto de la Frecuencia en Magnitud
- Figura 2.7 Efecto de la Frecuencia en Fase
- Figura 2.8 Adaptadores para la calibración (Abierto, Corto, Carga y Through)
- Figura 2.9 Bancos de prueba a Sujeción Temporal
- Figura 2.10 Banco de Prueba a Sujeción Semi-Permanente
- Figura 2.11 Conector SMA para PCB
- Figura 2.12 Líneas de Transmisión Coaxiales
- Figura 2.13 Líneas de Transmisión Usadas en Altas Frecuencias
- Figura 2.14 Punto de Operación de un BJT
- Figura 2.15 Requerimientos Punto de Operación
- Figura 2.16 Comparación entre Errores Sistemáticos y Aleatorios
- Figura 2.17 Modelo de Errores sobre DUT
- Figura 2.18 Diagrama de Conexión de Banco de Prueba con AVR
- Figura 2.19 Medición sin Aplicar Des-incrustado
- Figura 2.20 Medición sin Aplicar Des-incrustado
- Figura 2.21 Representación de Conexión de 2 Redes
- Figura 2.22 Sistema Matricial Des-Incrustado
- Figura 2.23 Relación entre Parámetros S y T
- Figura 3.1 Prototipo con Identificación del Material
- Figura 3.2 Calculo de Cinta Coplanar
- Figura 3.3 Simulación del diagrama en el QUCS
- Figura 3.4 Microcinta Coplanar Aterrizada
- Figura 3.5 Diagrama en EAGLE del Banco de Prueba
- Figura 3.6 Layout del Prototipo
- Figura 3.7 Transferencia de Layout
- Figura 3.8 Ataque químico y estañado
- Figura 3.9 Prototipo terminado
- Figura 3.10 Obtención del cable coaxial con el largo requerido

- Figura 3.11 Medidas de cortes para el cable coaxial
- Figura 3.12 Técnica Crimp para cada extremo
- Figura 3.13 Simulación de la fuente en QUCS
- Figura 3.14 Fuente de Corriente
- Figura 3.15 Fuente de Corriente de la Base
- Figura 3.16 Fuente de Voltaje
- Figura 3.17 Simulación de Medición de Parámetros “S”
- Figura 3.18 Modelo SPICE MRF901
- Figura 3.19 Carta de Smith Parámetros S11 y S22
- Figura 3.20 Grafico Polar Parámetros S12 S21
- Figura 3.21 Simulación de Datos del Fabricante
- Figura 3.22 Aspecto del Parámetro S11 (Simulación y Fabricante)
- Figura 3.23 Aspecto del Parámetro S22 (Simulación y Fabricante)
- Figura 3.24 Aspecto del Parámetro S12 (Simulación y Fabricante)
- Figura 3.25 Aspecto del Parámetro S21 (Simulación y Fabricante)
- Figura 3.26 Simulación de Medición Contemplando el efecto de las Líneas de Transmisión
- Figura 3.27 Aspecto del Parámetro S11 (Simulación y Fabricante)
- Figura 3.28 Aspecto del Parámetro S22 (Simulación y Fabricante)
- Figura 3.29 Aspecto del Parámetro S12 (Simulación y Fabricante)
- Figura 3.30 Aspecto del Parámetro S21 (Simulación y Fabricante)
- Figura 4.1 Vectorial de redes ZVL-3
- Figura 4.2 Forma de operación del AVR
- Figura 4.3 Acoplamiento direccional de dos puertos
- Figura 4.4 Cuadro comparativo entre un AVR y un Analizador de espectro
- Figura 4.5 Puertos AVR
- Figura 4.6 Pasos Para Calibración de AVR
- Figura 4.7 Configuración de Tipo de Conectores para Calibración
- Figura 4.8 Calibración en Corto
- Figura 4.9 Calibración Carga
- Figura 4.10 Calibración Throught
- Figura 4.11 Aspecto del Corto utilizado en la calibración
- Figura 4.12 Aspecto del circuito Abierto utilizado en la Calibración
- Figura 4.13 Aspecto de la Carga de 50 Ohm utilizada en la Calibración
- Figura 4.14 Aspecto del Through utilizado en la Calibración
- Figura 4.15 Parámetro S11 Medición AVR
- Figura 4.16 Parámetro S22 Medición AVR
- Figura 4.17 Parámetro S21 Medición AVR
- Figura 4.18 Parámetro S12 Medición AVR
- Figura 4.19 Simulación Sin Considerar las Líneas de Transmisión
- Figura 4.20 Parámetro S11 (AVR y QUCS)
- Figura 4.21 Parámetro S22 (AVR y QUCS)
- Figura 4.22 Parámetro S12 (AVR y QUCS)
- Figura 4.23 Parámetro S12 (AVR y QUCS)



Índice de Tablas

Tabla 1.1 Proceso de evolución de la electrónica en Altas Frecuencias

Tabla 1.2 Variedades de dispositivos activos de microondas

Tabla 3.1 Simulación de Parámetros de Dispersión Punto de Operación 5 m A-5V

Tabla 3.2 Datos Brindados por el Fabricante

Tabla 3.3 Comparativo Entre los Datos del Simulador y Fabricante

Tabla 3.4 Comparativo entre los Datos del Simulador Considerando las Líneas de Transmisión y Datos del Fabricante

Tabla 4.1 Datos Obtenidos del AVR Después de Calibrar

Tabla 4.2 Comparativa entre Medición AVR y simulación QUCS



Introducción

INTRODUCCION

Objetivo General

Obtención de los parámetros de dispersión del transistor de montaje superficial MRF901 para usarlo como una posible herramienta en el diseño de amplificadores, moduladores y filtros.

Objetivos particulares

- Diseñar y construir un banco de prueba (text fixture) para el montaje superficial de transistores de pequeña y mediana señal.
- Implementar la técnica de calibración para la obtención de parámetros de dispersión de transistores de pequeña y mediana señal.

Justificación

Para la obtención de los parámetros de dispersión del transistor MRF901 se realizó un banco de prueba con características particulares como son una fuente que provee tanto corriente directa como corriente alterna para la alimentación del mismo, la posibilidad de cambiar a diferentes puntos de operación el transistor con el fin de estudiarlo en todos sus posibles valores y la unión de este con el analizador vectorial de redes gracias a la técnica de calibración TOSM. Todo esto con la única finalidad de poder comparar los resultados obtenidos tanto experimental, los brindados por el proveedor y los simulados en computadora para aportar una herramienta fácil de realizar con bajo costo.

Introducción

Los parámetros S, nos describen la respuesta de una red de N-puertos a la tensión generada por la señal en cada puerto. Es así, que son importantes en el diseño de microondas porque es más fácil de medir y trabajar con altas frecuencias. Ellos son conceptualmente simples y de igual forma analíticamente convenientes. Por ello, en este trabajo se busca crear el diseño de un banco de prueba para poder estudiar los parámetros S de transistores.

Se encuentra estructurada por tres capítulos de los cuales se divide:

En el capítulo I, se hablara de una introducción general acerca del tema.

En el capítulo II, se mostraran los conceptos teóricos de los términos a utilizar en el proyecto para su mayor entendimiento.

En el capítulo III, la descripción del diseño, construcción, pruebas y la técnica en específico que se utilizó en el proceso.

En el capítulo IV, la evaluación experimental de dicho banco de pruebas.



CAPÍTULO I

“Introducción General”

CAPITULO "I" "Introducción General"

1.1 Conceptos básicos entorno a la característica de dispositivos pasivos y activos

Los elementos de un circuito se clasifican generalmente en dos partes:

- Los activos: son los que producen energía y se denominan fuentes o generadores. De esta forma un ejemplo claro sería una fuente de tensión o de corriente.
- Los pasivos: son los que utilizan la energía eléctrica durante su funcionamiento. Se denominan consumidores o cargas y algunos ejemplos son como las resistencias, condensadores o bobinas. Ya sea que transforme lo que consume en calor, lo almacene en forma de energía electrostática o electromagnética

Los dispositivos activos proporcionan al circuito energía eléctrica como se mencionaba anteriormente. Y es así que a las fuentes se les puede clasificar de dos formas:

- ❖ Independientes: la variable eléctrica no depende de otra variable del circuito
- ❖ Dependientes: la variable eléctrica depende de otra variable del circuito.

No podemos olvidar, que pueden clasificarse también como reales o ideales. Para el primero caso se define a todas aquellas que no suelen darse en la práctica mientras que las reales se aproximan más al comportamiento verdadero.

Ambas se utilizan como modelos matemáticos o modelos eléctricos simplificados para reproducir el comportamiento de las fuentes en la práctica.

Ahora bien, hablando específicamente de la ingeniería de microondas existen dos tipos básicos de elementos pasivos: los concentrados (lumped) que recibe su nombre por sus pequeñas dimensiones comparadas con la longitud de onda; y los distribuidos donde sus dimensiones son comparables a la longitud de onda.

Para este tipo de situación es que el diseño de circuitos de altas frecuencias puede realizarse con dispositivos concentrados; es decir que se aplica en frecuencias de radiofrecuencia (RF) tomando en cuenta los efectos de segundo orden en los dispositivos.

Como ejemplo podría ser un resistor de carbón como se muestra a continuación en la siguiente figura.

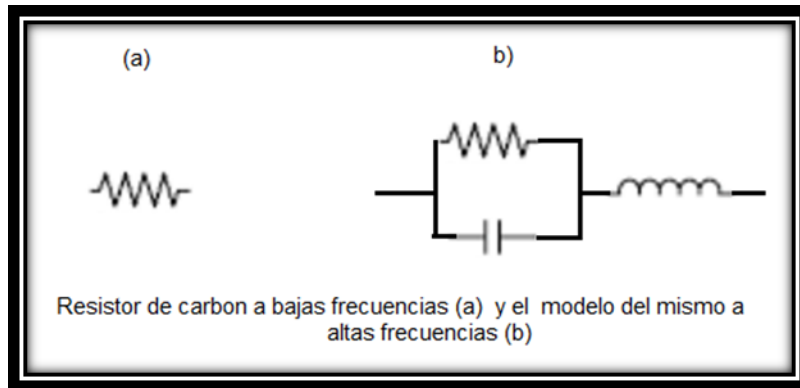


Figura 1.1 Modelo del Resistor a Bajas y Altas Frecuencias

Es así que en altas frecuencias esta resistencia puede presentar efectos como una calidad de soldado en las uniones óhmicas, el largo de sus terminales de conexión, los efectos de un capacitor en paralelo e inductancia en serie.

Cuando la frecuencia es muy alta las características como las mencionadas anteriormente en los materiales empleados en su construcción toman mayor importancia. Es decir, que la homogeneidad del sustrato dieléctrico; el proceso de fabricación del conductor, las dimensiones de las mismas y sus impurezas podrían verse modificadas.

Dispositivos activos de microondas

Sean diodos, transistores o tubos son usados en circuitos de microondas para la amplificación, oscilación, multiplicación de frecuencia, conmutación etc...

Para dispositivos de mediana y alta frecuencia el silicio es usado hasta frecuencias de 6 Hz pero si son mayores son construidos de arseniuro de galio

(GaAs), fosforo de indio (InP) u otros semiconductores

1.2 Caracterización del comportamiento de dispositivos pasivos y activos para sistemas de radiofrecuencia y microondas.

1.2.1 Antecedentes

El uso de la electrónica en altas frecuencias está basado en el trabajo de Faraday, Ohm, Gauss, pero sin duda alguna quien tuvo la contribución mayor fue James Clerk Maxwell quien finalmente encontró la relación entre los campos Magnéticos y Eléctricos. Un campo eléctrico puede existir debido a la presencia de una carga eléctrica, aun cuando esta esté o no en movimiento, mientras que un campo magnético debe ser producido por un par de cargas magnéticas, mejor conocidas como dipolo magnéticos, o bien por una carga eléctrica en movimiento, sin embargo, cuando la dinámica de las cargas es variante con el tiempo, se producirá una interacción inseparable de los campos magnéticos y eléctrico, dando lugar a un nuevo concepto el de “onda electromagnética”, la cual puede continuar propagándose por el espacio aunque la fuente que la produjo haya desaparecido.

El interés en la aplicación de estas teorías para la construcción de sistemas de telecomunicaciones, nació con Hertz Y Marconi. En las décadas de los cuarenta y cincuenta, la necesidad de las comunicaciones militares y sistemas de seguridad durante la segunda guerra mundial, dio un gran empuje al área de la electrónica, en particular sobre la banda de microondas. Posteriormente el desarrollo de la tecnología de microondas ha seguido avanzando, y en los últimos años hemos sido testigos del lanzamiento de aplicaciones en el rango de microondas desde fines científicos y comerciales, entre los que se encuentran teléfonos celulares y radiolocalizadores, hasta las redes satelitales destinadas a controlar los nuevos sistemas de comunicación móvil.

Teorías de análisis en la electrónica de altas frecuencias

En el diseño de circuitos RF y microondas, caracterizadas por su longitud de onda pequeña, la teoría de circuitos deja de ser válida, pues toman lugar algunos otros de no menos adicionales a la conducción eléctrica, tales como la radiación reflexión, dispersión.

La manifestación más evidente de estos efectos en altas frecuencias, obliga a utilizar una teoría más general que nos permita conocer sus causas y que nos permita llegar a controlarlos. Evidentemente esa teoría es la electromagnética.

| | | |
|--|------------------------------------|-----------|
| Electricidad y Magnetismo | Coulomb, Ampere, Faraday, Gauss | (17XX) |
| Teoría Electromagnética | Maxwell | 1873 |
| Válvula al Vacío | Édison | 1905 |
| Primera Comunicación Intercontinental | Hertz | (1887-91) |
| | Marconi | (1910) |
| Radar | | (1930-40) |
| Primer Satélite Comercial de Telecomunicaciones | | (1969) |
| Circuitos Integrados | | (1960) |
| Circuitos Integrados y Monolíticos de Microondas | Híbridos (HMIC's) (MMIC's) | (1960) |
| Ondas Milimétricas y Comunicaciones Ópticas | | 90's |

Tabla 1.1 Proceso de evolución de la electrónica en Altas Frecuencias

Aunque las ecuaciones de Maxwell son un recurso elegante y poderoso para resolver cualquier tipo de problema eléctrico, magnético y electromagnético, su solución para casos particulares, aún de mediana complejidad, no es algo trivial, así haya un sinnúmero de técnicas que simplifiquen su solución, por lo que algunos problemas particulares tienen una solución analítica bien conocida.

Por otro lado la ingeniería no baría de detenerse ante el inconveniente de resolver ecuaciones rigurosas y complicadas. La ingeniería tuvo que buscar una forma de plantear en términos lo más sencillos posibles y manejarlos como teoría más simples y aplicables. En términos prácticos, una vasta cantidad de problemas. Cuyas cantidades fundamentales son los voltajes y las corrientes, en vez de los campos eléctrico y magnético. Esto es particularmente cierto a frecuencias cuyas longitudes de onda son mayores, o aún

comparables con las dimensiones de los elementos usados dentro de un circuito eléctrico y electrónico.

En este sentido cabe mencionar que la teoría de líneas de transmisión puede ser vista como la simplificación de las ecuaciones de Maxwell, en función de voltajes y corrientes, o bien como una ampliación de la teoría de circuitos para frecuencias mayores.

El campo de aplicación de la teoría de circuitos se limita a circuitos que operen con frecuencias de hasta algunos cientos de MHz. La teoría de las líneas de transmisión es aplicable cuando la longitud de onda de la frecuencia de operación del circuito, es comparable con las dimensiones de este. Sin embargo, el rasgo fundamental que diferencia a la teoría de circuitos con las líneas de transmisión es, que en esta última el concepto de nodo deja de ser válido e importante, puesto que la distribución del voltaje y la corriente del circuito no es constante, aun cuando sobre el mismo conductor conecta a dos elementos del circuito.

A pesar de que la teoría de líneas de transmisión es muy útil para la solución de problemas en el rango de RIF y microondas, esta deja de tener validez cuando las dimensiones de los elementos del circuitos son mayores a las longitudes de onda de la frecuencia de operación.

Dispositivos Pasivos en Microondas

En microondas existen dos tipos básicos de elementos pasivos de circuito, estos son los elementos concentrados, que reciben su nombre debido a sus pequeñas dimensiones comparados con la longitud de onda, y los elementos distribuidos, cuyas dimensiones son comparables a la longitud de onda.

El diseño de circuitos de altas frecuencias puede realizarse con dispositivos concentrados (discretos), y con la teoría convencional de circuitos y líneas de transmisión, tomando solo en consideración los efectos del segundo orden en los dispositivos, que se manifiestan cuando la longitud de onda es un poco mayor a sus dimensiones. Esta forma de diseñar es particularmente aplicable en frecuencias de RF con elementos discretos de circuitos, o bien en circuitos integrados monolíticos de microondas.

Como ejemplo del comportamiento de segundo orden de los elementos del circuito altas frecuencias, considérese a un resistor de carbón. En altas frecuencias, este elemento de circuito puede presentar efectos relacionados con aspectos de su fabricación, como son

calidad de soldado en las uniones óhmicas o el largo de sus terminales de conexión, efectos que son representados como un capacitor en paralelo y una inductancia en serie.

Cuando la longitud de onda es del mismo orden de la magnitud que los elementos y dispositivos empleados, además de tener una distribución de corriente no homogénea sobre los elementos, pueden manifestarse uno o más de los siguientes efectos electromagnéticos:

Resonancia: Efecto que ciertos dispositivos presentan a una cierta frecuencia de operación en particular (antenas, cavidades, resonantes, filtros).

Difracción: Dispersión de ondas electromagnética por los filos de los dispositivos.

Reflexión: Regreso de la señal radiada (desacoplamiento de las líneas de transmisión, ruido en sistemas de comunicación y medición).

Acoplamiento electromagnético: Interacción intencional entre dos dispositivos (líneas paralelas acopladas, filtro, acopladores direccionales e híbridos).

En el mismo sentido, cuando la frecuencia es muy alta, las características de los materiales empleados en la construcción de los dispositivos toman mayor relevancia. Por ejemplo, la homogeneidad del sustrato del dieléctrico en que es construido el circuito, el proceso de fabricación del conductor, o la geometría y dimensiones de los conductores involucrados, el nivel y distribución de impurezas en dispositivos activos.

De esta manera es que para el diseño de circuitos en altas frecuencias hay una gran cantidad de variables involucradas, y aunque esto introduce mayor complejidad, también da lugar a toda una nueva gama de componentes de microondas basados en distintas configuraciones de tramos de líneas de transmisión.

Aprovechando la distribución no homogénea de la corriente sobre los conductores, se han ideado una variedad de componentes de circuitos para frecuencias de microondas, como son: acopladores de impedancia, acopladores direccionales, filtros e incluso antenas.

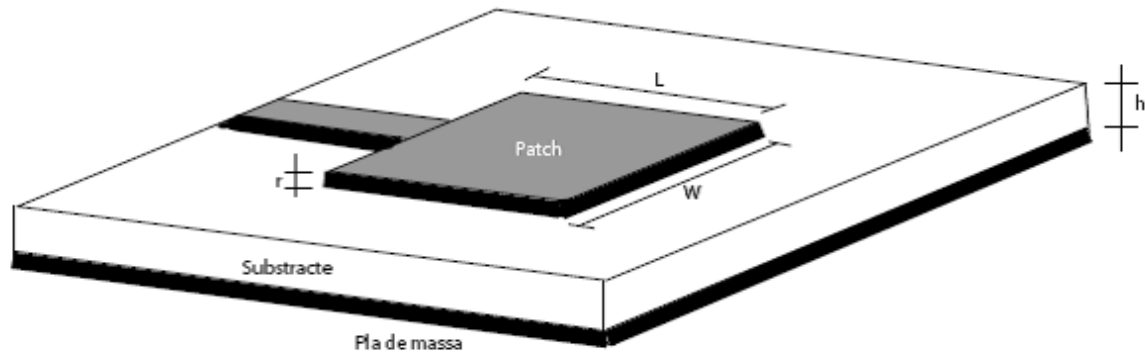


Figura 1.2 Dispositivo Pasivo de Microondas

Dispositivos Activos de microondas

Los dispositivos activos, sean diodos, transistores o tubos, son usados en circuitos de microondas para realizar funciones amplificación, oscilación, detección, multiplicación de frecuencia, conmutación o bien como fuentes.

Estos dispositivos han tenido un sorprendente crecimiento, tanto en diversidad de tipos, como en demanda comercial. Para dispositivos de mediana y alta potencia, el silicio es usado aun hasta en frecuencia de 6 GHz, sin embargo, para frecuencias mayores, los dispositivos construidos de arseniuro de galio (GaAs), fosforo de indio (InP) u otros semiconductores que presentan mayores velocidades de portadores, aunque una menor capacidad de manejo de potencia.

La tecnología de circuitos integrados monolíticos de microondas ha permitido crear chips de solo algunos milímetros de longitud, con funciones de subsistemas completos, como módulos trans-receptores, secciones de bajo ruido, moduladores, mezcladores amplificadores.

Integración de dispositivos Activos y Pasivos

El diseño de circuitos de altas frecuencias involucra además de la teoría de elementos pasivos y activos, otros conceptos de importancia, como son el acoplamiento de impedancia, máxima transferencia de potencia, ruido en sistemas, y no linealidades de dispositivos.

También son usadas de manera extensiva algunas herramientas como la carta de Smith, y la teoría de redes multipuertos, en particular los parámetros de dispersión.

En altas frecuencias, los materiales empleados deben ser caracterizados para asegurar su buen comportamiento a la frecuencia de operación.

| Dispositivo | Tipos |
|---|---|
| Diodos | PIN, IMPATT, SCHOTKY, GUNN, VARACTOR, TUNEL |
| Transistores Bipolares (Silicio y GaAs) | BJT, HBT |
| Transistores de efecto de campo (GaAs) | MESFET, HEMT, HFET, PHEMT |
| Circuitos Integrados | Híbridos (HMIC'S) Monolíticos (MMIC's) |

Tabla 1.2 Variedades de dispositivos activos de microondas

Ciertas características como constante dieléctrica, pérdidas tangenciales, isotropocidad, conductividad eléctrica, son de suma importancia. De la misma manera las dimensiones de las terminales de los dispositivos activos, el empaquetado usado y hasta el proceso e soldado, revisten mayor importancia en circuitos de bajas frecuencias. ^[1]

1.2.2 Parámetros de redes de 2 puertos

Una red de dos puertos es una red en la que están establecidas dos terminales, una para entrada y la otra para salida. Existen diversas redes de dos puertos, entre ellas pueden encontrarse filtros, amplificadores o inclusive las líneas de transmisión. Los puertos de la red normalmente se conectan a una fuente o generador además de a una carga en su otro puerto, aunque en algunos casos se pueden interconectar con otras redes de dos puertos.

Ecuaciones y parámetros de redes lineales de dos puertos

Al tratarse de una red, como en circuitos eléctricos tenemos diferentes variables que la componen, en la mayoría de los parámetros las variables a considerar son:

- Voltaje de Entrada V_1
- Voltaje de Salida V_2
- Corriente de Entrada I_1
- Corriente de Salida I_2

Las ecuaciones de una red lineal de dos puertos expresan a las dos variables dependientes como una combinación lineal de dos variables independientes. Se utilizan para modelar el comportamiento de la red vista desde sus terminales. Los coeficientes de las mencionadas combinaciones son denominados parámetros, el número de parámetros están en función del número de dos puertos, siguiendo la siguiente relación [1]:

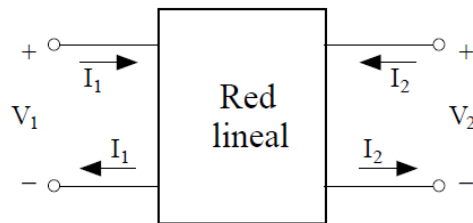


Figura 1.3 Representación de Red de 2 puertos

$$P = n^2 \quad (1.1)$$

Donde:

P = Número de Parámetros

n = Número de Puertos

Por lo tanto para una red de dos puertos tendremos 4 parámetros. ^[1]

1.2.2.1 Parámetros Z

Para modelar a una red con *parámetros de Impedancia*, o parámetros Z, se elige como variables independientes a las corrientes I_1 e I_2 .

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Determinación de los Parámetros Z

De las ecuaciones de red con parámetros Z se puede deducir que:

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} \quad Z_{12} = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} \quad Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} \quad Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} \quad (1.3)$$

- Z_{11} y Z_{21} se determinan dejando el puerto de salida en circuito abierto, y excitando el puerto de entrada. Por ello se denominan *impedancia de entrada* con la salida en *circuito abierto* e *impedancia de transferencia* con la salida en *circuito abierto*, respectivamente.
- Z_{22} y Z_{12} se determinan dejando el puerto de entrada en circuito abierto, y excitando el puerto de salida. Por ello se denomina *impedancia de salida* con la entrada en *circuito abierto* e *impedancia de transferencia* con la entrada en *circuito abierto* respectivamente.^[2]

Modelos con Parámetros Z

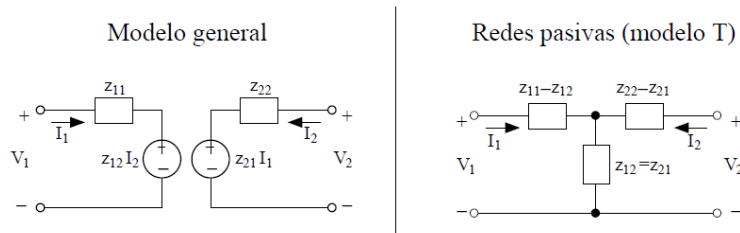


Figura 1.4 Modelo Parámetros Z

1.2.2.2 Parámetros Híbridos (H)

Para modelar a una red con *parámetros híbridos H*, o parámetros *H*, se eligen como variables independientes de la corriente de entrada I_1 y el voltaje de salida V_2 :

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Determinación de los Parámetros H

De las ecuaciones de red con parámetros H es fácil deducir que:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (\Omega) \quad h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad (1.5)$$

h_{11} y h_{21} se determinan con el puerto de salida en corto circuito, y excitando el puerto de entrada. Se denominan *impedancia de entrada con la salida en corto circuito* y *ganancia de corriente con la salida en corto circuito*, respectivamente.

- h_{22} y h_{12} se determinan con el puerto de entrada en circuito abierto, y excitando el puerto de salida. Se denominan *admitancia de salida con la entrada en circuito abierto* y *ganancia inversa de voltaje con la entrada circuito abierto*, respectivamente. ^[2]

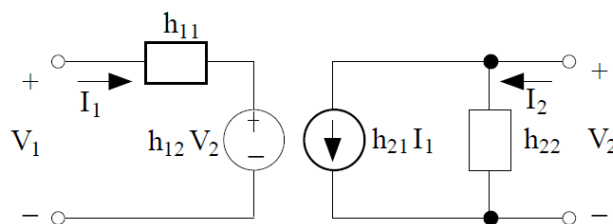


Figura 1.5 Modelo Parámetros H

1.2.2.3 Parámetros G

Para modelar a una red con *parámetros híbridos G*, o parámetros G, se eligen como variables independientes el voltaje de entrada V_1 y la corriente de salida I_2 :

$$I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2$$

$$V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Determinación de los parámetros G

De las ecuaciones de red con parámetros G es fácil deducir que:

$$g_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{I_2=0} \quad (\text{S}) \quad g_{12} = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_1=0} \quad g_{21} = \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_2=0} \quad g_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{V_1=0} \quad (\Omega) \quad (1.7)$$

- g_{11} y g_{21} se determinan con el puerto de salida en circuito abierto, y excitando el puerto de entrada. Se denominan *admitancia de entrada con la salida en circuito abierto* y *ganancia de voltaje con la salida en circuito abierto*, respectivamente.
- g_{22} y g_{12} se determinan con el puerto de entrada en corto circuito, y excitando el puerto de salida. Se denominan *impedancia de salida con la entrada en corto circuito* y *ganancia inversa de corriente con la entrada en corto circuito*, respectivamente. ^[2]

Modelo de la red con parámetros G

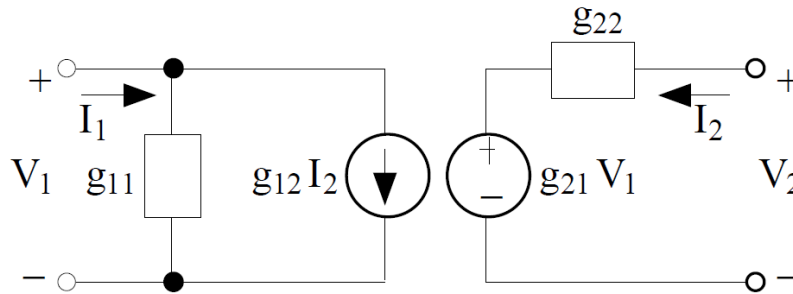


Figura1.6 Modelo Parámetros G

1.2.2.4 Parámetros ABCD

Para modelar a una red con *parámetros de transmisión T*, se eligen como variables independientes el voltaje de salida V_2 y la corriente de salida I_2 :

$$V_1 = aV_2 - bI_2$$

$$I_1 = cV_2 - dI_2$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Es importante mencionar que se toma el negativo de la corriente I_2 porque en parámetros T se define la corriente de salida *saliendo* del puerto 2.

Como los parámetros T relacionan directamente las variables de entrada con las de salida, son útiles en el estudio de redes de dos puertos conectadas en *cascada*

(la salida de una red se conecta a la entrada de la siguiente), tales como amplificadores multietapa, circuitos de filtro de orden mayor a 2.

$$a = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad b = \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (\Omega) \quad c = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (S) \quad d = \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (1.9)$$

- A y C se determinan con el puerto de salida en circuito abierto, y excitando el puerto de entrada. Se denominan *ganancia de voltaje con la salida en circuito abierto* y *admitancia de transferencia negativa con la salida en circuito abierto*, respectivamente.
- B y D se determinan con el puerto de salida en corto circuito, y excitando el puerto de entrada. Se denominan *impedancia de transferencia negativa con la salida en corto circuito* y *ganancia de corriente con la salida en corto circuito*, respectivamente.^[2]

1.2.3 PARAMETROS S

1.2.3.1 Generalidades

La red lineal o redes no lineales operan con señales suficientemente pequeñas para causar que la red responda de una forma lineal, haciendo que sea completamente característica por parámetros medidos a las terminales de red o puertos sin tener ni idea del contenido de la red. Una vez los parámetros se determinan, puede predecirse su comportamiento en cualquier entorno externo sin la necesidad de saber su contenido.

Para todo lo anterior, debemos de tomar en cuenta que el concepto de Parámetros S como tal se originó gracias al artículo del periódico Hewlett Packard escrito en el año de 1966 titulado “S-Parameters Theory an Application” que cambio y revoluciono los últimos 30 años a la tecnología. Durante este tiempo HP a estado ayudando a crear pruebas e instrumentos de medición.

Para la caracterización en baja frecuencia de los dispositivos, los tres parámetros que se miden con mayor frecuencia son los parámetros H, Y y Z.

Cada conjunto de parámetros se relaciona con un conjunto de cuatro variables asociadas con el modelo de dos puertos. Dos de estas variables representan la excitación de la red (variables independientes), y las dos restantes representan la respuesta de la red a la excitación (variables dependientes). Esto se puede entender mejor con la siguiente figura.

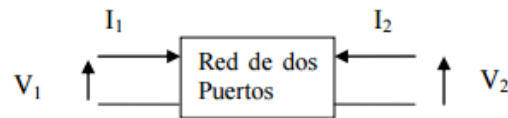


Figura 1

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

Figura 1.7 Comparación de parámetros

Cuando se utilizan frecuencias elevadas RF y microondas, aparecen los siguientes problemas:

1. No hay equipo disponible para medir corrientes y voltajes en los puertos de la red a esas frecuencias
2. Circuitos abiertos y corto circuitos son difíciles de realizar con anchos de banda muy grandes.
3. Los dispositivos activos, tales como los transistores y los diodos, frecuentemente no se pueden poner en corto circuito o circuito abierto.

Para evitar estos problemas se necesita de otro método para caracterizar el comportamiento de una red de dos puertos (cuadripolo) o una red de n puertos (multipolo). Las variables lógicas a usar a esas frecuencias son ondas viajantes (ondas que viajan) en lugar de voltajes y corrientes. Para sistemas de alta frecuencia se tienen una fuente de potencia que es llevada a la carga por medio de líneas de transmisión.

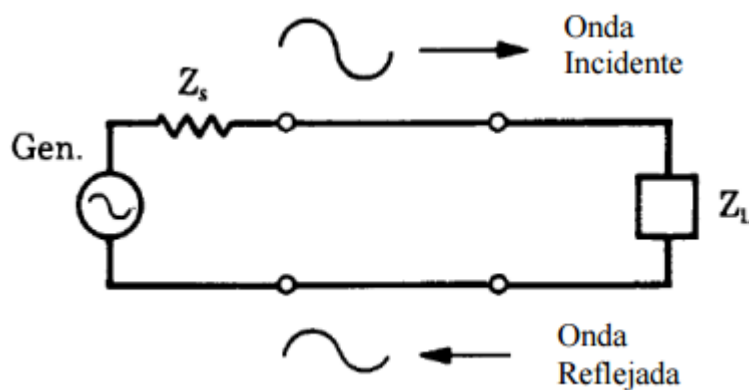


Figura 1.8 Formas de líneas de transmisión

Los parámetros de dispersión son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada. Estos parámetros describen completamente el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en determinado rango de frecuencia. Cada parámetro es caracterizado por magnitud, ganancias o pérdidas en decibeles y fase. A pesar de ser aplicables a cualquier frecuencia, los parámetros S son usados principalmente para redes que operan en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. En general, para redes prácticas, los parámetros S cambian con la frecuencia a la que se miden, razón por la cual se debe especificar la frecuencia para cualquier medición de parámetros S, junto con la impedancia característica o la impedancia del sistema

No podemos olvidar que hay que entender que es dispersión para poder entender mejor el concepto de parámetros. Dispersión se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a la introducción de una red en una línea de transmisión. Esto equivale a la onda encontrándose con una impedancia diferente de la impedancia característica de la línea.

Por ende, la descripción de los parámetros es la siguiente:

S11: Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa.

S21: Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa.

S22: Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.

S12: Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa

Para que esto sea válido las impedancias en el puerto de entrada y salida deben ser las mismas.

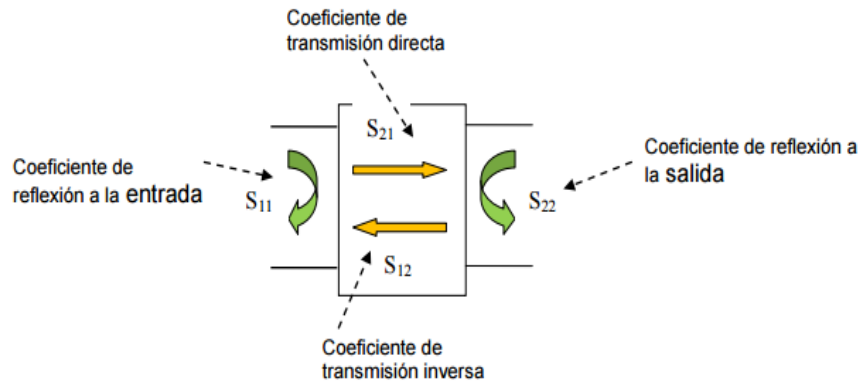
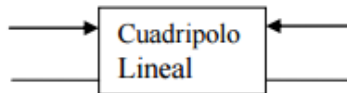


Figura 1.9.- Parámetros S

A altas frecuencias y microondas (de 400 MHz a 300 GHz), interesan parámetros que usen magnitudes tales como coeficiente de reflexión, pérdida de retorno, R.O.E, dentro de lo que se considera Reflexión, y en lo que es transmisión se destacan Ganancia, Atenuación y Pérdidas de inserción, como indica a continuación:



| | |
|--|--|
| <p><u>Reflexión</u> Coeficiente de reflexión (Γ) Pérdida de retorno R.O.E. (ρ) Impedancia = $R + jX$ Admitancia = $G + jB$ Parámetros S_{11}, S_{22}</p> | <p><u>Transmisión</u> Ganancia/ Pérdidas Atenuación Pérdida de Inserción Coeficiente de Transmisión Parámetros S_{12}, S_{21}</p> |
|--|--|

Figura 1.10 Parámetros de Reflexión y Transmisión

Los parámetros S están definidos por los siguientes sistemas de ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 V_i &= V_i + + V_i \\
 I_i &= 1 (V_i + - V_i -) Z_i \quad (1.10)
 \end{aligned}$$

Ecuaciones lineales del cuadripolo:

Variables independientes a1 y a2

Variables dependientes b1 y b2

Para una Red de dos puertos

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

Para determinar S11 y S21 se hace a2 = 0

Para determinar S12 y S22 se hace a1 = 0

Se carga el Puerto 2 con ZL= ZRef = Zo, luego se procede a la inversa con el puerto 1 haciéndolo terminar en Zi = Z0. Despejando V₂ = 0 y luego con V₁ = 0 se obtiene:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \\ S_{12} &= \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \\ S_{21} &= \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \\ S_{22} &= \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \end{aligned}$$

El sistema de ecuaciones, también se puede expresar como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad \text{donde } V^- = S \times V^+ \quad (1.11)$$

Donde S se conoce como matriz de dispersión, esta matriz presenta una serie de propiedades:

1.- Si la red está compuesta solamente por elementos pasivos se tiene que:

$$|S_{ii}|, |S_{ij}| \geq 1 \quad \text{El módulo de los coeficientes de dispersión son } \geq 1$$

2.- Si la red no tiene pérdidas

$$S^+ S = I$$

I es la matriz identidad y S^* es el conjugado complejo de la transpuesta de S

3.- Si la red tiene pérdidas

$$I - S^+ S \geq 1 \quad (1.12)$$

4.- Una red es recíproca (puertos reversibles) si la matriz de dispersión es simétrica

$$S = S^T \quad (1.13)$$

Si bien las herramientas de medición han cambiado en los últimos 30 años, las técnicas básicas de medición se siguen manteniendo. En sus comienzos los analizadores de red no tenían computadoras de a bordo, un estándar de HP-IB, o gráficos de alta resolución para realizar la calibración, extraer datos de precisión numérica, o mostrar los marcadores electrónicos. Los analizadores de red modernos contienen sofisticadas técnicas automatizadas que mejoren la capacidad de procesamiento y reducen los errores de medición del operador.

Para dar comienzo al proceso de medición con un analizador de redes es fundamental separar las señales incidente, reflejada y transmitida. En microondas es común utilizar acopladores direccionales. Las propiedades más importantes para los acopladores direccionales son disponer de un ancho de banda amplio, alta directividad y una buena impedancia de adaptación en todos los puertos cuando los otros puertos están conectados a cargas adaptadas terminadas en Z_0 .

Otra forma es con la utilización de puentes ROE o divisores de potencia con lo cual se simplifica el uso de acopladores direccionales en la medición de los parámetros S, especialmente en RF, ya que en microondas prevalece el uso de los acopladores direccionales.

La carta de Smith es otro método cuando se miden los parámetros S. Por cuestiones de aplicaciones en Investigación y desarrollo de dispositivos o con fines industriales de

producción, se debe considerar no solamente la magnitud sino la fase involucrada con cada parámetro.

En general, la Carta de Smith está normalizada para Z_0 , de tal manera que los valores de impedancia están divididos por Z_0 , con lo cual se hace independiente de las impedancias del sistema bajo análisis.^[3]

1.3 Estado del arte en torno a la caracterización de dispositivos pasivos y activos para radiofrecuencia y microondas.

En la actualidad, existen varias técnicas para desarrollar lo que son los bancos de prueba o test fixture a base de montaje superficial o SDT por sus siglas en inglés (“Surface-mount Technology”). Tuvieron que pasar varios años para que muchos sistemas de radiofrecuencia cambiaran su forma de trabajo dejando a un lado el conectar componentes; pasivos y activos de forma tradicional.

Los dispositivos sin conexiones son los más difíciles de medir y es por esta razón que algunos bancos de pruebas son requeridos y utilizados para proveer las conexiones tanto eléctricas como mecánicas entre los dispositivos a estudio (DUT).

La meta de cualquier banco de radiofrecuencia es proveer conectores de cables coaxiales que permitan la interconexión para prueba de cables. En este modelo de aplicaciones, los tipos más comunes utilizados son el SMA o conectores de tipo N y usualmente es seguido por un transistor o conector coaxial a una microcinta.

Ya que es imposible crear un banco ideal en el mundo real, solo podemos esperar aproximar el caso ideal lo mejor que se pueda optimizando la actividad del banco de prueba con el DUT.

No obstante, se puede tratar de hacer que las pérdidas del banco sean más pequeñas que las de las ganancias o las de inserción con el buen diseño y equipo de medición correcto como es el caso de un reflectómetro en el tiempo real (TDR). Existe de igual forma, otro método llamado Calibración seguida por línea de reflexión (TRL) y la Calibración de carga a través de corto abierto (SOLT) que brinda una simplicidad y menor costo en su fabricación.

Otro método de medir los parámetros de dispersión es por medio de la aplicación de estímulos de onda continua (CW) a los puertos físicos de dispositivos midiendo, corrigiendo

y convirtiendo las respuestas arrojadas en parámetros utilizando el analizador vectorial de redes. Es útil para mantener la potencia media a unos valores bajos y evitar que los dispositivos se recalienten. Además, permite medir en condiciones reales pulsos con la ayuda de señales aplicadas por dispositivos no continuos. La figura 1.11, nos muestra un claro ejemplo de las respuestas que se obtiene en forma de pulso utilizando dicho método.

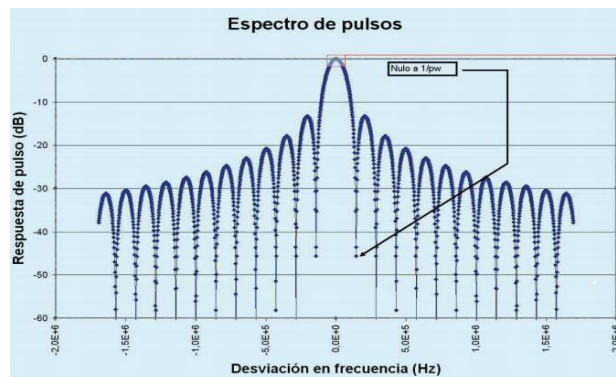


Figura 1.11 Estímulos de onda continua

Con lo anterior mencionado podemos decir que existe de igual manera un dispositivo de nueva generación apto en el mercado llamado como Analizador de redes vectorial de serie PNA-X de Agilent que puede suministrar un estímulo de pulso y una medida precisa de la respuesta. Es un instrumento de medida de parámetros S por pulsos totalmente funcional e integrado que va de 10 MHz a 26 GHz y 33 ns de anchura de pulso. Con un reloj de 60 MHz y una resolución de 16.7 ns. De esta forma, se puede observar dicho dispositivo tanto su forma física como su esquema interno en la figura 1.12. [4]

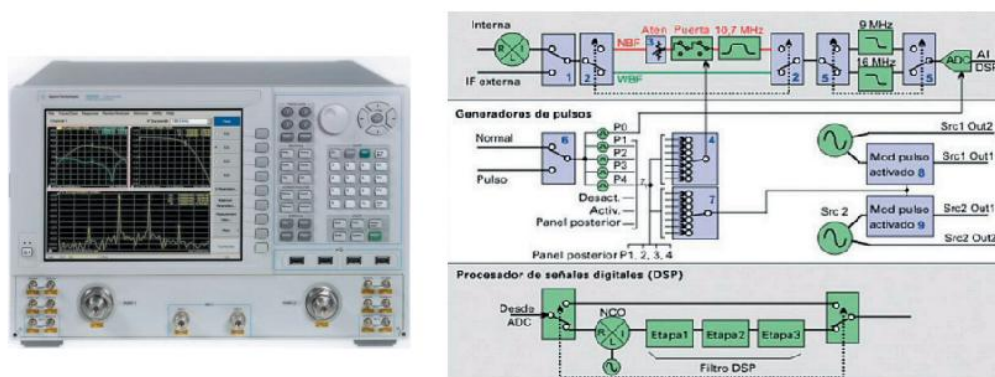


Figura 1.12 Analizador de redes vectorial PNA-X

Por otra parte, si hablamos de la técnica para la eliminación de los efectos en la instalación fija podemos dividirlo en dos categorías principalmente: por la medición directa y por la des-incrustación.

Para la primera se requiere estándares de calibración especializados que se adaptaran en el dispositivo de prueba. Mientras, que para el caso del proceso de des-incrustar se utiliza un modelo matemático así como el banco de pruebas para eliminar las características de este a partir de las mediciones globales brindando un resultado preciso para el DTU no coaxial. Para implementarlo, se puede realizar por medio de sub-técnicas. En la primera técnica utiliza los datos arrojados por el analizador vectorial para luego procesarlos ocupando cálculos de la matriz T.

Podemos observar así, que para todo lo anterior mencionado un bosquejo del banco de prueba visto desde un perfil lateral es como el que se muestra en la figura 10. En la cual, se puede apreciar de igual manera las colocaciones de las conexiones pertinentes.

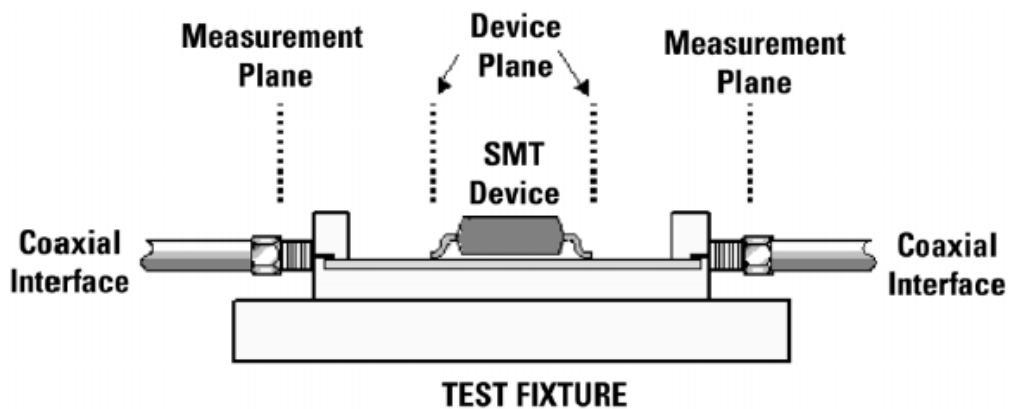


Figura 1.13 Sección Lateral de un Banco de Prueba



CAPÍTULO II

“Determinación experimental de los parámetros de Dispersión de transistores bipolares de unión (BJT) y de efecto de campo (FET)”

Capítulo 2.- Determinación experimental de los parámetros de Dispersión de transistores bipolares de unión (BJT) y de efecto de campo (FET)

2.1.- Antecedentes generales

Debido al rápido crecimiento de los productos de consumo de RF tales como teléfonos celulares, ha surgido un cambio fundamental en la manera en que estos productos son fabricados y utilizados. La tecnología de Montaje Superficial (SMT) es un fenómeno generalizado en el diseño y fabricación de RF, lo que requiere nuevas estrategias para la medición de componentes SMD. Estos componentes van desde simples dispositivos de dos puertos, tales como filtros y amplificadores, a RFICs multipuerto más complejas. Todos ellos comparten la necesidad de caracterizar con precisión y verificado en R&D para ayudar a desarrollar modelos precisos, probados durante la fabricación, para asegurar que se cumplan las especificaciones de rendimiento.

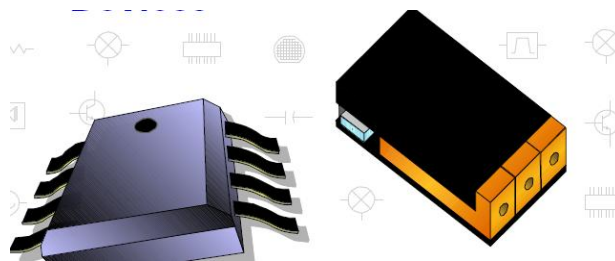


Figura 2.1 Tecnología SMD

No hace muchos años la mayoría de los sistemas de RF consistía en componentes de conexión conectorizados, tanto pasiva y activa, eran atornillados entre sí para formar al sistema. Cuando las placas de circuito impreso (PCB) comenzaron a utilizarse, consistían principalmente de componentes discretos tales como resistencias, inductores, condensadores, transistores y diodos, con conectores de RF para entrada y salida.

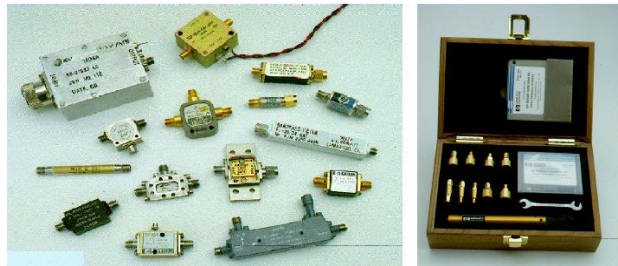


Figura 2.2 Componentes RF

Hoy en día, el tamaño, el peso y las limitaciones de costo, junto con mayores frecuencias de funcionamiento y los avances en la tecnología hacen que la tendencia sea al uso mucho más pequeño y más integrado de partes envasados a nivel de PCB. Y a diferencia de los viejos tiempos, cuando había sólo unos pocos paquetes de transistores estándar que preocuparse, ahora hay muchos paquetes de SMT no estándar para adaptarse a una multitud de aplicaciones de RF.

Las dimensiones físicas varían en gran medida, a las diferentes tecnologías, requisitos de manejo de potencia, las condiciones ambientales, etc. Pero la necesidad para medir con precisión todos estos dispositivos es mayor que nunca.

Hacer mediciones de RF de calidad en dispositivos con conectores coaxiales estándar es relativamente fácil. Muchas mediciones precisas se pueden hacer usando kits de calibración comerciales y rutinas estándar de corrección de errores que se encuentran en la mayoría de los Analizadores de Redes. Mientras que realizar mediciones precisas sobre dispositivos con conectores no estándar es un poco más difícil, requiere adaptadores y frecuentemente normas de calibración personalizadas. Por otra parte los dispositivos sin conectores son los más difíciles de medir, ya que se requiere algún tipo de banco de Prueba para proporcionar una conexión eléctrica y mecánica entre el dispositivo bajo prueba (DUT) y el equipo de prueba basados en una conexión coaxial. Sumado a esto los estándares de calibración a menudo tienen que alcanzar niveles de precisión de la medición que muchos de los dispositivos de la demanda actual. ^[5]

2.1.1.- Análisis del comportamiento de transistores bipolares de unión (BJT) y de efecto de campo (FET) vía los parámetros de dispersión.

El semiconductor de silicio es útil en transistores bipolares hasta los 3000 MHz, mientras que el arseniuro de Galio (AsGa) se utiliza por encima de dicha frecuencia en la configuración de transistor de efecto de campo (FET).

La tecnología del Silicio pierde su operatividad por sus mayores pérdidas intrínsecas. El AsGa o Arseniuro de Galio es el semiconductor más utilizado de este tipo y su uso en aplicaciones de alta frecuencia y alta velocidad se basa en la mayor movilidad de los electrones en este material que en el Silicio. De hecho puede tener una movilidad 4 veces mayor para el mismo campo eléctrico aplicado. Vemos, que el AsGa es la tecnología predominante en frecuencias de microondas, pues mientras la tecnología de silicio bipolar y CMOS se queda en el techo de los 10GHz, con el AsGa podemos llegar hasta los 60GHz. Pero, una desventaja reside en la menor conductividad térmica, 2,5 veces menor, de este sustrato respecto al Si; lo que implica una menor capacidad de disipación y por tanto un menor índice de integración.

Así, en estado sólido el nivel máximo de potencia de salida es de 10 Watts en las bandas de 4 y 6 GHz y de 2.5 W en 11 y 14 GHz. Por ello, combinan elementos activos con circuitos de línea de transmisión pasivos que proveen las funciones críticas a los sistemas e instrumentos de microondas.

En este caso particular, podemos observar en la figura 2.3 estos parámetros S de un transistor.

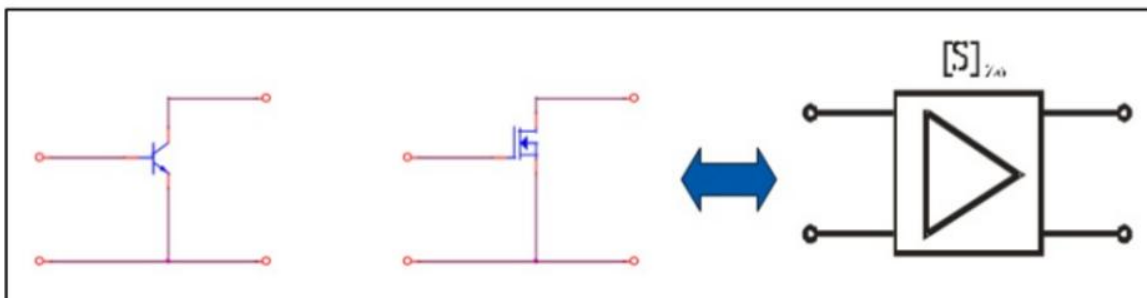


Figura 2.3 Representación de Parámetros S de un Transistor

De esta manera se pueden representar de la siguiente manera con unas características muy útiles como son:

- ✓ S11 y S22 son los coeficientes de reflexión a la entrada y salida si se carga con la impedancia de referencia
- ✓ Pueden representarse en carta de Smith
- ✓ S12 y S21 son las ganancias de transferencia en sentido directo o inverso
- ✓ Pueden representarse sobre una carta polar o sus módulos sobre ejes cartesianos
- ✓ Todos ellos dependen del punto de polarización y frecuencia.

Los parámetros S desde los años 60' han ganado gran reputación y utilidad debido a la aparición de instrumentos de medición para obtenerlos. Hoy en día, es mucho más común que las hojas de datos o especificaciones de transistores de radiofrecuencia contengan las especificaciones de los parámetros S.

Los parámetros S varían con la frecuencia y la polarización. Por lo tanto, luego de elegir la frecuencia y el transistor, debemos determinar un punto de operación estable y calcular los parámetros deseados.

Los parámetros S que nos dan los fabricantes se suelen medir para una configuración de emisor común (BJT) o fuente común (FET). Sin embargo, los parámetros S varían según la configuración.

Así como los transistores bipolares se dividen en NPN y PNP, los de efecto de campo o FET poseen también dos tipos. Aquellos en los cuales la aplicación del voltaje de Gate o puerta produce un aumento de la resistencia al paso de la corriente, y aquellos en que dicha tensión la disminuye. ^[6]

Algunas ventajas de los FET son:

- 2 Dispositivos controlados por tensión con impedancia de entrada muy elevada
- 3 Generan menor figura de ruido que los BJT.
- 4 Más estables en temperatura.
- 5 Fáciles de fabricar.

- 6 Gran disipación de potencia y conmutación de grandes corrientes.
Inconvenientes de los FET:
- 7 Respuesta en frecuencia pobre debido a la alta capacidad de entrada.
- 8 Muy poco lineales.
- 9 Es muy sensibles a la electricidad estática.

2.1.2- Modelo linealizado de transistores bipolares de unión (BJT) y de efecto de campo (FET) vía los parámetros de dispersión

2.1.2.1 A frecuencias bajas

Las medidas del cambio de la resistencia a la salida pueden ser observadas utilizando el AVN. La transmisión coaxial de la línea es utilizada parcialmente al igual que la ruta de la señal para evitar la oscilación de dispositivos no deseados. El circuito así es monitoreado para que no oscile por medio de un analizador de espectro. Un generador de sinusoidal de baja frecuencia es usado con valores de amplitudes mínimo (50 a 250 mV) para corroborar que el dispositivo no se está saturando.

2.1.2.2 A altas frecuencias

Este es un modelo cuadripolar en pequeña señal cuyos parámetros S permiten relacionar las variables de entrada y salida a través del sistema de ecuaciones.

Los parámetros S tienen la ventaja de que son fáciles de medir en forma directa o indirecta y describen al transistor bastante bien en baja frecuencia. Por esta razón se ha popularizado su inclusión en las hojas de datos de los transistores. Sin embargo, adolecen de algunos defectos que les restan valor para ciertas aplicaciones. En primer lugar, dependen fuertemente de varias condiciones de funcionamiento tales como el punto de polarización, la temperatura y la frecuencia, y las respectivas leyes de variación no admiten una representación matemática sencilla. Esto se debe a que los parámetros del modelo no tienen una relación demasiado directa con los fenómenos físicos dentro del transistor. En segundo lugar, más allá de unas pocas decenas de kHz los parámetros dejan de ser números reales y su variación con la frecuencia se hace muy ostensible, sin que su comportamiento sea fácil de modelizar por medio de elementos circuitales concentrados. ^[7]

2.1.3.- Procedimientos utilizados para la obtención de parámetros S de los BJT's y FET's a partir de su modelo linealizado correspondiente

2.1.3.1 Teóricos

Si bien las herramientas de medición han cambiado en los últimos 30 años, las técnicas básicas de medición se siguen manteniendo. En sus comienzos los analizadores de red no tenían computadoras de a bordo, un estándar de HP-IB, o gráficos de alta resolución para realizar la calibración, extraer datos de precisión numérica, o mostrar los marcadores electrónicos. Los Analizadores de red modernos contienen sofisticadas técnicas automatizadas que mejoren la capacidad de procesamiento y reducen los errores de medición del operador.

Para dar comienzo al proceso de medición con un analizador de redes es fundamental separar las señales incidente, reflejada y transmitida. En microondas es común utilizar acopladores direccionales. Las propiedades más importantes para los acopladores direccionales son disponer de un ancho de banda amplio, alta directividad y una buena impedancia de adaptación en todos los puertos cuando los otros puertos están conectados a cargas adaptadas terminadas en Z_0 .

Otra forma es con la utilización de puentes ROE o divisores de potencia con lo cual se simplifica el uso de acopladores direccionales en la medición de los parámetros S, especialmente en RF, ya que en microondas prevalece el uso de los acopladores direccionales.

La carta de Smith es otro método cuando se miden los parámetros S. Por cuestiones de aplicaciones en Investigación y desarrollo de dispositivos o con fines industriales de producción, se debe considerar no solamente la magnitud sino la fase involucrada con cada parámetro.

En general, la Carta de Smith está normalizada para Z_0 , de tal manera que los valores de impedancia están divididos por Z_0 , con lo cual se hace independiente de las impedancias del sistema bajo análisis.

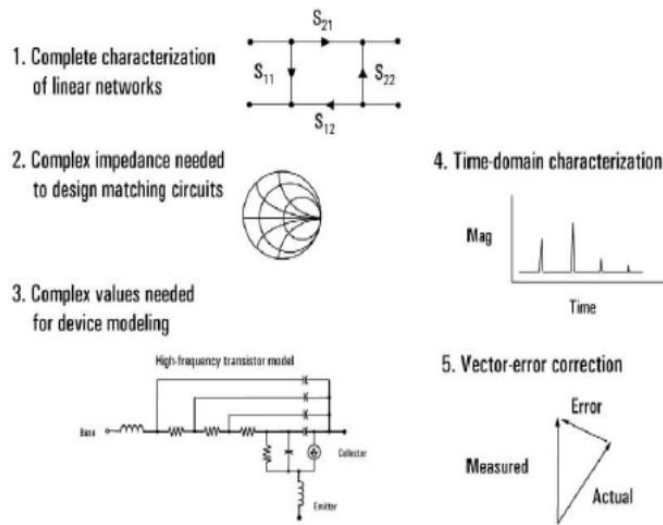


Figura 2.4 Carta de Smith con parámetros S

2.1.3.2 Simulación

Este se puede hacer por medio de programas y simuladores accesibles para computadoras, como es el caso del QUCS (Quite Universal Circuit Simulator)

El software está disponible para una variedad de sistemas operativos incluyendo

- ❖ GNU / Linux
- ❖ Windows
- ❖ FreeBSD
- ❖ Mac OS
- ❖ NetBSD
- ❖ Solaris

Qucs es un simulador de circuitos integrados que es capaz de configurar un circuito con una interfaz gráfica de usuario (GUI) y simular el comportamiento a gran señal, de pequeña señal y el ruido del circuito. Después de que la simulación ha terminado, puede ver los resultados de la simulación en una página de presentación o ventana.

Es una herramienta muy avanzada que permite la creación de esquemas y la presentación de resultados de la simulación en diversos tipos de diagramas. DC, AC, S-parámetro, el

ruido y el análisis de transitorios es posible, ecuaciones matemáticas y el uso de una jerarquía subcircuito (con subcircuitos parametrizados). Qucs también puede importar modelos SPICE existentes para su uso en sus simulaciones. Viene con una enorme variedad de componentes y modelos incluyendo HICUM, BSIM2, BSIM3, y pronto BSIM6. También proporciona muchos componentes de semiconductores con sede y modelos tales como amplificadores operacionales, diodos, MOSFET, MOSFETs y muchos más. Algunos ejemplos de esquemas se pueden encontrar aquí que demuestran algunas de las habilidades de Qucs, y muchos más ejemplos se proporcionan con el programa.

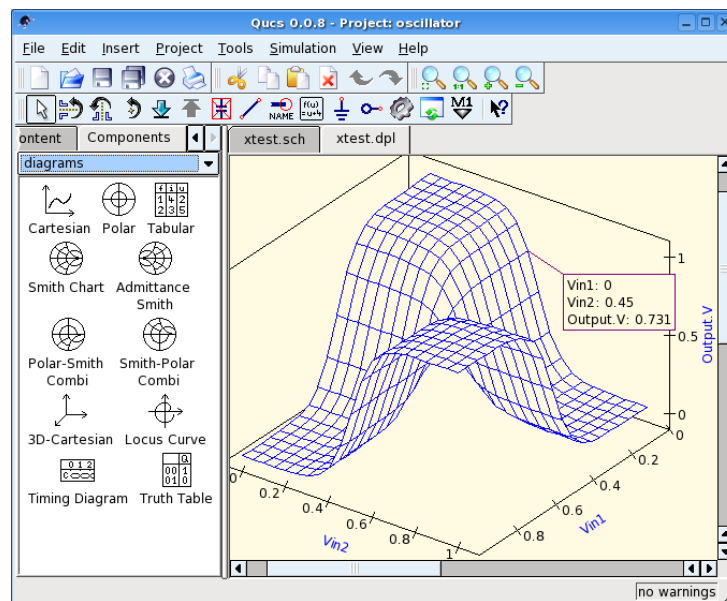


Figura 2.5 Simulador QUCS

2.1.3.3 Experimental

Para la parte experimental se pueden obtener los parámetros S realizando un banco de prueba o Text Fixture. El objetivo de cualquier RF es proporcionar en primer lugar, un sistema transparente entre el instrumento de prueba y el dispositivo que está siendo probado. Esto permitiría en términos paramétricos, que el banco de prueba no tenga ninguna pérdida, una frecuencia plana con fase lineal, que no exista desajustes. Si podemos lograr esto, la calibración sería fácil o en el mejor de los casos no habría ninguna necesidad de calibrar el propio aparato. Puesto que es imposible hacer un accesorio ideal en el mundo real, sólo podemos esperar una aproximación, hacer esto mediante la optimización del rendimiento de la instalación fija de ensayo con relación a la del rendimiento del banco.

Podemos tratar de hacer que la pérdida de la luminaria sea más pequeña que la ganancia especificada o la inserción de pérdida de incertidumbre del banco. El ancho de banda de la fijación sólo necesita ser grande en comparación con el ancho de banda de medición deseada. Desde que podemos aproximarlos, el tipo de calibración requerida para cualquier aplicación particular depende únicamente de las especificaciones.

El primer paso en la medición de un dispositivo de montaje superficial es insertarlo físicamente en el dispositivo de prueba. La parte puede ser colocada a mano en un proyecto de I + D o de bajo volumen entorno a su fabricación, o insertarse con un manejador parte automatizada. El componente debe estar alineado para asegurar que eléctricamente haga contacto con las almohadillas o cables adecuados. No obstante, cambios pequeños en la alineación del banco puede causar trayectorias eléctricas que varíen, lo cual puede resultar en la medición un resultado significativo. Una forma de lograr la alineación es colocar un alfiler en el banco de forma que impida suba a un nivel superior. Otra forma es hacer que coincida con las dimensiones del banco.

2.2.- Consideraciones básicas entorno a los procedimientos experimentales más utilizados para obtener los parámetros S de los BJT's y FET's

2.2.1.- Generalidades sobre la técnica de “Análisis Vectorial de Redes”. (Descripción, principios básicos y caracterización de redes, vía esta técnica de medición y prueba).

El análisis vectorial de redes es el proceso en donde diseñadores y fabricantes miden la actuación eléctrica de los componentes y circuitos usados en sistemas más complejos. Cuando los sistemas poseen señales con información, es de mayor importancia obtener la señal de un punto a otro con mayor eficacia y mínima distorsión. El analizador vectorial de redes es un método de caracterizar con precisión aquellos componentes midiendo sus efectos en magnitud y fase en barrido de frecuencia.

Para dispositivos lineales, tanto la magnitud como la fase impuesta cambian a una señal de entrada. Cualquier sinusoidal que aparece en la entrada de igual forma aparece en la salida con la misma frecuencia; es decir, nuevas señales no son creadas. Ambos componentes ya sean pasivos o activos no lineales, pueden cambiar una señal de entrada en frecuencia o añadir otra componente de frecuencia. Esto se puede observar en la figura 2,6 y 2.7. ^[4]

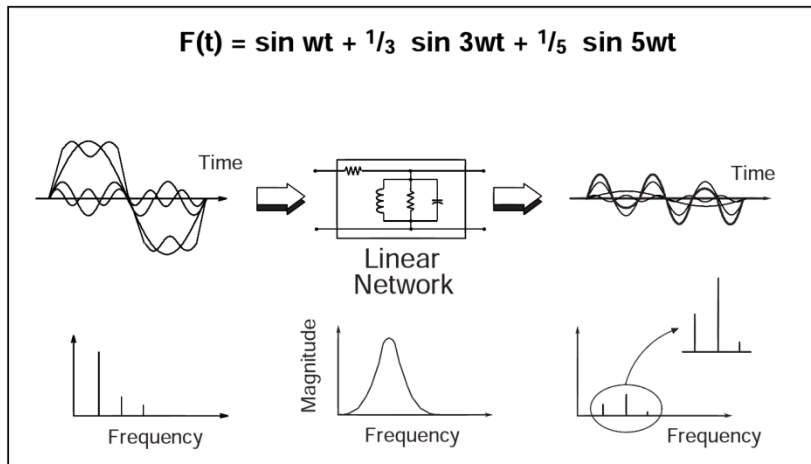


Figura 2.6 Efecto de la Frecuencia en Magnitud

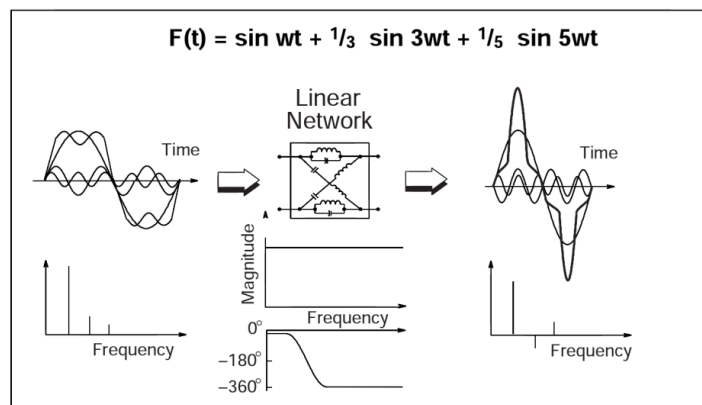


Figura 2.7 Efecto de la Frecuencia en Fase

Midiendo tanto magnitud como fase de componentes es muy importante por varias razones como son:

- Porque las dos medidas son requeridas para completar la caracterización de una red lineal
- Al momento de ocupar un software, programa o simulador, estos datos son requeridos en primera instancia.
- En la caracterización en el dominio del tiempo se necesitan para obtener la transformada inversa de Fourier.

Es de esta forma al obtener los parámetros S al igual que otros conceptos se necesitan no solo para un banco de prueba sino para muchas más aplicaciones en las comunicaciones.

Ahora bien, ya entendiendo lo anterior mencionado, podemos hablar de los términos comunes utilizados para medir dichos parámetros. La terminología para el analizador vectorial de redes generalmente se denota para ondas incidentes con la letra R o canal de referencia. La onda reflejada es medida con el canal A y la transmitida con el canal B. con la ayuda de la información de magnitud y fase es posible cuantificar la caracterización de reflexión y transmisión del banco de prueba. Estas dos últimas, pueden ser expresadas en forma de un vector (magnitud y fase), escalar (magnitud) o fase solamente.

Mientras que, el coeficiente de transmisión se define como el voltaje de transmisión dividido entre el voltaje incidente. Si el valor absoluto del voltaje de transmisión es más grande que el valor absoluto del voltaje incidente; entonces, se dice que el banco de prueba tiene ganancia.

La porción de la fase del coeficiente de transmisión es llamada así como fase de inserción. La pérdida de retorno (return loss) es una forma de expresar el coeficiente de reflexión en términos logarítmicos (dB). Es decir, es el número de decibeles que la señal reflejada está por debajo de la señal incidente.

En orden para completar la caracterización de un dispositivo lineal desconocido de dos puertos nosotros debemos de hacer medidas bajo varias condiciones y computarizar varios parámetros. Estos parámetros pueden ser usados para completar la descripción del comportamiento eléctrico del dispositivo o red, aun bajo las condiciones de fuente o carga.

Como es difícil medir la corriente total o el voltaje a altas frecuencias, los parámetros S generalmente son medidos en su lugar. El número de parámetros S que se obtienen de un dispositivo es igual al número de puertos del mismo elevado al cuadrado. Por ejemplo, una red de dos puertos tiene cuatro parámetros S. Para su nomenclatura, el primer número seguido de la letra S representa el puerto por donde la energía emerge y el segundo número es el puerto por donde la energía entra. Por eso, para el caso de S_{21} es la medida del parámetro S de la energía que emerge del puerto 2 y llega al puerto 1. Y si los dos números son iguales representan las medidas reflejadas.

2.2.2.- Obtención de los parámetros S de una red de 2 puertos vía el AVR

Para la obtención de los parámetros S con la ayuda del AVR (Analizador Vectorial de Redes) comienza con la creación de un modelo de banco de prueba, el siguiente paso es la creación de un estándar de calibración de dos puertos en el

AVN usando métodos de tipo como SOLT (Short, Open, Load, Through) o TRL (Through, Reflect, Line). Para este caso, se procedió a utilizar el tipo SOLT con la ayuda de unos accesorios o adaptadores que semejan un corto, un abierto, una carga de 50 ohms y un “a través” que busca unir los dos puertos eliminando las interferencias a través de los cables coaxiales. Esto es porque esta técnica usa el modelo tradicional de doce errores. Esta calibración, es entonces salvada en la memoria del instrumento.

Usando una calibración completa para dos puertos, los errores entonces son descargadas en el programa del computador y modificados, luego se vuelven a colocar en la memoria del analizador vectorial. En este punto, el AVN muestra las respuestas del banco de prueba en la pantalla del mismo. ^[8]

De esta manera, primero se tuvo que calibrar el AVN con la ayuda del procedimiento SOLT o TOSUM. Se toma en cuenta que necesitamos corroborar que los conectores que estamos ocupando para la conexión de los cables coaxiales hacia el AVN son de tipo N ya que el programador requiere de dicha información para saber cómo actuar.

Por ello, como se puede apreciar en las figura 2.8 se muestra los resultados que se obtuvieron de dicha calibración utilizando los adaptadores correspondientes en el Analizador Vectorial de Redes ZVL-3 300kHz- 3GHz de la marca “Rohde & Schwarz” interfazada por una tarjeta madre XP envided .



Figura 2.8 Adaptadores para la calibración (Abierto, Corto, Carga y Through)

2.3 Aspectos particulares a considerar en la obtención experimental de los parámetros de dispersión de BJT's y FET's al operar en régimen de "pequeña señal"

2.3.1 Técnicas de montaje de BJT's y FET's para la obtención de parámetros de dispersión de "pequeña señal" mediante el uso del Analizador Vectorial de Redes.

2.3.1.1 Bancos de prueba (Test Fixture) a sujeción de carácter temporal.

Los bancos de prueba a sujeción, temporal son los más utilizados en el merca debido a las grandes ventajas que poseen con respecto a los de carácter semipermanente. Entre estas ventajas puede considerarse como principal el hecho de poder cambiar en cualquier momento el componente bajo estudio, sin dañarlo a él o al mismo banco de prueba. Esto de alguna manera con lleva a que los errores de medición, disminuyan dándole una mayor confiabilidad a la medición.



Figura 2.9 Bancos de prueba a Sujeción Temporal

Si bien los errores de medición disminuyen, no está inmune de que en algún momento pueda presentarlos debido al desgaste por uso.

Una de las desventajas de este tipo de banco de prueba es el costo, ya que en comparación a los de sujeción semi-permanente su precio es muy elevado.

2.3.1.2 Bancos de prueba (Test Fixture) a sujeción de carácter semipermanente.

Los bancos de prueba a sujeción de carácter semi-permanente no son muy comunes, ya que tienen la desventaja de que debido a la semi o permanencia temporal del dispositivo bajo prueba, puede resultar que el dispositivo, o el mismo banco de prueba puedan resultar dañados, dependiendo de la técnica de semi-permanencia, como es el caso de sujeción con soldadura, la temperatura a la que se colocó o retira el dispositivo bajo estudio podría modificar las características originales del dispositivo, además de que el banco de prueba se encontraría en un constante riesgo ya que las condiciones en las que se harían las mediciones, estarían variando constantemente.

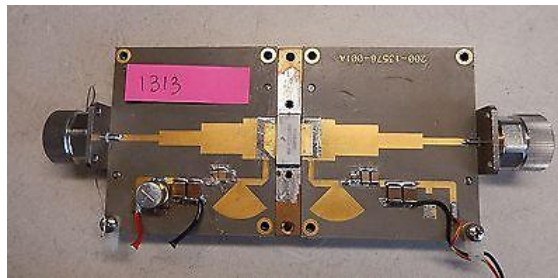


Figura 2.10 Banco de Prueba a Sujeción Semi-Permanente

En cuanto al aspecto del costo es mucho menor que los bancos de prueba a sujeción semi-permanente.

2.3.2 Consideraciones adicionales entorno a la obtención de los parámetros de dispersión de BJT's y FET's por métodos experimentales.

2.3.2.1 Entorno a las señales de Prueba.

Es importante tomar en cuenta que al Banco de Prueba se le suministrará una señal de CA, en este caso por medio del AVR, por lo que es importante contemplar los conectores que se ocuparán para hacer la interconexión, además de las líneas de transmisión, tanto las que

comunicarán al Banco de Prueba con el AVR, como las que se encargarán de llevar la señal al dispositivo bajo prueba.

En el caso de los conectores, las características a considerar serían la compatibilidad con el tipo de salida del instrumento de medición, en este caso el AVR, así como la compatibilidad con el banco de prueba, es decir elegir el que agregue menos errores al banco,



Figura 2.11 Conector SMA para PCB

En cuanto a las líneas de transmisión que llevarán la señal del AVR al Banco de prueba, lo que se busca fundamentalmente es que sean lo más cortas posibles, ya que esto hará que al sistema no se le agreguen tantos errores.



Figura 2.12 Líneas de Transmisión Coaxiales

Por último es importante considerar que las mediciones de parámetros S normalmente se llevan a cabo en altas frecuencias, por lo que ideal es considerar una línea de transmisión del tipo microcinta o coplanar, las cuales están de alguna manera diseñadas para operar en altas frecuencias.

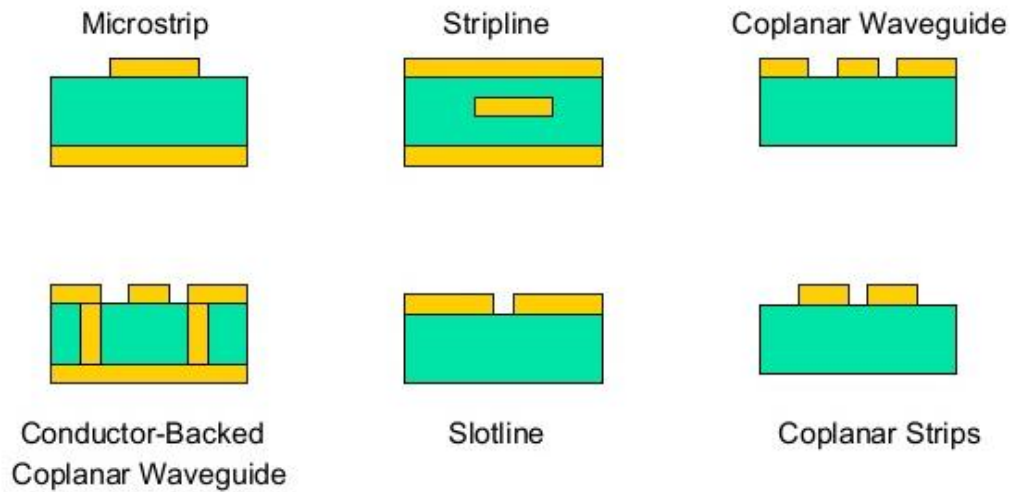


Figura 2.13 Líneas de Transmisión Usadas en Altas Frecuencias

2.3.2.1 Entorno al punto de operación del componente.

Previo a las consideraciones tomadas en el punto anterior, el banco de prueba también deberá cubrir ciertos requerimientos en lo que coloquialmente se conoce como CD, y es que tenemos que llevar al transistor a un punto de operación en específico, Esto se lograra inyectando una corriente variable a la base mientras se efectúa una tensión entre colector y emisor.

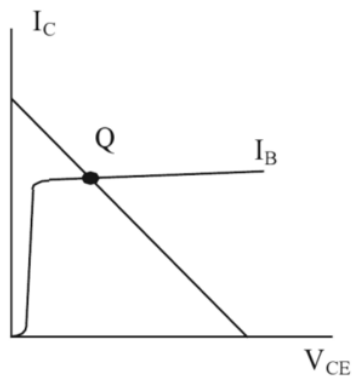


Figura 2.14 Punto de Operación de un BJT

Por lo que el banco de prueba requerirá de dos fuentes, una fuente de corriente variable que se encargara de inyectar corriente a la base, y otra de voltaje, igualmente variable, la cual se encargara de abastecer al colector y emisor. ^[2]

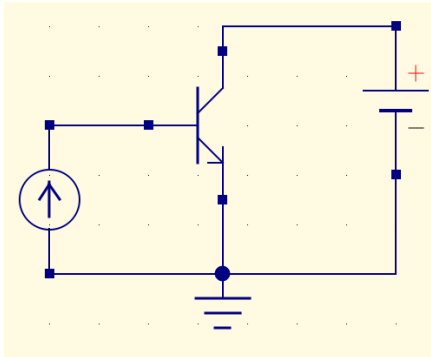


Figura 2.15 Requerimientos Punto de Operación

2.4 Generalidades sobre los errores de medición asociados a la obtención experimental de los parámetros de dispersión de BJT's y FET's.

2.4.1 Conceptos de básicos y definiciones generales.

2.4.1.1 Errores Sistemáticos y Aleatorios

Se llama errores sistemáticos a los que siempre tienen aproximadamente el mismo tamaño y signo, es decir que la causa del error es una causa constante, y que son siempre bien por exceso o bien por defecto. Por ejemplo supongamos que tenemos una cinta métrica que en vez de los 3 m que marca, mide realmente 3,12 m, porque está mal construida o porque se ha deformado. En todas las medidas de longitudes que realicemos con esta cinta, seguramente obtendremos valores inferiores a las longitudes reales que queremos medir. En este caso tendremos un error sistemático por defecto. Los errores sistemáticos pueden surgir por multitud de causas: defectos de fabricación de los aparatos, mal calibrado de los mismos, envejecimiento, errores de operación del experimentador, un mal contacto que aumenta la resistencia de un aparato eléctrico...etc. En principio estos errores sistemáticos se pueden calcular o estimar su cuantía, y una vez que los conocemos podemos corregir el resultado de las medidas. Por ejemplo, un error sistemático habitual es el llamado error de cero. Existe este error cuando el aparato marca un cierto valor finito "C" cuando no está midiendo nada y debería marcar cero. Por ejemplo una báscula que marca unos gramos cuando su platillo está vacío. Las medidas realizadas con este aparato "X" debemos corregirlas por el error de cero y dar como resultado de la medida " $X^* = X - C$ ". En ocasiones el propio aparato lleva algún mecanismo regulador que permite corregir este error,

por ejemplo la báscula anterior puede tener un tornillo regulador, que nos permite fijar el valor cero cuando el platillo está vacío. Seguidamente ya podemos medir cualquier masa, sin que tengamos que preocuparnos por su error de cero.

Mientras que los errores accidentales o aleatorios, son aquellos que varían en tamaño y signo cada vez que medimos. Estos errores se deben a causas irregulares y son mayores o menores, por exceso o por defecto, obedeciendo a las leyes del azar. Siempre que al medir varias veces la misma magnitud con el mismo aparato, obtenemos valores distintos cada vez, podemos decir que nos encontramos en presencia de un error accidental. Es materialmente imposible repetir exactamente todos los pasos de la operación de medida, y hay muchos factores de muy difícil control: corrientes de aire, variaciones de temperatura y humedad, saltos en la tensión de la red,...etc. Debido a la oscilación de estos factores, el resultado de la medida cuando se repite varias veces, no es siempre el mismo. Los instrumentos complejos con partes electrónicas, son muy propensos a este tipo de error. Si un instrumento de medida se basa en un fenómeno que produce una señal eléctrica proporcional a la magnitud que se quiere medir, es muy frecuente que sea necesario amplificar esas señales eléctricas para poder medirlas. Pero entonces el amplificador electrónico también puede amplificar todo tipo de perturbaciones eléctricas presentes en la atmósfera, así como las debidas a la agitación térmica de los electrones del propio aparato, fenómeno conocido como ruido electrónico.. Estas perturbaciones amplificadas, provocan que el resultado final de la medida vaya acompañado de un error aleatorio. Un buen instrumento generalmente intenta filtrar estas perturbaciones, para que no perturben el resultado final, pero no siempre se puede conseguir hacerlas desaparecer por completo. Otra fuente típica de errores aleatorios es el llamado error por mala definición. Por ejemplo cuando queremos medir la longitud de un tablón cuyos bordes no son ni perfectamente rectos, ni paralelos. Según donde y como coloquemos la regla, cada vez obtendremos una medida diferente. En este caso, lo que ocurre es que no existe una definición clara de lo que es la longitud del tablón. Pero si lo que queremos medir es una especie de longitud media, cada medida individual nos dará un resultado distinto por exceso o por defecto con respecto a ese valor medio, de forma prácticamente aleatoria. Otro ejemplo de este tipo de error sería la medición de la longitud de una carretera. Como la carretera no es una línea, sino una superficie más o menos irregular, lo que entendemos exactamente por longitud de esa carretera es algo que no está claramente definido, y no será extraño que cada vez que midamos dicha longitud obtengamos un valor diferente. En ocasiones el hecho de que se

obtenga un valor diferente cada vez que se mide, no significa que se esté cometiendo un error. Podemos estar midiendo un fenómeno intrínsecamente aleatorio. [9]

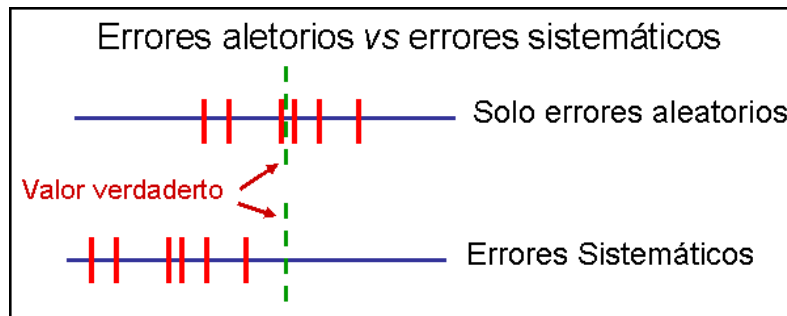


Figura 2.16 Comparación entre Errores Sistemáticos y Aleatorios

2.4.1.2 Origen de los Errores Sistemáticos de medición más comunes en la cuantificación (vía un AVR), de redes de 2 puertos.

Existen errores de medición en cualquier medición de parámetros de dispersión en una red de dos puertos. Cuando usas un AVR para la medición, podemos reducir la incertidumbre de la medición, por medición o cálculo de la causas de incertidumbre. Durante la calibración del AVR, las medidas del sistema la magnitud y la fase de respuestas de los dispositivos conocidos, y compara la medición con características de los dispositivos reales. Se debe usar los resultados para caracterizar el instrumento y efectivamente eliminar los errores sistemáticos de la los datos medidos de un DUT.

Los errores sistemáticos son los errores repetitivos que resultan luego de que la medición no sea ideal. Por ejemplo, los errores de medición pueden resultar de efectos de directividad en los acopladores, pérdidas del cable y desajustes entre el banco de prueba y el DUT. Una prueba típica coaxial de dos puertos sistema puede ser modelado para tener doce errores que pueden ser corregidos. Estos errores se caracterizan durante la calibración del sistema y matemáticamente son retirados de las mediciones del DUT. Mientras la medición del sistema es estable en el tiempo y la temperatura, estos errores son repetitivos y la misma calibración puede ser utilizada para todas las mediciones posteriores.

En cierto modo, la calibración del AVR es un proceso de des- incorporación del sistema de errores de la medición.

La siguiente figura muestra el sistema de tres errores involucrados en la medición de un dispositivo de un solo puerto. Estos errores hacen que la medición de un DUT no sea una medición ideal. E_{df} es el término de error de directividad hacia adelante resultante de la fuga de señal a través del acoplador direccional en el Puerto 1. E_{rf} es el reflejo hacia adelante del plano de seguimiento resultante de la diferencia de camino entre el ensayo y rutas de referencia. E_{sf} es el delantero partido de la fuente de término resultante de la impedancia del puerto de pruebas del AVR, no se adapta perfectamente a la impedancia de la fuente.

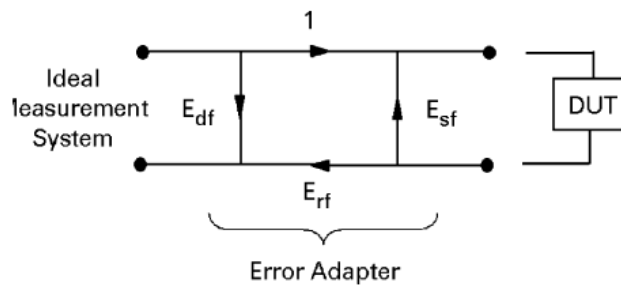


Figura 2.17 Modelo de Errores sobre DUT

2.4.2 Técnica de Remoción y minimización de errores de medición, más utilizados en la determinación de parámetros de dispersión de redes de 2 puertos.

Existen diversas técnicas que nos permiten la remoción y minimización de errores de medición en la de terminación de los parámetros de dispersión, cabe mencionar que ninguna técnica es mejor que otra, se puede decir que cada técnica es fuerte en algún aspecto, por ejemplo la técnica de Calibración es realmente efectiva en la remoción de errores relacionados con la fase, a continuación se detallan las técnicas de Calibración y Desincrustado.

2.4.2.1 Calibración

Transmisión-Reflexión-Calibración

El método para calibrar el AVN y hacer que el banco de prueba y sus componentes, así como las líneas de transmisión de interconexión utilizado para realizar mediciones de parámetros S. Esto elimina esencialmente los efectos de fase y magnitud, de la líneas de transmisión y banco de prueba sobre el DUT, el método TRL requiere al menos tres patrones de calibración:

1. A través de la línea de transmisión (T) con la misma característica la impedancia a la de la VNA y con una longitud eléctrica corta (definido como longitud cero);
2. Una línea de transmisión termina en el plano de referencia DUT con una magnitud grande coeficiente de reflexión (R), el valor exacto de que no es crítica, pero con fase razonablemente bien conocida.
3. Una línea de transmisión (L) con impedancia característica igual a la de la longitud VNA y eléctrica que es al menos un cuarto de longitud de onda más larga que la línea T en el centro frecuencia de la banda de interés..

Las mediciones realizadas después de estos pasos de calibración estos tres pasos calibración serán suficientes para obtener de alguna manera las mediciones en el banco de prueba.

En consecuencia, todos los parámetros S, y en particular el de pérdida de inserción y la fase de inserción de estas líneas de transmisión serán considerados como despreciables ya que se está llevando la medición justo al principio del banco de prueba, quitando el efecto de las

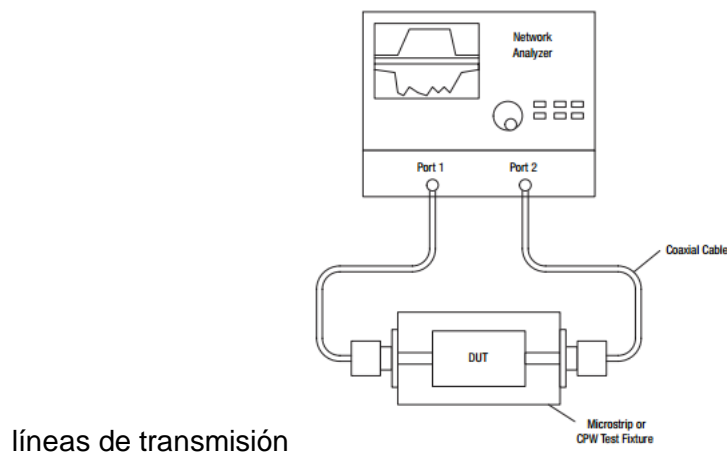


Figura 2.18 Diagrama de Conexión de Banco de Prueba con AVR

2.4.2.2 Desincrustado

De- incrustación es un proceso matemático que elimina los efectos de las partes no deseadas de la estructura, que están incrustados en los datos medidos, restando su contribución en la medición.

La siguiente figura muestra la medición de un parámetro en ese caso el S11 antes de llevar a cabo el proceso de des incrustación.

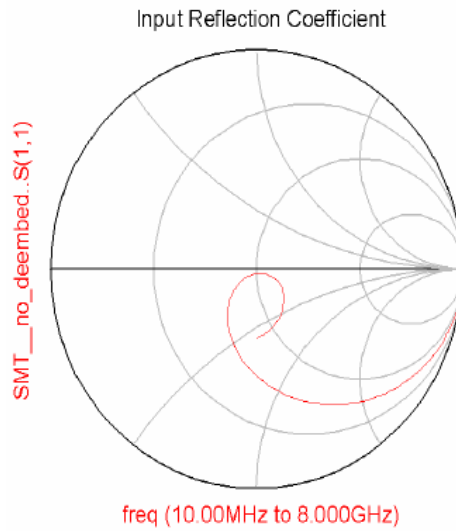


Figura 2.19 Medición sin Aplicar Des-incrustado

La siguiente figura muestra la medición de un parámetro en ese caso el S11 después de llevar a cabo el proceso de des incrustación.

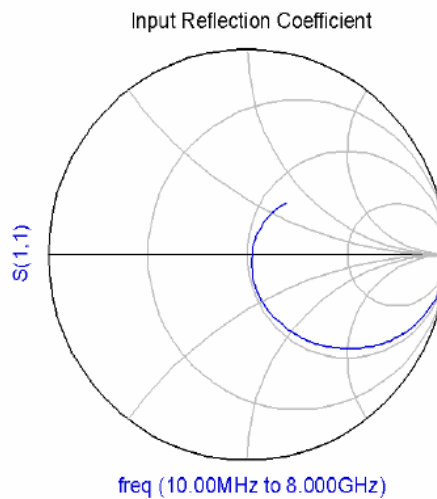


Figura 2.20 Medición sin Aplicar Des-incrustado

Des- Incrustación de una Red de dos Puertos

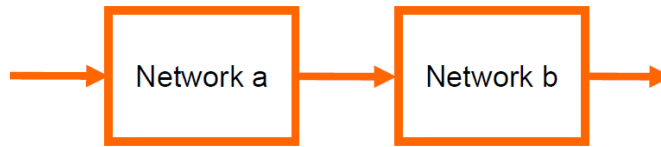


Figura 2.21 Representación de Conexión de 2 Redes

Para anular el efecto de los dispositivos no deseados en la medición de parámetros de dispersión, se procede a considerar a los dispositivos tanto deseados como no como una matriz, que en conjunto hacen un sistema de matrices, manteniendo al componente que se desea medir, para este caso al transistor, como la matriz incógnita, de modo que es necesario saber el comportamiento matricial de cada uno de los componentes, ya que al solucionar el sistema se obtendrá el comportamiento del elemento deseado.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_{total} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} T_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_b \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} T_a \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} T_{total} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_b \end{bmatrix}^{-1} \\ \begin{bmatrix} T_b \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} T_a \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} T_{total} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Figura 2.22 Sistema Matricial Des-Incrustado

En la siguiente imagen se muestra la relación entre los parámetros s y los parámetros T.

Relationship between S and T-Parameters

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{S_{21}} \right) \begin{bmatrix} S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{T_{22}} \right) \begin{bmatrix} T_{12} & T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} \\ 1 & -T_{21} \end{bmatrix}$$

Figura 2.23 Relación entre Parámetros S y T



CAPÍTULO III

“Metodología”

3.- Metodología

3.1.- Construcción del prototipo

Para la construcción del prototipo primero se pensó con que material se iba a realizar este mismo. Así, se acordó que se realizaría utilizando una tablilla doble cara de ½ onza de espesor de FR4 o bien, en términos comunes de fibra de vidrio.

De esta forma, la lista de material utilizada para el prototipo fue:

- ❖ Capacitor SMA de 10 uF
- ❖ Regulador de Voltaje LM317T
- ❖ Bornes de conexión
- ❖ Trimpod de 10KΩ
- ❖ Resistencia de 1K
- ❖ Conectores SMA para PCB Hembra
- ❖ Regulador de voltaje LM317LZ
- ❖ Dip
- ❖ Trimpod 100KΩ
- ❖ Resistencia de 220 Ω
- ❖ Inductor SMA de 68 uH
- ❖ Transistor MRF901

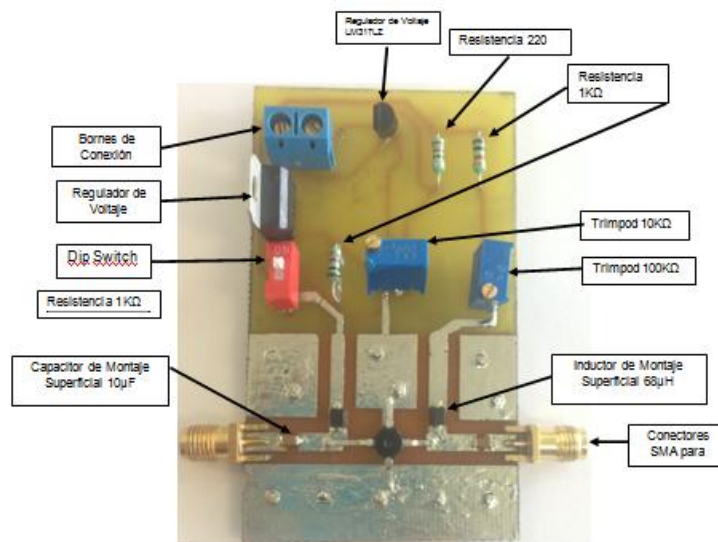


Figura 3.1 Prototipo con Identificación del Material

Una vez obtenido esos valores se procedió a ingresarlos en el simulador QUCS (Quite Universal Circuit Simulator) para poder generar una microcinta semejante a la que realizamos en términos reales y tener una simulación con la cual podamos comparar resultados. De esta forma se muestra a continuación lo realizado en la figura 3.2.

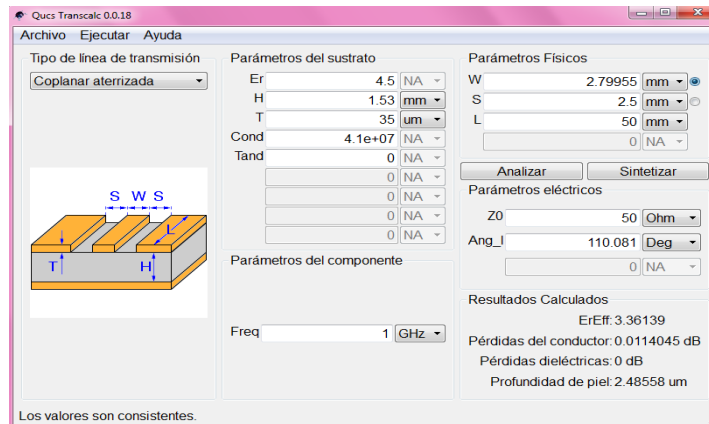


Figura 3.2 Calculo de Cinta Coplanar

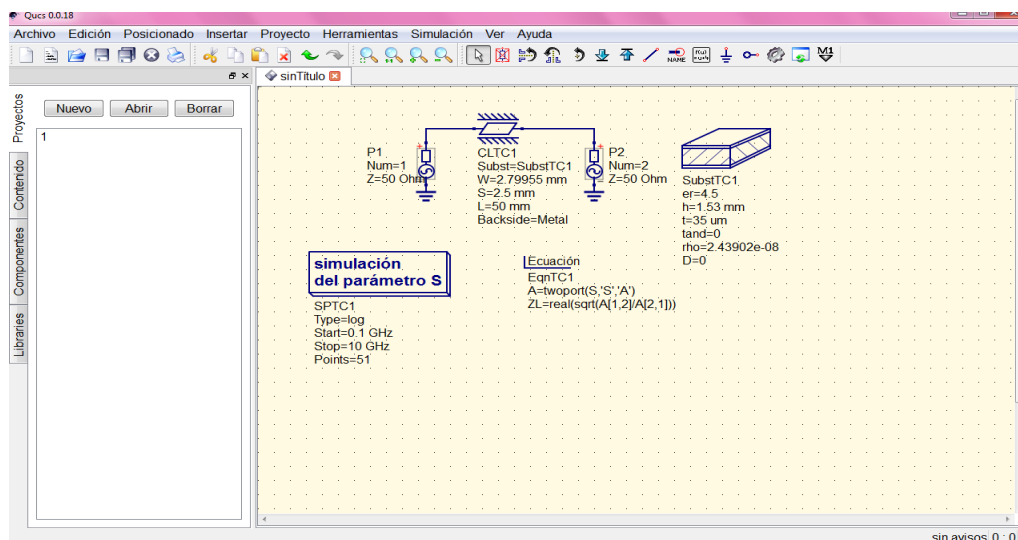


Figura 3.3 Simulación del diagrama en el QUCS

Con la ayuda del simulador es que pudimos conocer los parámetros físicos adecuados como fueron la longitud de nuestro prototipo, el ancho tanto del conductor central como los laterales; y los parámetros eléctricos como es la impedancia. Sin olvidar, que se tomaron en

cuenta los valores del sustrato de la fibra de vidrio como por ejemplo su permitividad relativa (ϵ_r), el grosor de la tablilla (h) y el grosor de la lámina del conductor (t).

Se debe de aclarar que se ocupó una microcinta de tipo coplanar aterrizada; en otras palabras una microcinta que posee variante puesto que proporciona un plano de tierra en el lado opuesto del dieléctrico, que se llama finito plano de tierra. A continuación se muestra un ejemplo en la figura 21.

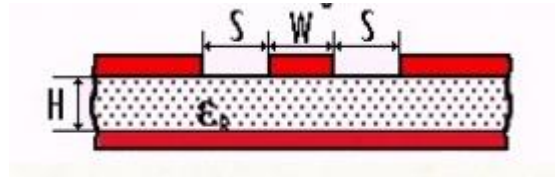


Figura 3.4 Microcinta Coplanar Aterrizada

Una vez hecho todo lo anterior, se procedió a comprar todo el material, herramientas y utensilios para su realización.

Se realizaron varios prototipos, para ser más precisos cuatro. En donde se buscaba quitar todos los efectos o bien reducirlos lo más posible para que estos no afectaran las mediciones al momento de su captura.

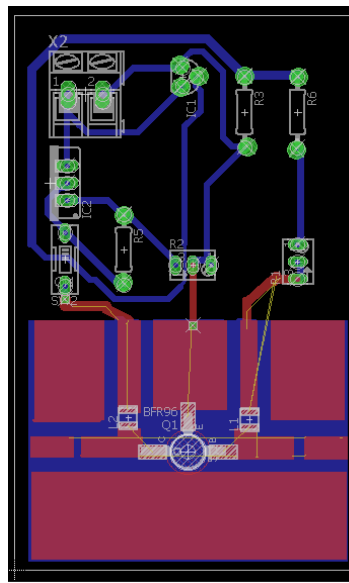


Figura3.5 Diagrama en EAGLE del Banco de Prueba

Se efectuó el diagrama del circuito con la ayuda del programador EAGLE y papel TRANSFER. Después de varios intentos y modificaciones se llegó al diagrama final que es el mostrado a continuación en la figura 3.6.

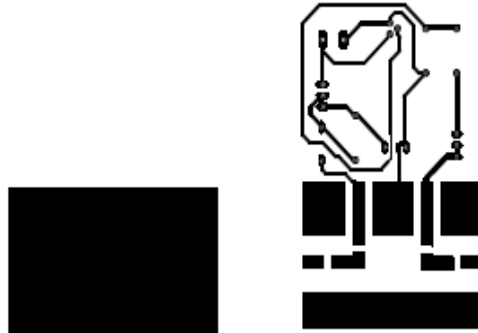


Figura 3.6 Layout del Prototipo

Después con la ayuda del proceso de planchado y atacado de químico (cloruro férrico) se pudo tener un modelo aceptable que con la ayuda de un taladro, y el estañado de las pistas quedo de la siguiente manera.



Figura 3.7 Transferencia de Layout

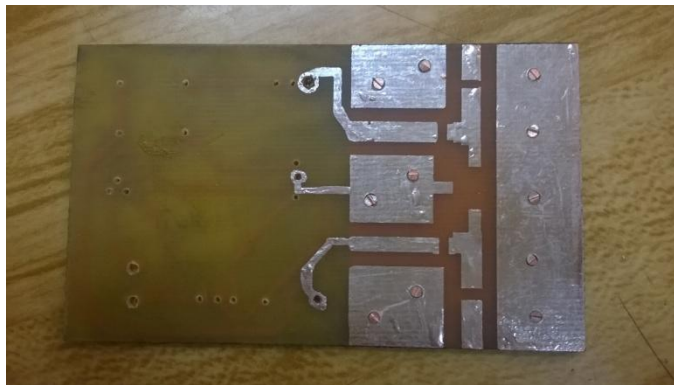


Figura 3.8 Ataque químico y estañado

Cabe señalar que la parte del estañado, se hizo de forma extra pues se pensó era la mejor manera de proteger y trabajar con el circuito. Además de que facilitaba el proceso de through holes y la soldadura de los componentes.

Una vez realizado todo lo anterior de igualmente se cubrieron cada uno de los through holes de modo que quedara como si no se hubieran realizado desde un principio.

Para el proceso de soldar los componentes primero se procedió a colocar los componentes de la fuente; es decir los componentes pasivos. Después los componentes activos que vienen siendo la parte de la microcinta y los conectores SMA hembra así como el transistor. Quedando de la siguiente manera

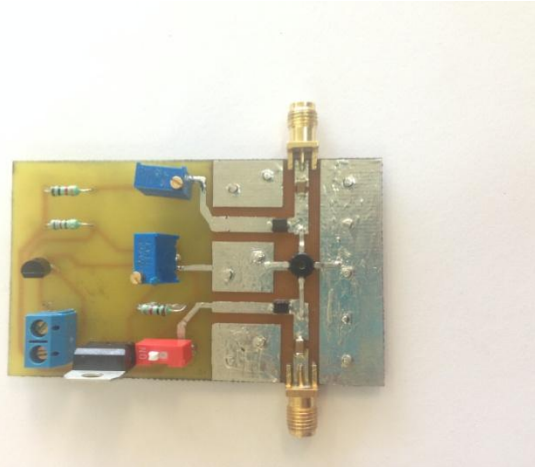


Figura 3.9 Prototipo terminado

Es de suma importancia decir que se tuvo que requerir al uso de FLUX orgánico y de alcohol isopropílico para la limpieza de este mismo.

3.2 Líneas de Transmisión

En esta fase del procedimiento, se procedió a la implementación de dos conectores Amphenol 901-9876-RFX SMA Macho Crimp y dos conectores Amphenol 82-5375-RFX N macho Crimp en dos cables coaxiales RG-58/U Condumex de 12 pulgadas de largo. Es decir, que en uno de los cables se colocó un conector tipo macho en un extremo y del otro extremo uno N macho; repitiendo la operación el otro cable coaxial.

Para ello primero se tuvieron que conseguir las hojas de especificación y de medidas de los conectores para realizar los cortes correctos dependiendo del conector a ocupar. Estas especificaciones se mostraran al final del trabajo como un complemento.

Teniendo esos datos principalmente y entendiendo la técnica de ponchado que se necesitaba utilizar; en este caso de tipo Crimp que no es más que aquellos conectores que tienen un pin en sus componentes que debe de soldarse entre el dieléctrico que posee el cable coaxial y el alambre de cobre o núcleo para su fijación.

Es así que se procedió como primer paso a la medición de 12 pulgadas de largo de cable para tener dos tramos lo más parecidos posibles.



Figura 3.10 Obtención del cable coaxial con el largo requerido

Acto seguido, con las especificaciones, el modelo del conector y un vernier digital se realizaron los cortes pertinentes de las tres partes que componen al cable coaxial: el hule o capucha que lo protege, la malla que evita se exista interferencias y el dieléctrico que cubre al núcleo, conductor o alambre de cobre.



Figura 3.11 Medición utilizando el Vernier digital

A continuación una vez hecho todo lo anterior se procedió a soldar el pin al conector (técnica crimp) del cable coaxial. Claro que para ello se tuvo que realizar con mucho cuidado y precaución, realizarlo en un solo movimiento para no deformar el dieléctrico y quedara fijo al cobre sin que este perdiera las medidas requeridas.



Figura 3.12 Técnica Crimp para cada extremo

Por último, se colocaron los conectores respectivos en cada lado de los cables y con una pinza ponchadora de cable coaxial se procedió a fijar los conectores de forma permanente. De esta forma es que los cables quedaron de la siguiente forma mostrada a continuación.

3.3 Fuente

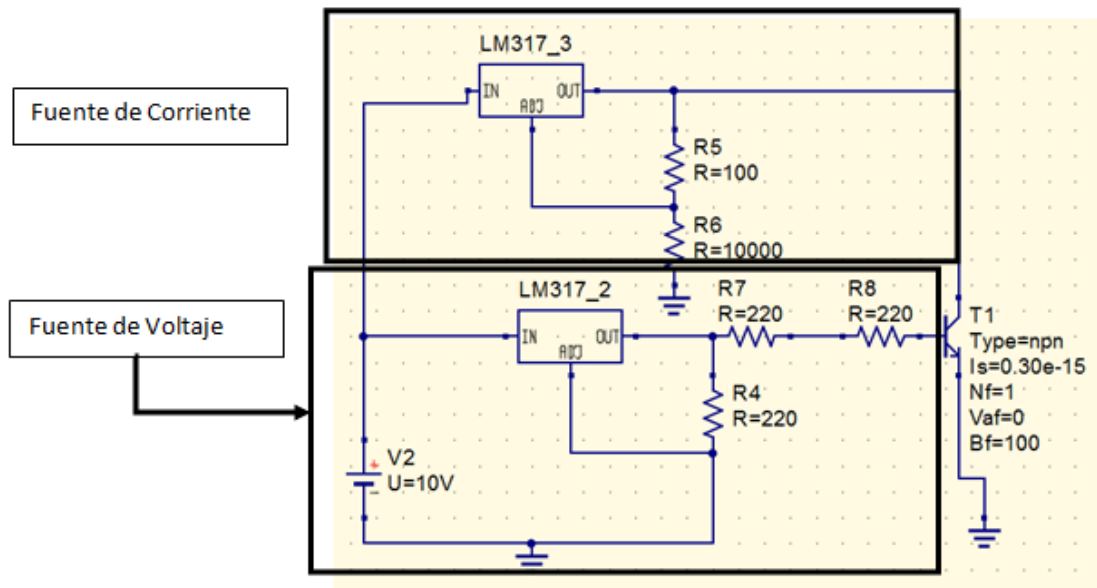


Figura 3.13 Simulación de la fuente en QUCS

La fuente de Alimentación está constituida por dos fuentes, una de corriente la cual se encargara de proveer la corriente a la base del transistor de modo que podamos obtener el I_Q deseado. La otra de las fuentes será de tensión la cual se encargara de proveer el V_{CE} . De modo que mediante estas dos podamos llevar al transistor (MRF901) a los puntos de operación requeridos.

Para el diseño de la fuente de corriente se utilizaron los siguientes componentes:

- Regulador de Voltaje LM317LZ
- Trimpod 100K
- Resistencia 1K
- Resistencia 220

El funcionamiento de la fuente consiste en llevar al regulador a su valor de referencia en tensión más bajo, es decir en el caso del $lm317$ se trata 1.25 V, posteriormente a esa tensión se le conectan en serie un resistor de 1K y un trimpod de 100K, con lo que se variara la corriente que se le inyecta a la base.

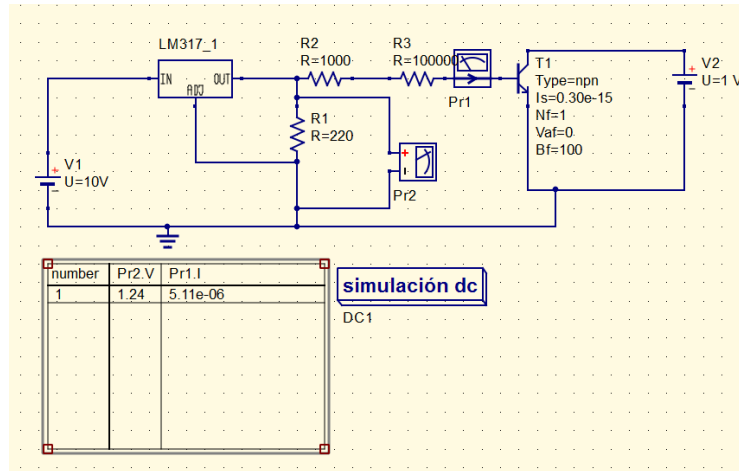


Figura 3.14 Fuente de Corriente

Tomando en cuenta que el Trimpod estuviera en su máximo nivel la corriente sería de 12.37µA.

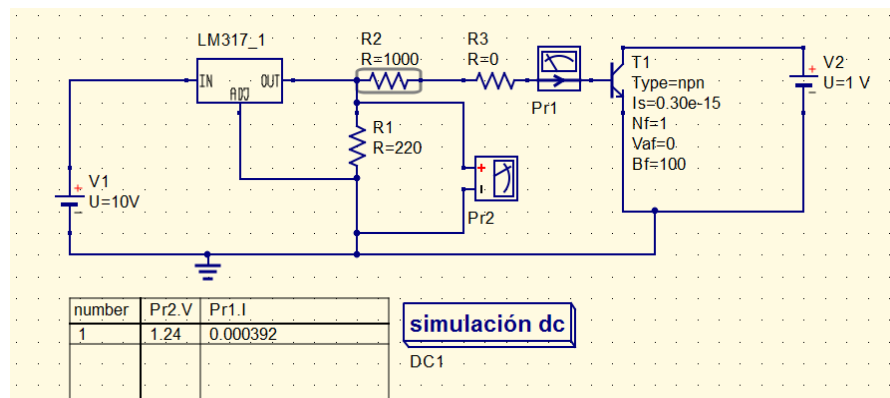


Figura 3.15 Fuente de Corriente de la Base

Por otra parte suponiendo que por el contrario se encuentra en su punto máximo, la corriente que se inyectaría a la base sería de 1.25 m A.

Por lo que el rango de corriente de base sería de 12.37µA.-1.25 m A.

Para el diseño de la fuente de voltaje se utilizaron los siguientes componentes:

- Regulador de Voltaje LM317T
- Trimpod 10K
- Resistencia 1K

El funcionamiento de la fuente consiste en seguir la relación

$$V_{out} = 1.25 * (1 + \frac{R2}{R1}) \tag{III.1}$$

En este caso R2 es el Trimpod de 10K y R1 el Resistor de 1 K

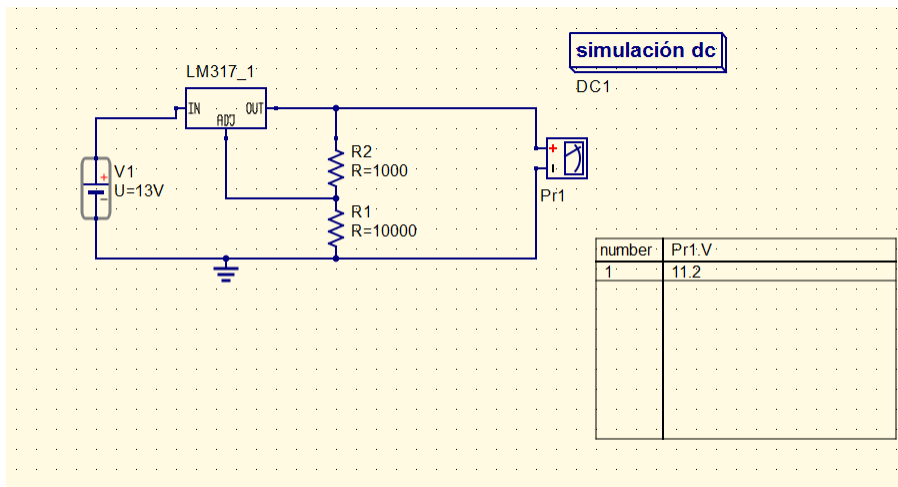


Figura 3.16 Fuente de Voltaje

3.4 Simulación QUCS

Primeramente se procede a simular el banco de prueba incluyendo, tanto la señal suministrada por el AVR así como la fuente, el punto de operación elegido es

$$I_c = 5 \text{ mA} \text{ y } V_{CE} = 5 \text{ V}$$

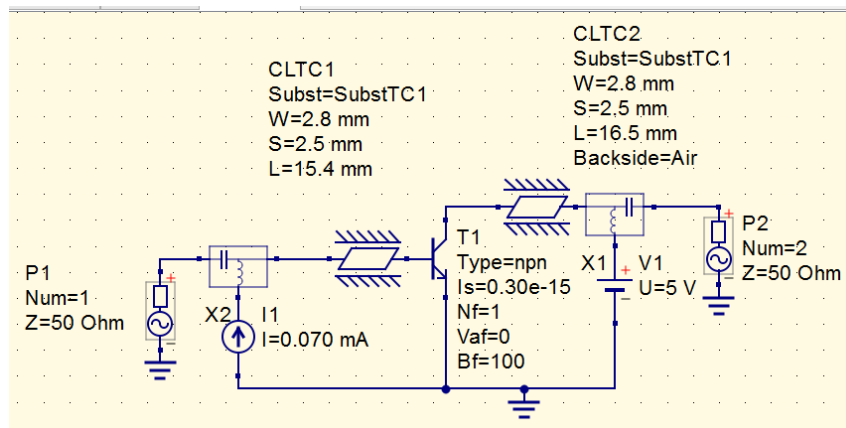
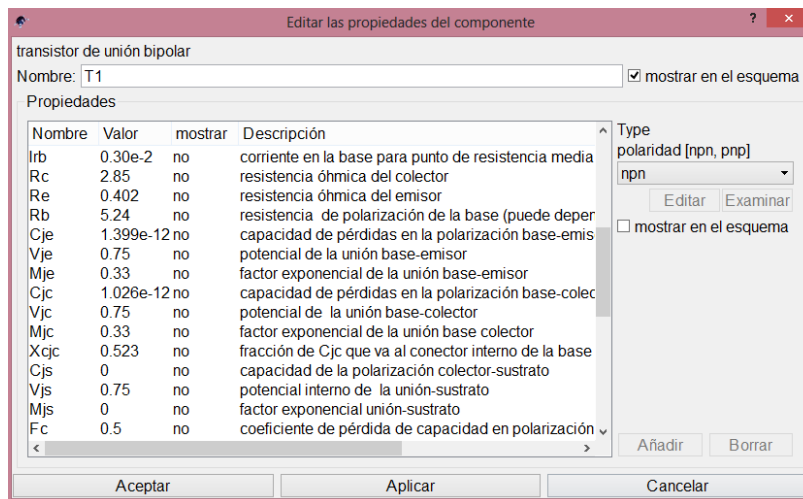
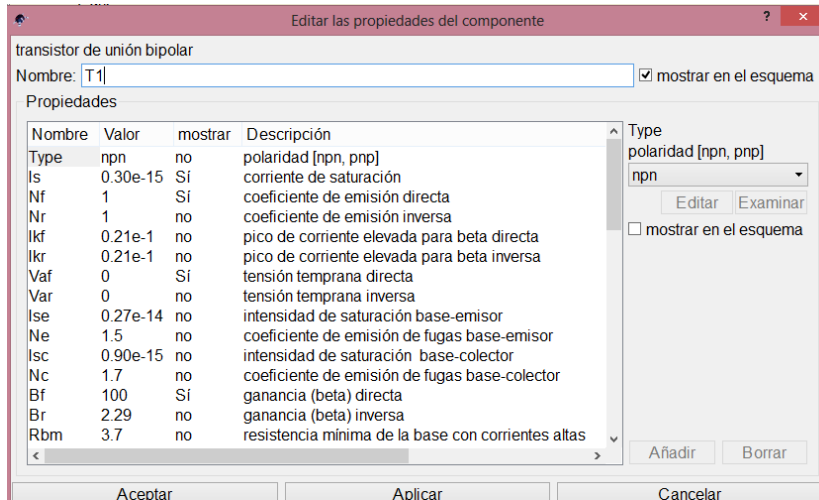


Figura 3.17 Simulación de Medición de Parámetros "S"

Al QUCS, no tener dentro de sus bibliotecas el transistor MRF901, se procedió a tomar un modelo general de BJT tipo NPN cambiando los parámetros de acuerdo al modelo Gummel-Poon, que emplean simuladores como el SPICE para recrear la operación de éste.



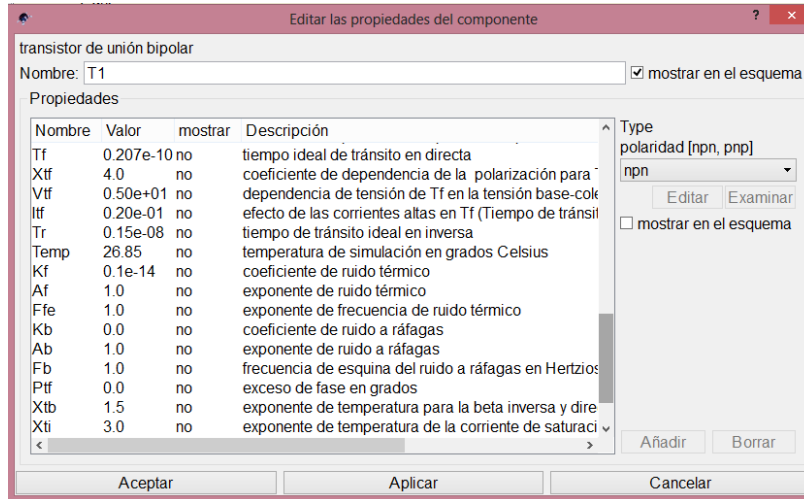


Figura 3.18 Menú para declarar características de BJT's en el simulador QUCS

La simulación se hará en solo 10 puntos en el intervalo de frecuencias de 100 MHz a 1 GHz, que es el intervalo en el que el fabricante en este caso Motorola, brinda la medición de parámetros S.

| frequency | S[1,1] | S[1,2] | S[2,1] | S[2,2] |
|-----------|----------------|----------------|-------------|----------------|
| 1e08 | 0.797 / -48.3° | 0.0401 / 66.3° | 12.5 / 155° | 0.921 / -21.3° |
| 1.26e08 | 0.799 / -58.8° | 0.0482 / 61.1° | 11.9 / 150° | 0.883 / -25.9° |
| 1.58e08 | 0.801 / -70.7° | 0.0569 / 55.3° | 11.2 / 143° | 0.833 / -31° |
| 2e08 | 0.803 / -83.6° | 0.0656 / 48.9° | 10.2 / 137° | 0.77 / -36.4° |
| 2.51e08 | 0.806 / -96.7° | 0.0738 / 42.4° | 9.13 / 130° | 0.697 / -41.8° |
| 3.16e08 | 0.809 / -110° | 0.0808 / 36.1° | 7.94 / 122° | 0.62 / -46.8° |
| 3.98e08 | 0.811 / -121° | 0.0864 / 30.3° | 6.74 / 116° | 0.544 / -51.3° |
| 5.01e08 | 0.812 / -132° | 0.0906 / 25.1° | 5.61 / 109° | 0.477 / -54.9° |
| 6.31e08 | 0.814 / -141° | 0.0936 / 20.7° | 4.6 / 103° | 0.421 / -58° |
| 7.94e08 | 0.814 / -149° | 0.0958 / 17.2° | 3.73 / 98° | 0.379 / -60.7° |
| 1e09 | 0.815 / -155° | 0.0973 / 14.3° | 3 / 92.9° | 0.351 / -63.5° |

Tabla 3.1 Simulación de Parámetros de Dispersión Punto de Operación 5 m A-5V

La representación gráfica de los parámetros S11 y S22 se hará en el formato convencional, es decir en Carta de Smith, ya que este formato ayuda a que se aprecie de una mejor manera.

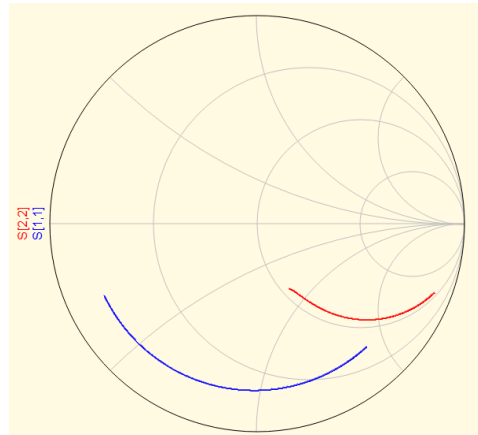


Figura 3.19 Aspecto del Parámetros S11 y S22

En el caso de los parámetros S12 y S21 es más conveniente utilizar un formato de gráfico polar para poder apreciar de mejor manera el comportamiento de estos.

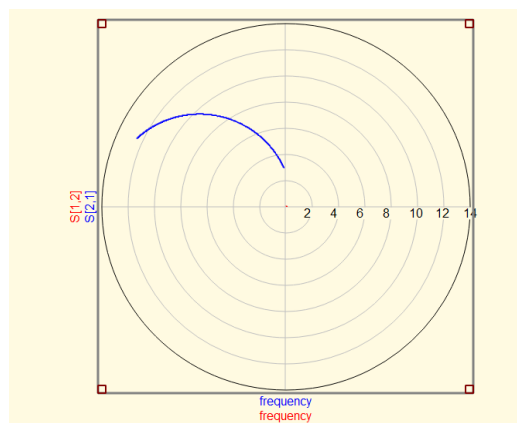


Figura 3.20 Grafico Polar Parámetros S12 S21

Podemos importar los datos que brinda el fabricante, con el mismo simulador, solo se requiere del archivo touchstone, mismo tipo de archivo que el AVR brinda, el cual se ocupara de una manera más detallada en el siguiente capítulo.

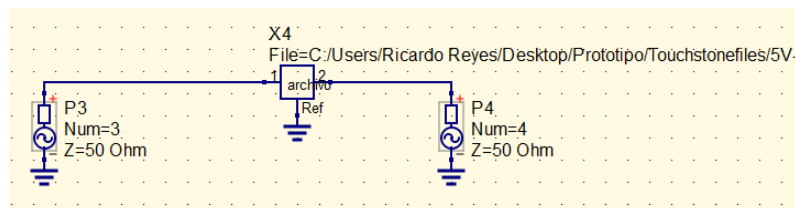


Figura 3.21 Simulación de Datos del Fabricante

| frequency | S11_Fabricante | S12_Fabricante | S21_Fabricante | S22_Fabricante |
|-----------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 1e08 | 0.71 / -38° | 0.03 / 68° | 11.3 / 153° | 0.92 / -17° |
| 1.26e08 | 0.661 / -46.4° | 0.035 / 63.2° | 10.7 / 149° | 0.875 / -19.7° |
| 1.58e08 | 0.624 / -58.5° | 0.0415 / 58.9° | 10.1 / 142° | 0.822 / -23.5° |
| 2e08 | 0.62 / -74.8° | 0.0499 / 55° | 9.49 / 133° | 0.761 / -28.9° |
| 2.51e08 | 0.558 / -83.7° | 0.0532 / 52.3° | 8.65 / 130° | 0.71 / -30.7° |
| 3.16e08 | 0.503 / -97.3° | 0.0574 / 49.4° | 7.65 / 124° | 0.647 / -33.3° |
| 3.98e08 | 0.482 / -117° | 0.0629 / 46.2° | 6.51 / 116° | 0.57 / -37.3° |
| 5.01e08 | 0.54 / -141° | 0.07 / 43° | 5.39 / 100° | 0.48 / -44° |
| 6.31e08 | 0.512 / -151° | 0.0752 / 44.6° | 4.7 / 96.2° | 0.457 / -46.7° |
| 7.94e08 | 0.501 / -165° | 0.0817 / 46.2° | 3.86 / 89.5° | 0.431 / -50.5° |
| 1e09 | 0.53 / 178° | 0.09 / 48° | 2.93 / 76° | 0.4 / -56° |

Tabla 3.2 Datos Brindados por el Fabricante

La siguiente tabla muestra una comparativa entre los datos de la simulación y los brindados por el fabricante.

| frequency | S11_QUCS | S11_Fabricante | S12_QUCS | S12_Fabricante | S21_QUCS | S21_Fabricante | S22_QUCS | S22_Fabricante |
|-----------|----------------|----------------|----------------|----------------|-------------|----------------|----------------|----------------|
| 1e08 | 0.796 / -54.8° | 0.71 / -38° | 0.0409 / 61.3° | 0.03 / 68° | 13.4 / 150° | 11.3 / 153° | 0.927 / -25.7° | 0.92 / -17° |
| 1e08 | 0.796 / -54.9° | 0.71 / -38.1° | 0.041 / 61.3° | 0.03 / 68° | 13.4 / 150° | 11.3 / 153° | 0.927 / -25.8° | 0.92 / -17° |
| 1e08 | 0.796 / -55° | 0.709 / -38.1° | 0.0411 / 61.2° | 0.0301 / 67.9° | 13.4 / 150° | 11.3 / 153° | 0.926 / -25.8° | 0.919 / -17° |
| 1.01e08 | 0.796 / -55.2° | 0.709 / -38.2° | 0.0412 / 61.1° | 0.0301 / 67.9° | 13.3 / 150° | 11.3 / 153° | 0.926 / -25.9° | 0.919 / -17.1° |
| 1.01e08 | 0.796 / -55.3° | 0.708 / -38.3° | 0.0412 / 61.1° | 0.0302 / 67.8° | 13.3 / 150° | 11.3 / 153° | 0.926 / -26° | 0.918 / -17.1° |
| 1.01e08 | 0.796 / -55.4° | 0.708 / -38.3° | 0.0413 / 61° | 0.0302 / 67.8° | 13.3 / 150° | 11.3 / 153° | 0.925 / -26° | 0.918 / -17.1° |
| 1.01e08 | 0.796 / -55.5° | 0.707 / -38.4° | 0.0414 / 60.9° | 0.0303 / 67.7° | 13.3 / 150° | 11.3 / 153° | 0.925 / -26.1° | 0.918 / -17.1° |
| 1.02e08 | 0.796 / -55.6° | 0.707 / -38.5° | 0.0415 / 60.9° | 0.0303 / 67.7° | 13.3 / 150° | 11.3 / 153° | 0.925 / -26.1° | 0.917 / -17.2° |
| 1.02e08 | 0.796 / -55.8° | 0.706 / -38.6° | 0.0416 / 60.8° | 0.0303 / 67.6° | 13.3 / 150° | 11.3 / 153° | 0.925 / -26.2° | 0.917 / -17.2° |
| 1.02e08 | 0.796 / -55.9° | 0.706 / -38.6° | 0.0417 / 60.8° | 0.0304 / 67.6° | 13.3 / 150° | 11.3 / 153° | 0.924 / -26.2° | 0.916 / -17.2° |
| 1.02e08 | 0.796 / -56° | 0.705 / -38.7° | 0.0417 / 60.7° | 0.0304 / 67.5° | 13.3 / 149° | 11.2 / 153° | 0.924 / -26.3° | 0.916 / -17.2° |
| 1.03e08 | 0.796 / -56.1° | 0.705 / -38.8° | 0.0418 / 60.6° | 0.0305 / 67.5° | 13.3 / 149° | 11.2 / 153° | 0.924 / -26.4° | 0.915 / -17.3° |

Tabla 3.3 Comparativo Entre los Datos del Simulador y Fabricante

Se puede apreciar que los datos si bien no se diferencian tanto discrepan de los brindados por el fabricante, cabe mencionar que para esta primera simulación no se consideraron las líneas coaxiales que interconectan al banco de prueba con el AVR. Las siguientes figuras muestran el grafico de los parámetros s brindados por la simulación y los parámetros brindados por el fabricante.

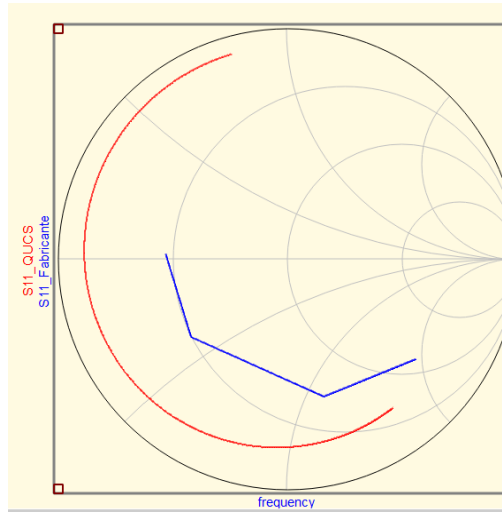


Figura 3.22 Aspecto del Parámetro S11 (Simulación y Fabricante)

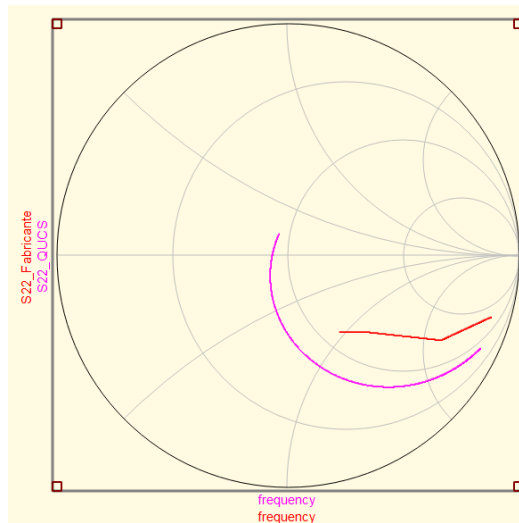


Figura 3.23 Aspecto del Parámetro S22 (Simulación y Fabricante)

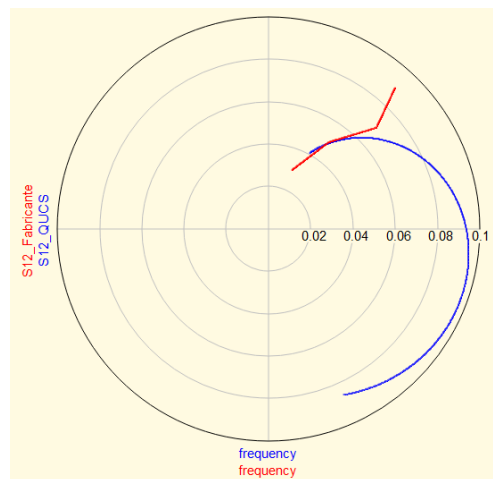


Figura 3.24 Aspecto del Parámetro S12 (Simulación y Fabricante)

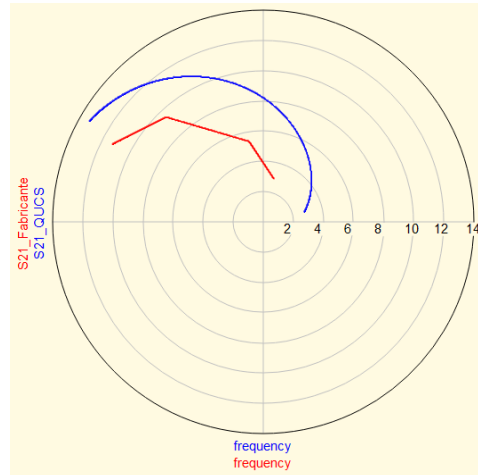


Figura 3.25 Aspecto del Parámetro S21 (Simulación y Fabricante)

Se puede notar que en el caso de los gráficos obtenidos con los datos del fabricante, se observa un trazo un cuanto linealizado, lo que se debe a la interpolación que el programa genera, y al número de puntos que el fabricante proporciona.

Debido a que es necesario considerar el efecto de las líneas de transmisión, en la medición se procede a realizar la simulación contemplando el efecto de estas. Tanto el de los coaxiales como el de las líneas coplanarias del banco de prueba.

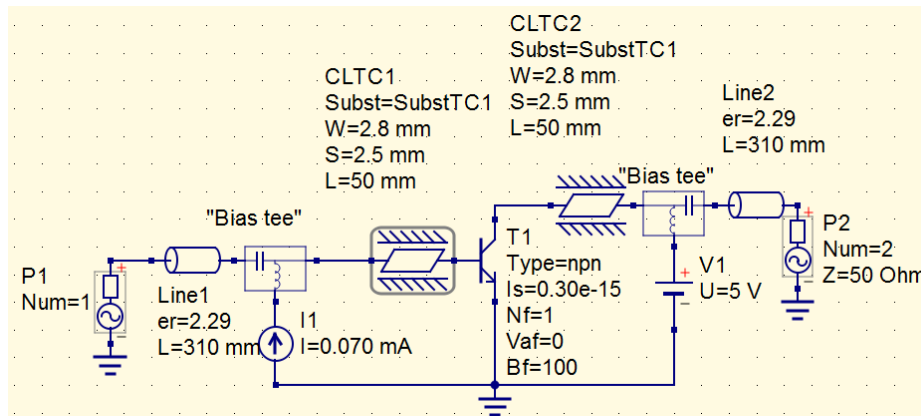


Figura 3.26 Simulación de Medición Contemplando el efecto de las Líneas de Transmisión

La siguiente tabla muestra una comparativa entre los datos de la simulación considerando las líneas de transmisión y los brindados por el fabricante.

| frequency | S11_QUCS | S11_Fabricante | S12_QUCS | S12_Fabricante | S21_QUCS | S21_Fabricante | S22_QUCS | S22_Fabricante |
|-----------|-----------------|----------------|-----------------|----------------|---------------|----------------|----------------|----------------|
| 1e08 | 0.812 / -173° | 0.71 / -38° | 0.0406 / -59.5° | 0.03 / 68° | 13.2 / 29.3° | 11.3 / 153° | 0.958 / -145° | 0.92 / -17° |
| 1.26e08 | 0.836 / 143° | 0.661 / -46.4° | 0.0519 / -97.1° | 0.035 / 63.2° | 13.5 / -8.65° | 10.7 / 149° | 0.946 / 178° | 0.875 / -19.7° |
| 1.58e08 | 0.882 / 83.2° | 0.624 / -58.5° | 0.0685 / -147° | 0.0415 / 58.9° | 14.1 / -58.4° | 10.1 / 142° | 0.915 / 130° | 0.822 / -23.5° |
| 2e08 | 0.964 / -0.468° | 0.62 / -74.8° | 0.0896 / 146° | 0.0499 / 55° | 14.7 / -127° | 9.49 / 133° | 0.795 / 61.3° | 0.761 / -28.9° |
| 2.51e08 | 1.02 / -105° | 0.558 / -83.7° | 0.0991 / 58.3° | 0.0532 / 52.3° | 12.9 / 145° | 8.65 / 130° | 0.528 / -32.6° | 0.71 / -30.7° |
| 3.16e08 | 1 / 144° | 0.503 / -97.3° | 0.0946 / -41.4° | 0.0574 / 49.4° | 9.76 / 44.8° | 7.65 / 124° | 0.307 / -145° | 0.647 / -33.3° |
| 3.98e08 | 1.01 / 14.2° | 0.482 / -117° | 0.0883 / -162° | 0.0629 / 46.2° | 7.23 / -76.7° | 6.51 / 116° | 0.178 / 53.9° | 0.57 / -37.3° |
| 5.01e08 | 0.99 / -137° | 0.54 / -141° | 0.0684 / 54.5° | 0.07 / 43° | 4.44 / 138° | 5.39 / 100° | 0.313 / -138° | 0.48 / -44° |
| 6.31e08 | 0.946 / 58.6° | 0.512 / -151° | 0.0589 / -112° | 0.0752 / 44.6° | 3.03 / -29.6° | 4.7 / 96.2° | 0.366 / 61.1° | 0.457 / -46.7° |
| 7.94e08 | 0.935 / -151° | 0.501 / -165° | 0.0466 / 36.2° | 0.0817 / 46.2° | 1.9 / 117° | 3.86 / 89.5° | 0.481 / -146° | 0.431 / -50.5° |
| 1e09 | 0.91 / -41.9° | 0.53 / 178° | 0.0442 / 137° | 0.09 / 48° | 1.43 / -145° | 2.93 / 76° | 0.501 / -30.2° | 0.4 / -56° |

Tabla 3.4 Comparativo entre los Datos del Simulador Considerando las Líneas de Transmisión y Datos del Fabricante

Se puede apreciar que los difieren más que los anteriores, en especial en el caso de la fase, y esto es congruente ya que de alguna manera se le está agregando elementos extras a la medición.

Las siguientes figuras muestran el grafico de los parámetros s brindados por la simulación considerando las líneas de transmisión entre el AVR y el banco de prueba y los parámetros brindados por el fabricante.

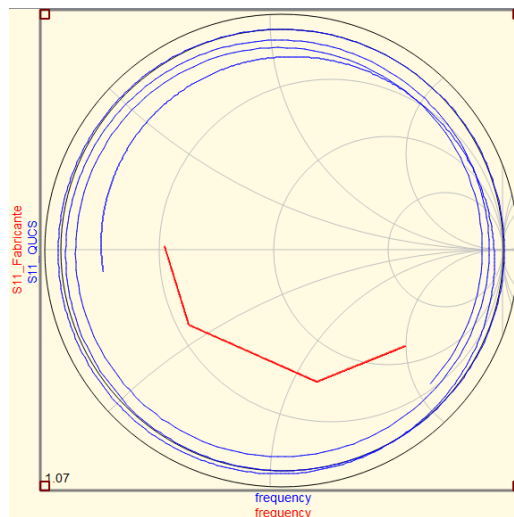


Figura 3.27 Aspecto del Parámetro S11 (Simulación y Fabricante)

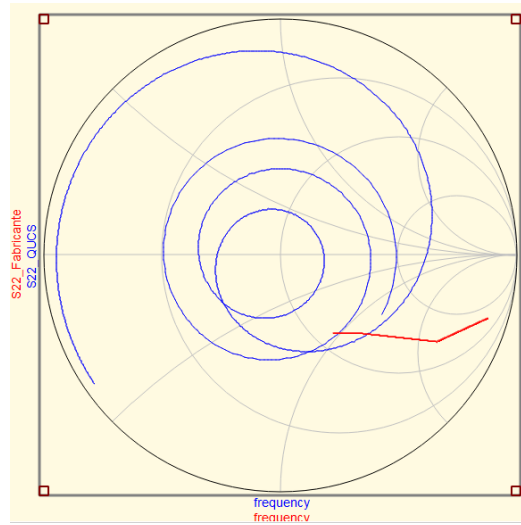


Figura 3.28 Aspecto del Parámetro S22 (Simulación y Fabricante)

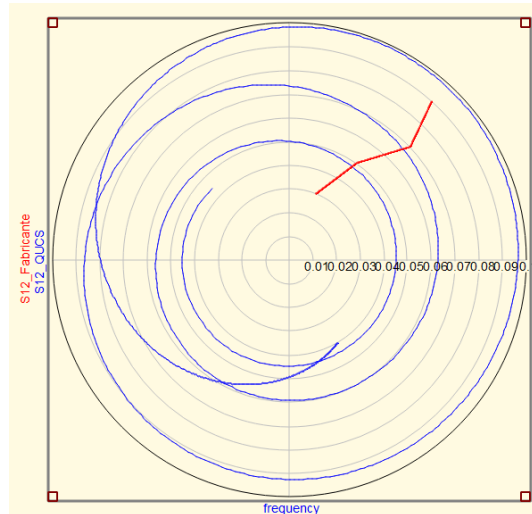


Figura 3.29 Aspecto del Parámetro S12 (Simulación y Fabricante)

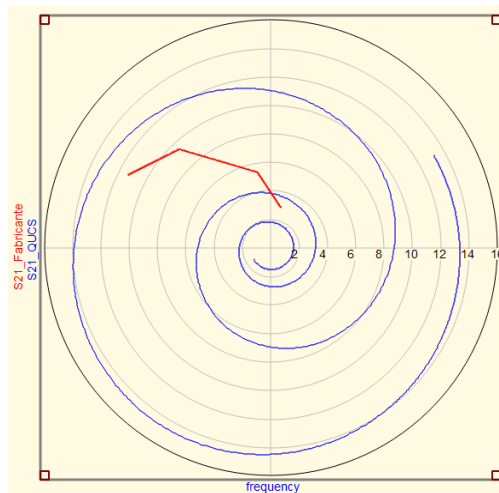


Figura 3.30 Aspecto del Parámetro S21 (Simulación y Fabricante)



Se puede notar que al agregar las líneas de transmisión la medición sufre severas desviaciones, en especial en el caso de la fase por lo que se tendrá que contemplar en el siguiente capítulo.



CAPÍTULO IV

“Evaluación Experimental”

4.- Evaluación Experimental

4.1 El Analizador Vectorial de Redes

4.1.1 Definición y características principales

El analizador Vectorial de Redes, o por sus siglas en inglés (Vector Network Analyzer) es un instrumento de medición de señales electrónicas usualmente de RF radio frecuencia, que reemplaza el analizador de espectro (SA), ideal para las medidas de señales rápidas de ancha banda o espectro extendido.

Las principales características de un Analizador Vectorial de Red son las siguientes:

- ✓ Mide los parámetros S de redes pasivas y activas.
- ✓ Opera como un receptor de 2 a 4 canales de microondas. Dispone de un Generador de Señales de microondas, que puede conmutarse a FWD o REV (Directo o Inverso según los parámetros que midan).
- ✓ Procesa la información de magnitud y fase de las ondas transmitidas y reflejadas de una red.
- ✓ Las mediciones se realizan dentro de una banda de frecuencia empleando barrido de frecuencia con PLL.
- ✓ Dispone de la capacidad de simular la carga de referencia.
- ✓ Un reflectómetro de 4 puertos muestrea las ondas transmitidas, incidentes y reflejadas.
- ✓ Mediante un mecanismo de conmutación se cambia el puerto seleccionado, de entrada o de salida.
- ✓ Cuatro canales conversores duales de frecuencia, trasladan las señales a una primera Frecuencia Intermedia FI de 20 MHZ y en segunda conversión a una FI de 100 KHZ.
- ✓ Las señales detectadas se digitalizan y procesan en una computadora integrada al equipo de medición. Una de las partes importantes del procesamiento es la

compensación de errores, cuyos factores se determina en un proceso de calibración previo, y luego cada medición es afectada por dichos factores.

- ✓ La información obtenida se muestra en una pantalla gráfica.

4.1.2 AVR utilizado en el proceso

Para este trabajo, se utilizó el AVN ZVL-3 con rango de frecuencia de 300 KH – 3 GHz marca Rohde & Schwarz. Este posee características como:

- Puertos de prueba de tipo N con impedancia de 50 ohms
- Tarjeta madre XP envided
- Control remoto a distancia
- Memoria USB Flash
- Tensión de alimentación de 100V a 240 V; 50 Hz a 60 Hz
- fusibles IEC 127 – T 3.15 H / 250 V
- Control remoto LAN
- Sistema operativo Windows XP



Figura 4.1 Vectorial de redes ZVL-3

De esta manera, la parte principal que lo compone es un generador de señal. Este, tradicionalmente ha sido un equipo externo aunque en la actualidad está integrado al

analizador de redes. Se trata básicamente de generadores en los cuales es posible definir un determinado barrido de frecuencias en el rango de radio frecuencia o microondas. Existen dos tipos de generadores de barrido para estas aplicaciones: los osciladores simples compuestos por un VCO en lazo abierto y los sintetizadores de frecuencia. Esto se puede entender mejor observando la siguiente imagen.

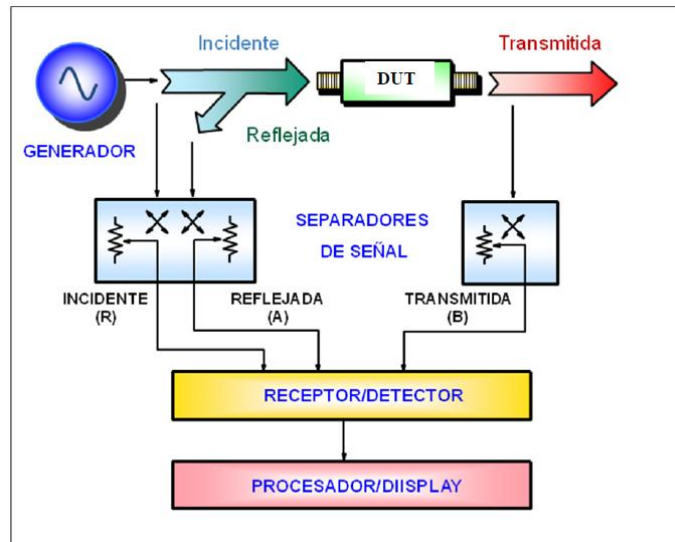


Figura 4.2 Forma de operación del AVR

Para dar comienzo al proceso de medición con un analizador de redes es fundamental separar las señales incidente, reflejada y transmitida. En microondas es común utilizar acopladores direccionales. Las propiedades más importantes para los acopladores direccionales son disponer de un ancho de banda amplio, alta directividad y una buena impedancia de adaptación en todos los puertos cuando los otros puertos están conectados a cargas adaptadas terminadas en Z_0 .

En la siguiente figura se observa que el acoplador direccional tiene la línea entre los puertos 1 y 2 que se conocen como "línea principal" ^[10]

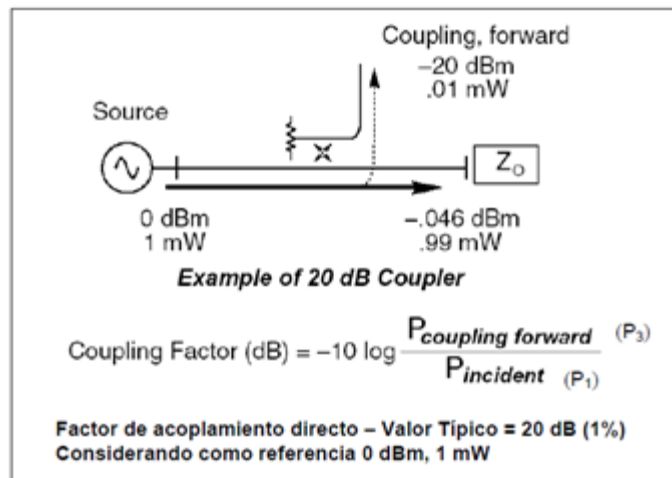


Figura 4.3 Acoplamiento direccional de dos puertos

4.1.3.- Diferencia entre un Analizador Vectorial de redes y un analizador de espectro

A pesar que a menudo, ambos instrumentos de medición, contienen receptores sintonizados y operan sobre rangos de frecuencia similar, están optimizados para aplicaciones de medición muy diferentes.

Analizadores de red se utilizan para medir los componentes, dispositivos, circuitos y subconjuntos. Contienen una fuente y receptores múltiples, y generalmente muestran información relacionada con amplitud y fase (frecuencia o barridos de potencia). Un Analizador de Red siempre está buscando a una señal conocida (en términos de frecuencia), ya que es un sistema de estímulo-respuesta.

Con analizadores vectorial d redes, los resultados son más fáciles de interpretar los resultados. Con correcciones de errores de vectores, los analizadores de red ofrecen una precisión de medición mucho más altos que los analizadores de espectro.

Los analizadores de espectro son los más utilizados para medir las características de la señal, como el nivel de la portadora, bandas laterales, armónicos, ruido de fase en las señales desconocidas. Ellos se configuran comúnmente como un receptor monocanal sin una fuente. Debido a la flexibilidad necesaria para analizar las señales, los analizadores de espectro en general, tienen una gama más amplia de anchos de banda disponibles que la mayoría de los analizadores vectoriales.

Para complementar lo anteriormente, es que se muestra un cuadro comparativo entre estos dos instrumentos. [3]

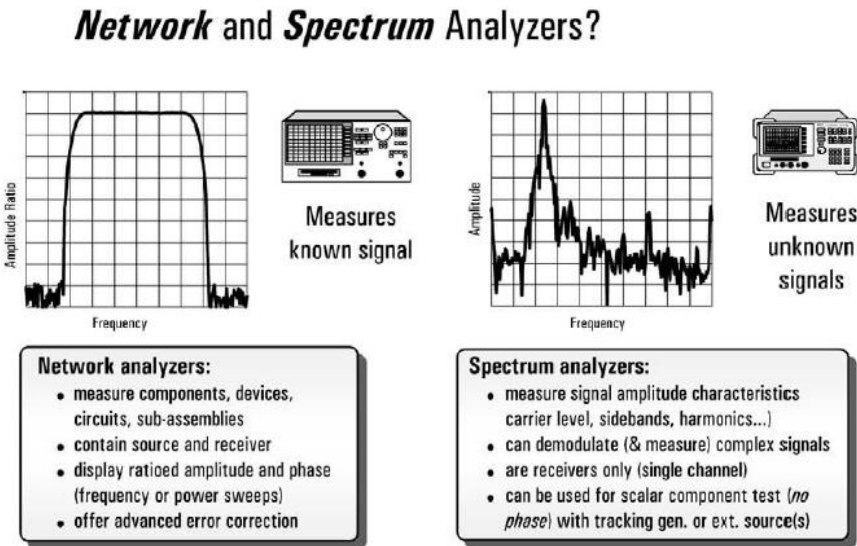


Figura 4.4 Cuadro comparativo entre un AVR y un Analizador de espectro

4.1.4 Calibración TOSM

Para hacer unas mediciones con precisión, el analizador vectorial de redes debe de encontrarse calibrado antes que nada. Los parámetros S son referidos así a una locación definida o plano de referencia. Una vez realizado este proceso, se procede a colocar el banco de prueba en su respectivo orden.

La calibración es un proceso que debe de ser repetido constantemente, para hacer un específico trabajo de estándares altos. De este modo, se procede a explicar cómo es que se realiza este procedimiento paso a paso:

- 1.- Conectar los puertos de prueba de los cables al analizador vectorial



Figura 4.5 Puertos AVR

NOTA: si los cables son necesarios para la prueba, estos deben de estar instalados en el analizador vectorial previamente al proceso de calibración.

Como resultado, su influencia va a ser considerada en el proceso de calibración y automáticamente compensada durante el sistema de corrección de errores.

2.- Pulse la tecla de función “CAL” para abrir el menú de calibración.

3.- Active “Start Cal – Two Port P1 P2 - TOSM para abrir el asistente de calibración



Figura 4.6 Pasos Para Calibración de AVR

4.- Para comenzar con la calibración TOSM, seleccionar los tipos de conectores para los puertos de prueba.

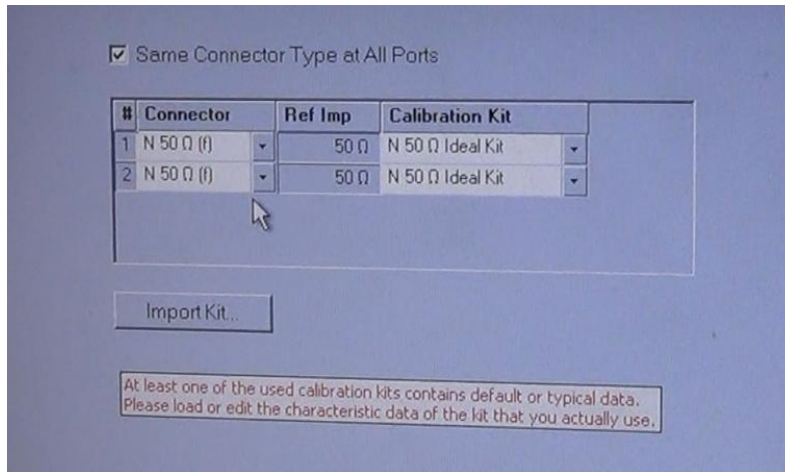


Figura 4.7 Configuración de Tipo de Conectores para Calibración

NOTA: si el proceso ya se realizó con anterioridad, las características relevantes durante el proceso ya estarán guardadas o instaladas en la aplicación. De esta forma es suficiente con solo corroborar los datos.

5.- Ahora, se conectan los adaptadores uno después de otro a la los puertos del AVR y se realizan las medidas de calibración para cada conector. Para evitar cualquier fallo en la medición, no remueva o mueva los cables durante la medición.

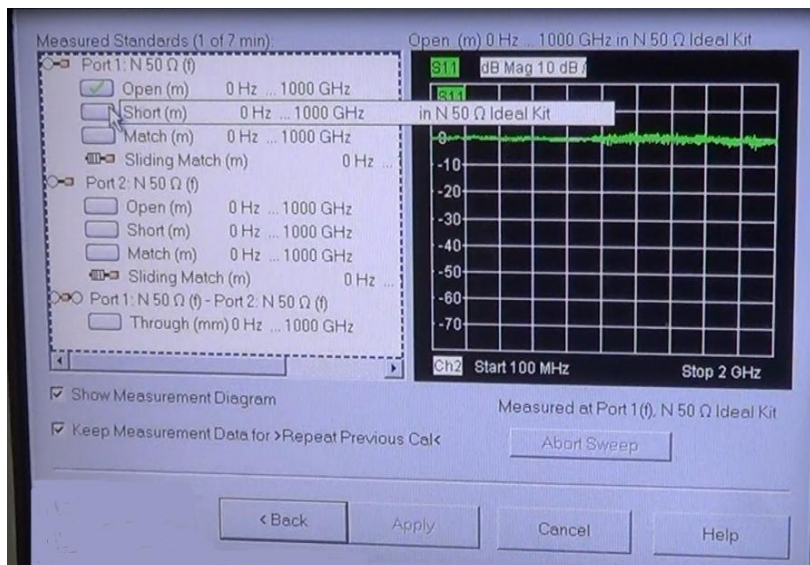




Figura 4.8 Calibración en Corto

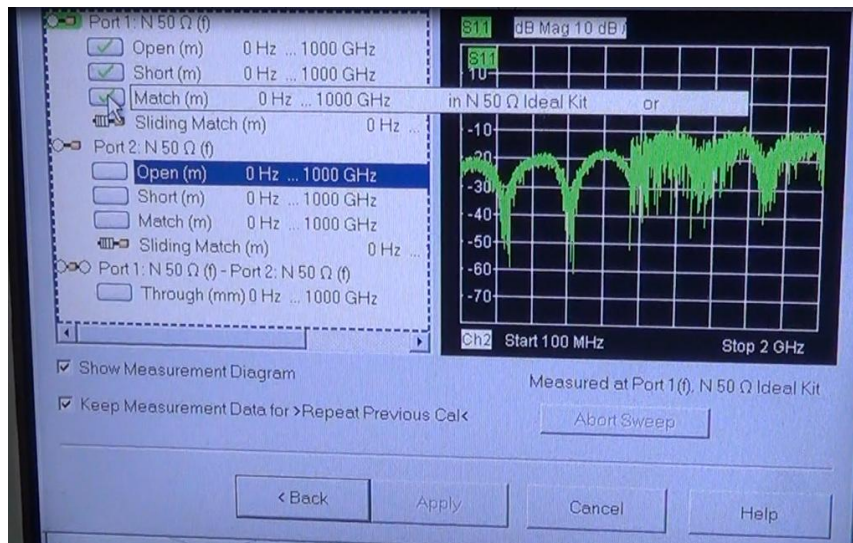


Figura 4.9 Calibración Carga

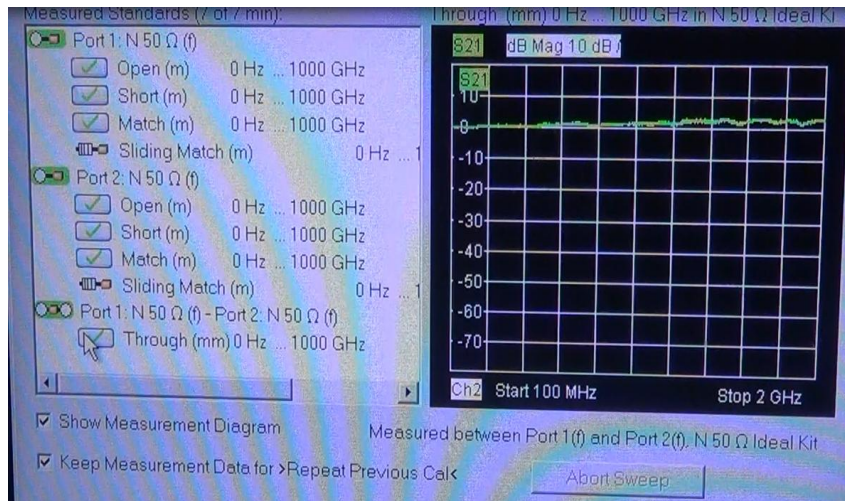


Figura 4.10 Calibración con Through

6.- Se coloca los ajustes de los canales, como son la frecuencia de inicio y finalización, el número de puntos, el tipo de barrido, la potencia promedio, el ancho de banda entre otras cosas.

7.- Una vez se haya realizado la medición tanto para, el corto, abierto y Through, el analizador vectorial de redes está listo para determinar la corrección de datos usando el botón de aplicado y proceder a hacer lo pertinente con el dispositivo. ^[11]

4.1.4.1 En corto

Utilizando un diseño coaxial, es posible crear un corto lo más parecido a lo ideal.

El coeficiente de reflexión estándar depende únicamente del coeficiente de longitud. Este coeficiente surge por varias razones mecánicas; como son por la longitud l entre el plano de referencia y el corto.

La pérdida provocada por esta longitud compensada puede quitar este descuido en el mayor de los casos. De acuerdo con ello, podemos calcular el coeficiente de reflexión del plano de referencia de la siguiente manera:

$$S_{11} = -e^{-j\frac{4\pi l}{\lambda}}$$

Modelando el corto en un analizador vectorial de redes usualmente requiere de entrada de solo su longitud eléctrica. En excepciones, el modelo puede ser extendido usando los coeficientes polinomiales L_o y L_s por impedancias parasitas. Los coeficientes polinomiales están basados en la suposición que la frecuencia arriba de unos cuantos múltiplos de 10 GHz, el corto es denominado por su comportamiento de inductancia con frecuencias que dependen de la misma. ^[12]



Figura 4.11 Aspecto del Corto utilizado en la calibración

4.1.4.2 En abierto

Cuando se implementa un abierto en cable coaxial, tenemos que usar un diseño cerrado ya que los efectos de radiación pueden ocurrir de otra manera. En la terminal del interior del conector, una franja de capacitancia que depende de la frecuencia se forma.

Incluso si fuéramos capaces de hacer que la longitud del abierto fuera $l=0$, la franja de capacitancia resultaría en una parte negativa imaginaria del S_{11} a altas frecuencias. ^[13]



Figura 4.12 Aspecto del circuito Abierto utilizado en la Calibración

4.1.4.3 Con carga

La carga es una impedancia precisa de ancho de banda con un valor que corresponde a un sistema de impedancias. Utilizando así, los recortes de agujeros o “Thru holes” es posible optimizar el valor de la impedancia así el resultado no presenta muchas pérdidas.

En el pasado, era común asumir que una carga ideal ($load=0$) en el proceso de calibración; claro no era modelado de forma detallada. Recientemente, los analizadores vectoriales de redes también incluyen las propiedades no lineales de las cargas. ^[14]



Figura 4.13 Aspecto de la Carga de 50 Ohm utilizada en la Calibración

4.1.4.4 Through

El Through o a través, es un estándar de dos puertos que permite la conexión directa de dos puertos de prueba con bajas pérdidas. Si nosotros estamos ocupando conectores del mismo tipo pero de diferente género, podemos interconectar directamente los dos puertos de prueba para producir una conexión a través.

Por definición, este caso especial tiene una longitud de inserción eléctrica de 0 mm. Si estamos utilizando conectores del mismo tipo y mismo género, el a través va a consistir en una pequeña línea de una sección haciendo más adecuado la conexión eléctrica entre los dos puertos de prueba. En el caso ideal, se representa por una línea de aire pequeña sin la ayuda de un conector interno. ^[15]



Figura 4.14 Aspecto del Through utilizado en la Calibración

4.2 Resultados

Luego de la calibración del AVR podemos considerar, que el efecto de las líneas de transmisión entre el banco de prueba y el AVR, no serán considerados en la medición, solo será considerado el banco de prueba.

El punto de operación será el mismo que el elegido en la simulación, con lo que las mediciones que arroja el AVR son las siguientes:

| frequency | S11_AVR | S22_AVR | S12_AVR | S21_AVR |
|-----------|---------------|----------------|-----------------|----------------|
| 1e08 | 0.361 / -150° | 0.705 / -50.8° | 0.0214 / 55.2° | 9.74 / 108° |
| 1.29e08 | 0.352 / -167° | 0.582 / -58.4° | 0.0254 / 44.8° | 10.5 / 100° |
| 1.67e08 | 0.357 / 176° | 0.502 / -56.5° | 0.0266 / 38.2° | 8.49 / 83.3° |
| 2.15e08 | 0.328 / 165° | 0.511 / -71° | 0.0305 / 37.5° | 5.07 / 70.3° |
| 2.78e08 | 0.352 / 152° | 0.369 / -77.7° | 0.036 / 28.7° | 5.18 / 59.5° |
| 3.59e08 | 0.347 / 138° | 0.352 / -91.1° | 0.0462 / 25.4° | 3.96 / 45.4° |
| 4.64e08 | 0.375 / 109° | 0.396 / -94.3° | 0.0576 / 18.6° | 3.39 / 27.2° |
| 5.99e08 | 0.363 / 90° | 0.366 / -122° | 0.0744 / -1.38° | 2.64 / 3.81° |
| 7.74e08 | 0.339 / 61.4° | 0.375 / -141° | 0.0917 / -31.2° | 2.08 / -26.6° |
| 1e09 | 0.296 / 48.4° | 0.451 / 168° | 0.0937 / -84.5° | 0.821 / -79.3° |

Tabla 4.1 Datos Obtenidos del AVR Después de Calibrar

Al igual que en el capítulo anterior es necesario hacer la aclaración de que parámetro S33=S11, S44=S22, S34=S12 y S43=S21.

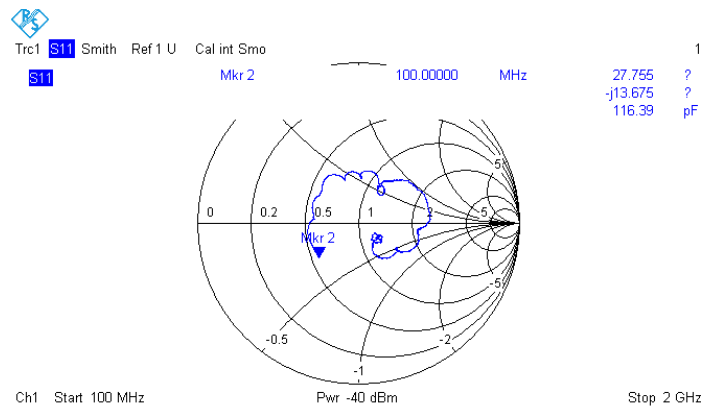


Figura 4.15 Parámetro S11 Medición AVR

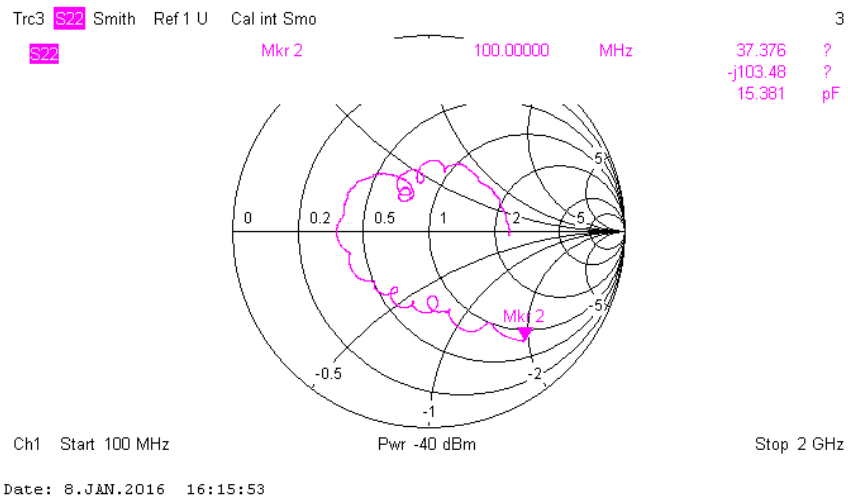


Figura 4.16 Parámetro S22 Medición AVR

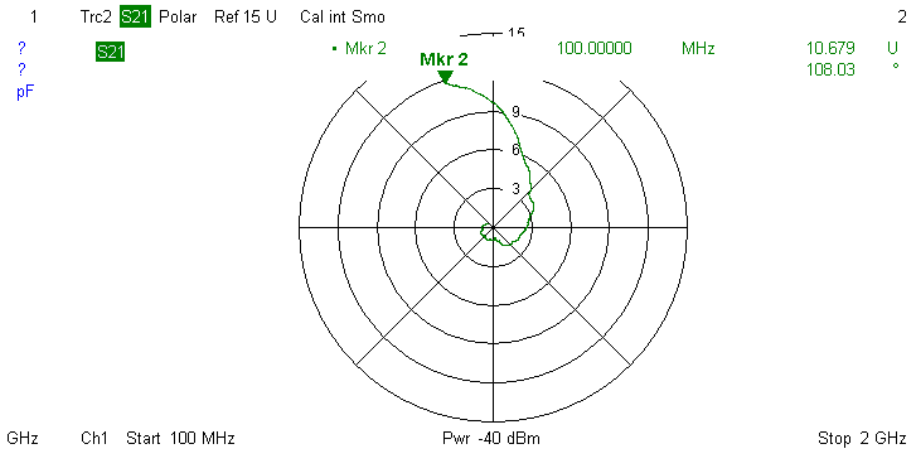


Figura 4.17 Parámetro S21 Medición AVR

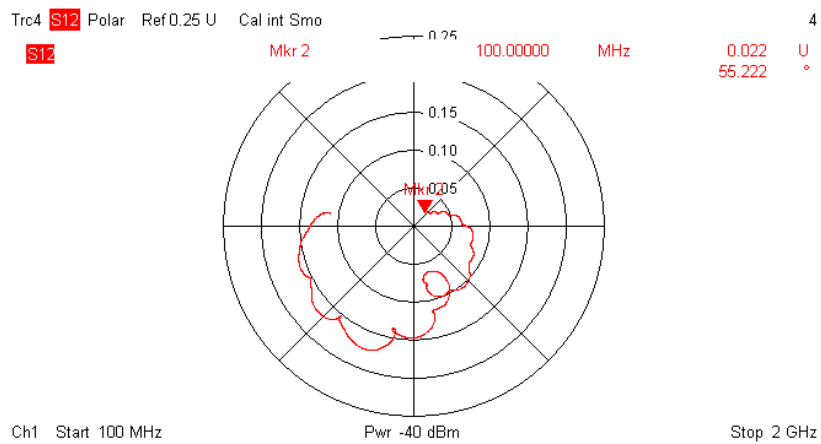


Figura 4.18 Parámetro S12 Medición AVR

Haciendo una comparativa con la simulación sin considerar los efectos de las líneas de transmisión entre el banco de prueba y el AVR, además de considerar las líneas coplanarias tanto con el AVR y la fuente.

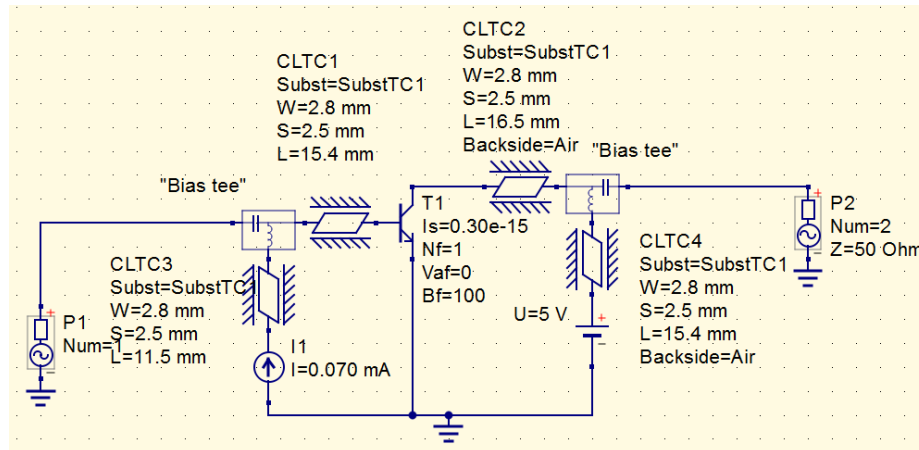


Figura 4.19 Simulación sin Considerar las Líneas de Transmisión

| frequency | S11_QUCS | S11_AVR | S12_QUCS | S12_AVR | S21_QUCS | S21_AVR | S22_QUCS | S22_AVR |
|-----------|----------------|---------------|-----------------|-----------------|--------------|----------------|----------------|----------------|
| 1e08 | 0.796 / -54.8° | 0.361 / -150° | 0.0409 / 61.3° | 0.0214 / 55.2° | 13.4 / 150° | 9.74 / 108° | 0.927 / -25.7° | 0.705 / -50.8° |
| 1.29e08 | 0.804 / -69.3° | 0.352 / -167° | 0.0508 / 53.6° | 0.0254 / 44.8° | 12.9 / 142° | 10.5 / 100° | 0.884 / -32.7° | 0.582 / -58.4° |
| 1.67e08 | 0.816 / -86.6° | 0.357 / 176° | 0.0619 / 44.1° | 0.0266 / 38.2° | 12.1 / 132° | 8.49 / 83.3° | 0.821 / -41° | 0.502 / -56.5° |
| 2.15e08 | 0.832 / -107° | 0.328 / 165° | 0.0733 / 32.9° | 0.0305 / 37.5° | 11.1 / 120° | 5.07 / 70.3° | 0.734 / -50.9° | 0.511 / -71° |
| 2.78e08 | 0.849 / -129° | 0.352 / 152° | 0.0837 / 20° | 0.036 / 28.7° | 9.82 / 107° | 5.18 / 59.5° | 0.621 / -62.3° | 0.369 / -77.7° |
| 3.59e08 | 0.867 / -153° | 0.347 / 138° | 0.0918 / 5.5° | 0.0462 / 25.4° | 8.33 / 91.2° | 3.96 / 45.4° | 0.489 / -75° | 0.352 / -91.1° |
| 4.64e08 | 0.884 / -179° | 0.375 / 109° | 0.0963 / -10.3° | 0.0576 / 18.6° | 6.76 / 74.1° | 3.39 / 27.2° | 0.345 / -89.5° | 0.396 / -94.3° |
| 5.99e08 | 0.899 / 156° | 0.363 / 90° | 0.0968 / -27.4° | 0.0744 / -1.38° | 5.25 / 55.4° | 2.64 / 3.81° | 0.203 / -108° | 0.366 / -122° |
| 7.74e08 | 0.91 / 130° | 0.339 / 61.4° | 0.0932 / -45.8° | 0.0917 / -31.2° | 3.91 / 35° | 2.08 / -26.6° | 0.0834 / -151° | 0.375 / -141° |
| 1e09 | 0.92 / 105° | 0.296 / 48.4° | 0.0862 / -65.6° | 0.0937 / -84.5° | 2.79 / 12.5° | 0.821 / -79.3° | 0.0997 / 112° | 0.451 / 168° |

Tabla 4.2 Comparativa entre Medición AVR y simulación QUCS

Podemos observar que los datos en magnitud no difieren tanto al igual que en la fase, no es hasta en las frecuencias más altas donde el cambio se vuelve significativo en fase.

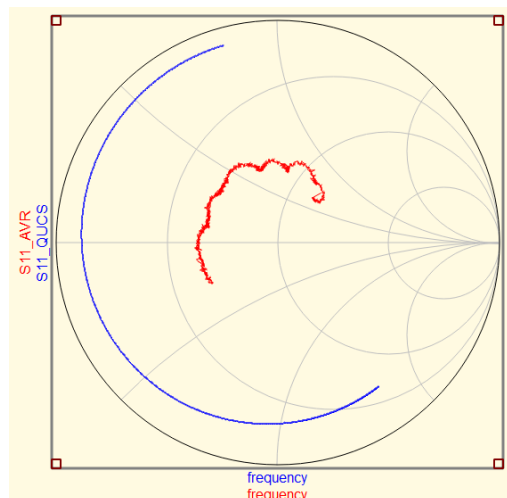


Figura 4.20 Parámetro S11 (AVR y QUCS)

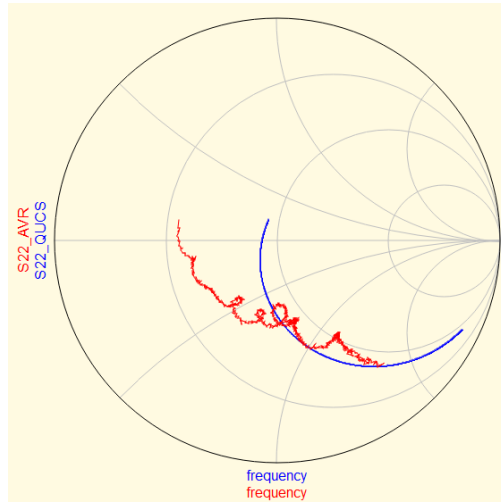


Figura 4.21 Parámetro S22 (AVR y QUCS)

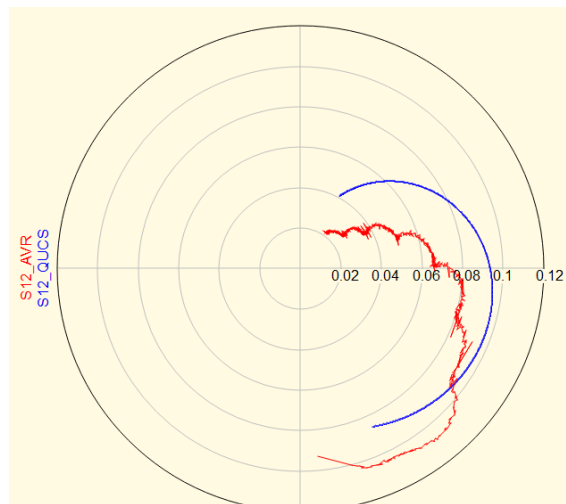


Figura 4.22 Parámetro S12 (AVR y QUCS)

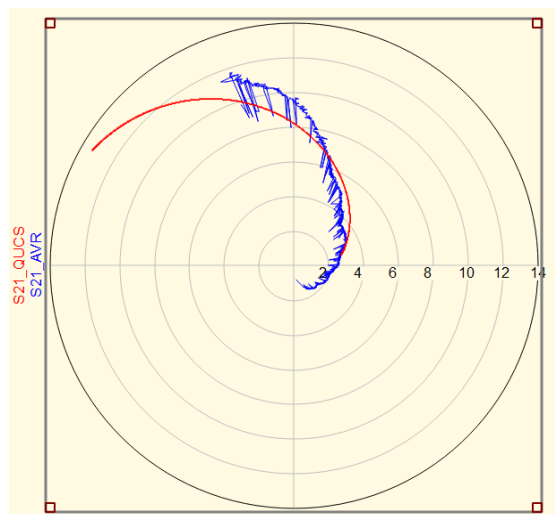


Figura 4.23 Parámetro S21 (AVR y QUCS)

Se observa que a diferencia entre la comparativa del capítulo 3 entre la simulación y los datos del fabricante, la desviación se reduce bastante, esto debido a como ya se mencionó, antes la calibración permite despreciar las líneas de transmisión entre banco y AVR, disminuyendo notoriamente el error en fase, haciendo que la medición en general se haga sobre todo el banco.

Conclusiones

En un principio, la idea original era la obtención de los parámetros de dispersión en un transistor BJT, pero debido a la complejidad de este, se optó por obtener los parámetros S del banco de prueba desarrollado, obteniendo así mediciones muy similares a la del simulador QUCS; en el cual se llevó la recreación del banco de prueba.

Este sin duda, es un primer acercamiento satisfactorio a la medición de parámetros de dispersión, con lo cual demostramos que con una técnica que está al alcance de todos se pueden obtener mediciones aceptables.

Otro aspecto a considerar sería el desarrollo de un banco de prueba con una sujeción temporal; la cual sin duda nos permitiría reducir el número de errores en la medición. Y por qué no, ocuparse para varios tipos de encapsulado.

Bibliografías

- [1] J.A. Hernández, Teoría de Líneas de Trasmisión e Ingeniería de Microondas. Mexicali, México: UABC, 1999
- [2] R.Boylestad, Introducción al Análisis de Circuitos.México: PEARSON EDUCACIÓN, 2004
- [3] Juan C. Colombo. (2012). Medición de Parámetros de Dispersión “S”.12/01/2016, de UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN
Sitio web: <http://ocw.uc3m.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones/microondas-y-circuitos-de-alta-frecuencia/temas/parametroS2009.pdf>
- [4] Loren Betts. (2008). Avances en la medida de parámetros S por pulsos.12/01/2016, de Agilent Technologies Sitio web:
http://redeweb.com/_txt/640/90.pdf
- [5] Agilent. (1996). Designing and Calibrating RF Fixtures for Surface-Mount Devices.12/01/2016, de Agilent Technologies Sitio web:
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-3247EN.pdf>
- [6]Cristian Aguirre (2013) Available:
<http://es.slideshare.net/CristianAguirreEsparza/amplificador-con-transistor-bjt-microondas>.
- [7] J. Golio, Mesfets & Hemts Microwave, Artech House, 1991
- [8] Agilent Technologies. (2012). Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis.12/01/2016, de Agilent Technologies Sitio web:
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7707E.pdf>
- [9] R .Resnick, Física: Vol 1 y 2.México: CECSA, 1996



[10] Agilent Technologies. (2008). R&S ZVL Analizador de Redes Vectoriales. 12 de Enero 2016, de Agilent Technologies Sitio web: http://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuals/gb_1/z/zvl_1/ZVL_QuickStart_ES.pdf

[11] Michael Hiebel, Fundamentals of Vector Network Analysis. Rohde&Schwarz GmbH &Co, 2005.

[12] Michael Hiebel, Fundamentals of Vector Network Analysis. Rohde&Schwarz GmbH &Co, 2005, pag 91

[13] Michael Hiebel, Fundamentals of Vector Network Analysis. Rohde&Schwarz GmbH &Co, 2005, pag 93

[14] Michael Hiebel, Fundamentals of Vector Network Analysis. Rohde&Schwarz GmbH &Co, 2005, pag 94

[15] Michael Hiebel, Fundamentals of Vector Network Analysis. Rohde&Schwarz GmbH &Co, 2005, pag 95



ANEXOS

The RF Line
NPN Silicon
High-Frequency Transistor

Designed primarily for use in high-gain, low-noise small-signal amplifiers for operation up to 2.5 GHz. Also usable in applications requiring fast switching times.

- High Current-Gain — Bandwidth Product
- Low Noise Figure @ $f = 1.0$ GHz —
 $NF_{(matched)} = 1.8$ dB (Typ) (MRF9011LT1)
 $= 1.9$ dB (Typ) (MMBR901LT1, T3)
- High Power Gain —
 $G_{pe(matched)} = 13.5$ dB (Typ) @ $f = 1.0$ GHz (MRF9011LT1)
 $= 12.0$ dB (Typ) @ $f = 1.0$ GHz (MMBR901LT1, T3)
- Guaranteed RF Parameters (MRF9011LT1)
- Surface Mounted SOT-23 & SOT-143 Offer Improved RF Performance
 Lower Package Parasitics
 High Gain
- Available in tape and reel packaging options:
 T1 suffix = 3,000 units per reel
 T3 suffix = 10,000 units per reel

MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|---|--------------|--------------|------------------------------|
| Collector-Emitter Voltage | V_{CEO} | 15 | Vdc |
| Collector-Base Voltage | V_{CBO} | 25 | Vdc |
| Emitter-Base Voltage | V_{EBO} | 2.0 | Vdc |
| Collector Current — Continuous | I_C | 30 | mA _{dc} |
| Power Dissipation @ $T_C = 75^\circ\text{C}$ (1) MMBR901LT1, T3; MRF9011LT1 | $P_{D(max)}$ | 0.300 | Watt |
| Derate above 25°C | | 4.00 | mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Total Device Dissipation @ $T_C = 75^\circ\text{C}$ (1) Derate above 75°C MPS901 | P_D | 300 4.0 | mW mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Total Device Dissipation @ $T_C = 75^\circ\text{C}$ (1) Derate above 75°C MRF901 | P_D | 0.375 5.0 | Watt mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Storage Temperature Range All | T_{stg} | -55 to +150 | $^\circ\text{C}$ |
| Maximum Junction Temperature | $T_{J(max)}$ | 150 | $^\circ\text{C}$ |

THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | Max | Unit |
|--|-----------------|------------|---------------------------|
| Storage Temperature | T_{stg} | 150 | $^\circ\text{C}$ |
| Thermal Resistance, Junction to Case MRF901 MRF9011LT1, MMBR901LT1, T3 | $R_{\theta JC}$ | 200 250 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |

DEVICE MARKING

| | |
|-----------------|---------------------|
| MRF9011LT1 = 01 | MMBR901LT1, T3 = 7A |
|-----------------|---------------------|

NOTE:

1. Case temperature measured on collector lead immediately adjacent to body of package.

MMBR901LT1, T3
MPS901 MRF901
MRF9011LT1

$I_C = 30$ mA
SURFACE MOUNTED
HIGH-FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON



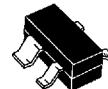
CASE 318-08, STYLE 6
SOT-23
LOW PROFILE, MMBR901LT1, T3



CASE 29-04, STYLE 2
TO-226AA (TO-92)
MPS901



CASE 317-01, STYLE 2
MRF901



CASE 318A-05, STYLE 1
SOT-143
LOW PROFILE, MRF9011LT1

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

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|---------------|-----|-----|-----|------|
| OFF CHARACTERISTICS | | | | | |
| Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1.0\text{ mA}$, $I_B = 0$) | $V_{(BR)CEO}$ | 15 | — | — | Vdc |
| Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0.1\text{ mA}$, $I_E = 0$) | $V_{(BR)CBO}$ | 25 | — | — | Vdc |
| Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0.1\text{ mA}$, $I_C = 0$) | $V_{(BR)EBO}$ | 2.0 | — | — | Vdc |
| Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 15\text{ Vdc}$, $I_E = 0$) | I_{CBO} | — | — | 50 | nAdc |

ON CHARACTERISTICS

| | | | | | | |
|--|--|----------|----------|---------|------------|---|
| DC Current Gain ($I_C = 5.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$) | MMBR901LT1, T3 MRF9011LT1, MPS901, MRF901 | h_{FE} | 50 30 | — 80 | 200 200 | — |
|--|--|----------|----------|---------|------------|---|

DYNAMIC CHARACTERISTICS

| | | | | | | |
|--|--------------------------------|----------|-------------|----------------------|-------------------|-----|
| Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = 15\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ GHz}$) | MRF9011LT1 MPS901, MRF901 | f_T | — — | 3.8 4.5 | — — | GHz |
| Collector-Base Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$) | MRF9011LT1 MPS901 MRF901 | C_{cb} | — — — | 0.55 0.50 0.40 | 1.0 1.0 1.0 | pF |

FUNCTIONAL TESTS

| | | | | | | |
|--|----------------|--------------|-----|------|-----|----|
| Power Gain at Minimum Noise Figure ($V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $I_C = 5.0\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ GHz}$) | MRF9011LT1 | GNF_{min} | — | 13.5 | — | dB |
| Minimum Noise Figure (Figure 3) ($V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $I_C = 5.0\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ GHz}$) | MRF9011LT1 | NF_{min} | — | 1.8 | — | dB |
| Insertion Gain in 50 Ω System ($V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $I_C = 5.0\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ GHz}$) | MRF9011LT1 | $ S_{21} ^2$ | 9.0 | 10.2 | — | dB |
| Minimum Noise Figure (Figure 3) ($V_{CE} = 6.0\text{ Vdc}$, $I_C = 5.0\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ GHz}$) ($V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $I_C = 5.0\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ GHz}$) | MMBR901LT1, T3 | NF_{min} | — | 1.9 | — | dB |
| Minimum Noise Figure (Figure 3) ($I_C = 5.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 900\text{ MHz}$) | MPS901 | NF_{min} | — | 2.4 | — | dB |
| Minimum Noise Figure (Figure 3) ($I_C = 5.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 6.0\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ GHz}$) | MRF901 | NF_{min} | — | 2.0 | 2.5 | dB |

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

| | | | | | | |
|---|------------|-----------|---|----|-----|----|
| Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}$, $I_C = 5.0\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ GHz}$) | MMBR901LT1 | C_{obo} | — | — | 1.0 | pF |
| Common-Emitter Amplifier Gain ($V_{CC} = 6.0\text{ Vdc}$, $I_C = 5.0\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ GHz}$) | MMBR901LT1 | G_{pe} | — | 12 | — | dB |

MRF9011LT1

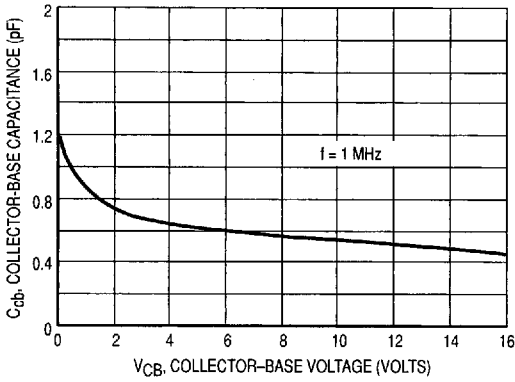


Figure 1. Collector-Base Capacitance versus Collector-Base Voltage

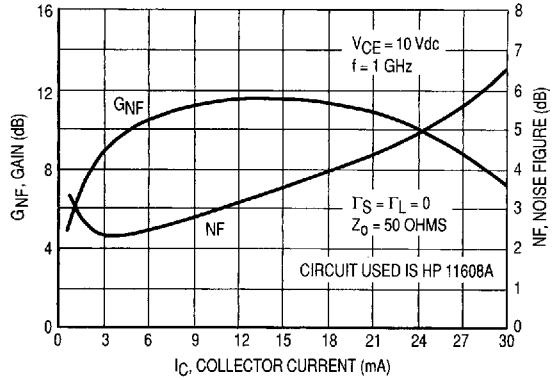


Figure 2. Gain and Noise Figure versus Collector Current

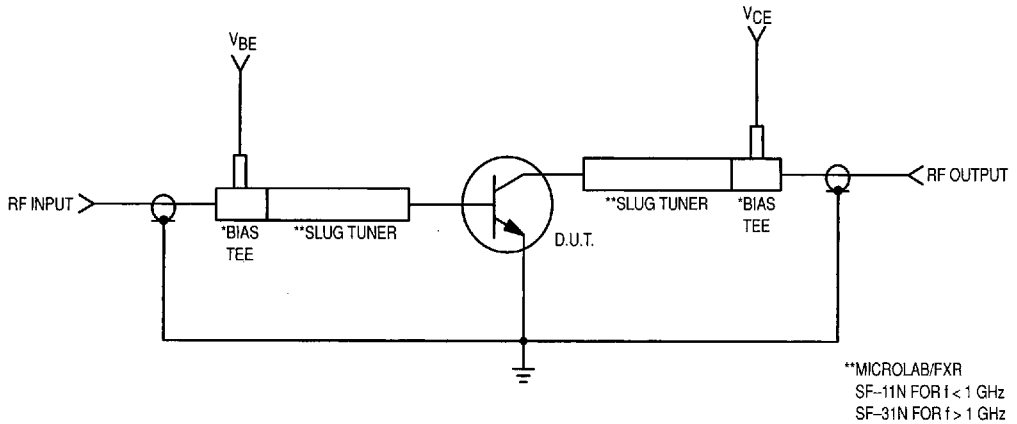


Figure 3. MRF9011LT1 Functional Circuit Schematic

MRF9011LT1

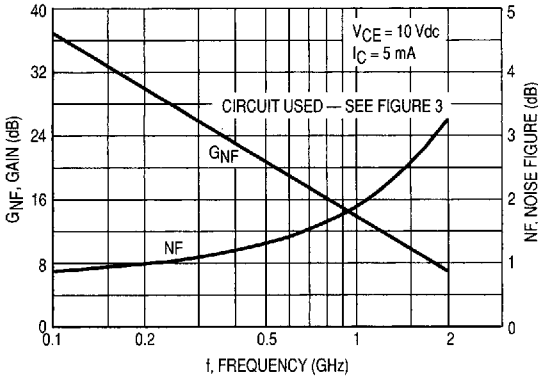


Figure 4. Gain and Noise Figure versus Frequency

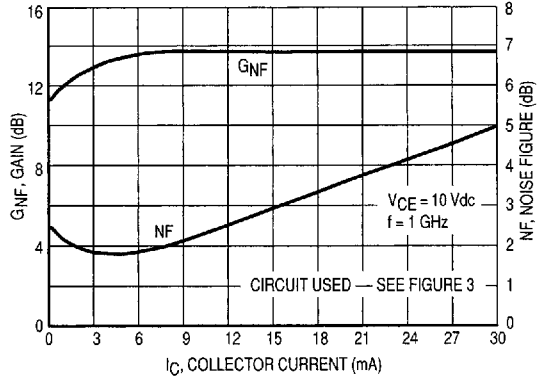


Figure 5. Gain and Noise Figure versus Collector Current

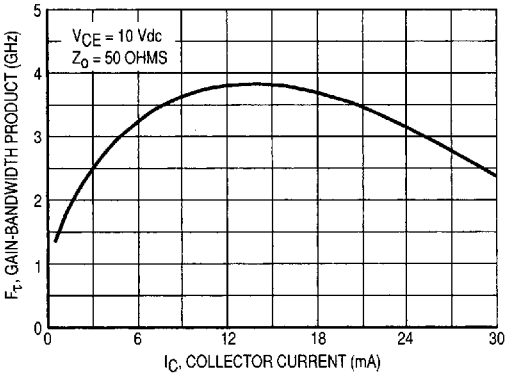


Figure 6. Gain-Bandwidth Product versus Collector Current

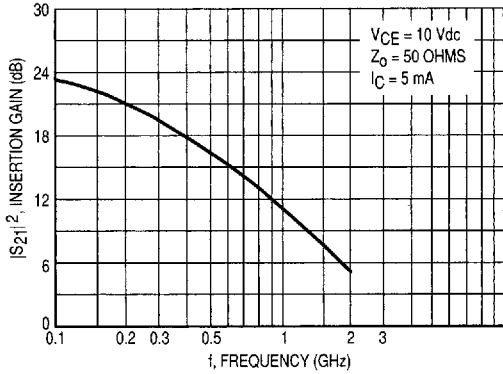


Figure 7. Insertion Gain versus Frequency

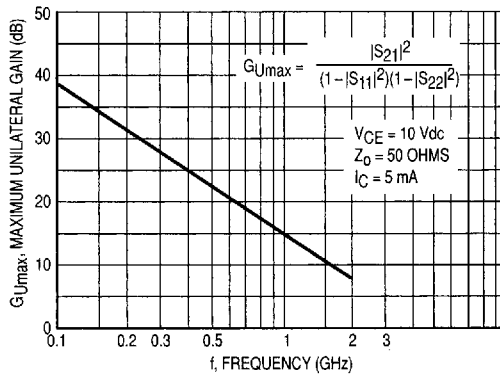


Figure 8. Maximum Unilateral Gain versus Frequency

| V _{CE} (Vdc) | I _C (mA) | f (MHz) | S ₁₁ | | S ₂₁ | | S ₁₂ | | S ₂₂ | |
|--------------------------|------------------------|------------|-----------------|-------|-----------------|------|-----------------|------|-----------------|-----|
| | | | S ₁₁ | ∠φ | S ₂₁ | ∠φ | S ₁₂ | ∠φ | S ₂₂ | ∠φ |
| 5.0 | 5.0 | 100 | 0.85 | -41 | 13.64 | 153 | 0.03 | 65 | 0.93 | -17 |
| | | 200 | 0.78 | -76 | 10.77 | 134 | 0.05 | 54 | 0.80 | -29 |
| | | 500 | 0.71 | -131 | 6.10 | 102 | 0.08 | 35 | 0.55 | -42 |
| | | 1000 | 0.66 | -169 | 3.22 | 77 | 0.08 | 33 | 0.45 | -48 |
| | | 2000 | 0.60 | 152 | 1.65 | 47 | 0.11 | 46 | 0.47 | -63 |
| | 10 | 100 | 0.72 | -59 | 20.01 | 145 | 0.03 | 62 | 0.87 | -23 |
| | | 200 | 0.70 | -100 | 14.31 | 123 | 0.04 | 49 | 0.67 | -36 |
| | | 500 | 0.66 | -150 | 7.03 | 94 | 0.06 | 38 | 0.44 | -43 |
| | | 1000 | 0.63 | 179 | 3.57 | 73 | 0.07 | 45 | 0.37 | -46 |
| | | 2000 | 0.58 | 147 | 1.79 | 46 | 0.11 | 57 | 0.41 | -60 |
| | 15 | 100 | 0.65 | -75 | 23.44 | 138 | 0.02 | 57 | 0.81 | -27 |
| | | 200 | 0.66 | -118 | 15.56 | 116 | 0.04 | 46 | 0.59 | -38 |
| | | 500 | 0.65 | -159 | 7.10 | 90 | 0.05 | 42 | 0.40 | -40 |
| | | 1000 | 0.63 | 174 | 3.57 | 71 | 0.06 | 52 | 0.35 | -43 |
| | | 2000 | 0.59 | 144 | 1.77 | 45 | 0.11 | 62 | 0.40 | -58 |
| | 20 | 100 | 0.61 | -89 | 24.32 | 133 | 0.02 | 51 | 0.77 | -28 |
| | | 200 | 0.66 | -130 | 15.11 | 111 | 0.03 | 43 | 0.55 | -35 |
| | | 500 | 0.66 | -166 | 6.68 | 88 | 0.04 | 46 | 0.41 | -34 |
| | | 1000 | 0.65 | 171 | 3.32 | 69 | 0.06 | 56 | 0.39 | -39 |
| | | 2000 | 0.61 | 143 | 1.65 | 43 | 0.10 | 65 | 0.44 | -56 |
| 30 | 100 | 0.63 | -132 | 13.18 | 118 | 0.02 | 47 | 0.72 | -15 | |
| | 200 | 0.68 | -157 | 7.07 | 104 | 0.02 | 44 | 0.66 | -16 | |
| | 500 | 0.69 | -177 | 3.23 | 90 | 0.03 | 55 | 0.62 | -24 | |
| | 1000 | 0.70 | 165 | 1.78 | 71 | 0.05 | 65 | 0.59 | -38 | |
| | 2000 | 0.66 | 138 | 0.93 | 42 | 0.09 | 79 | 0.62 | -62 | |
| 10 | 5.0 | 100 | 0.85 | -38 | 13.67 | 155 | 0.03 | 70 | 0.93 | -14 |
| | | 200 | 0.80 | -71 | 10.97 | 136 | 0.05 | 56 | 0.83 | -24 |
| | | 500 | 0.70 | -126 | 6.35 | 104 | 0.07 | 37 | 0.60 | -35 |
| | | 1000 | 0.65 | -166 | 3.39 | 78 | 0.07 | 36 | 0.51 | -40 |
| | | 2000 | 0.58 | 154 | 1.74 | 48 | 0.10 | 50 | 0.54 | -55 |
| | 10 | 100 | 0.75 | -55 | 20.12 | 147 | 0.02 | 66 | 0.88 | -19 |
| | | 200 | 0.71 | -94 | 14.60 | 125 | 0.04 | 50 | 0.72 | -30 |
| | | 500 | 0.65 | -145 | 7.33 | 96 | 0.05 | 39 | 0.50 | -35 |
| | | 1000 | 0.62 | -177 | 3.74 | 74 | 0.06 | 46 | 0.45 | -38 |
| | | 2000 | 0.57 | 149 | 1.88 | 47 | 0.10 | 60 | 0.49 | -53 |
| | 15 | 100 | 0.68 | -68 | 23.53 | 140 | 0.02 | 61 | 0.85 | -22 |
| | | 200 | 0.67 | -110 | 15.90 | 119 | 0.03 | 49 | 0.65 | -31 |
| | | 500 | 0.64 | -155 | 7.45 | 92 | 0.04 | 42 | 0.47 | -32 |
| | | 1000 | 0.62 | 177 | 3.74 | 71 | 0.06 | 53 | 0.44 | -35 |
| | | 2000 | 0.58 | 146 | 1.90 | 45 | 0.09 | 65 | 0.50 | -51 |
| | 20 | 100 | 0.64 | -79 | 24.77 | 135 | 0.02 | 56 | 0.81 | -23 |
| | | 200 | 0.64 | -122 | 15.81 | 114 | 0.03 | 46 | 0.62 | -29 |
| | | 500 | 0.64 | -161 | 7.10 | 89 | 0.04 | 46 | 0.48 | -28 |
| | | 1000 | 0.62 | 174 | 3.53 | 79 | 0.05 | 56 | 0.46 | -33 |
| | | 2000 | 0.59 | 145 | 1.75 | 44 | 0.09 | 68 | 0.53 | -50 |
| 30 | 100 | 0.61 | -114 | 16.25 | 123 | 0.01 | 48 | 0.79 | -15 | |
| | 200 | 0.63 | -147 | 9.10 | 107 | 0.02 | 49 | 0.71 | -15 | |
| | 500 | 0.65 | -172 | 4.22 | 90 | 0.03 | 53 | 0.66 | -22 | |
| | 1000 | 0.66 | 168 | 2.27 | 71 | 0.05 | 63 | 0.63 | -33 | |
| | 2000 | 0.63 | 140 | 1.15 | 41 | 0.08 | 79 | 0.67 | -53 | |

Table 1. MRF9011LT1 Common Emitter S-Parameters

MPS901

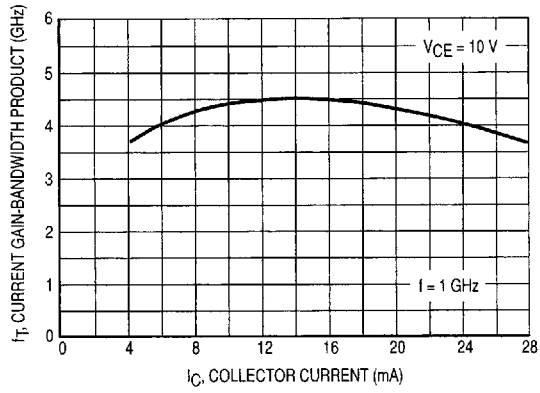


Figure 9. Current Gain-Bandwidth Product versus Collector Current

MPS901

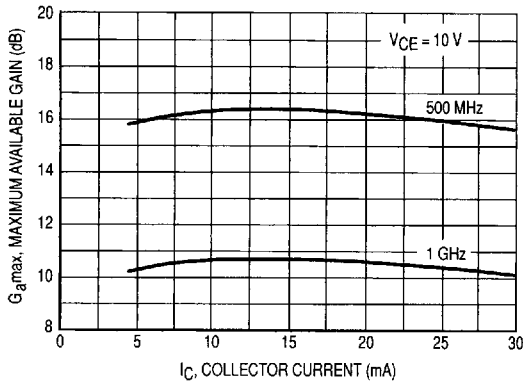


Figure 10. Maximum Available Gain versus Collector Current

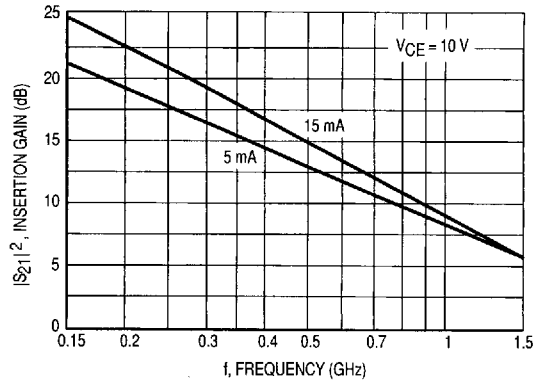


Figure 11. $|S_{21}|^2$ versus Frequency

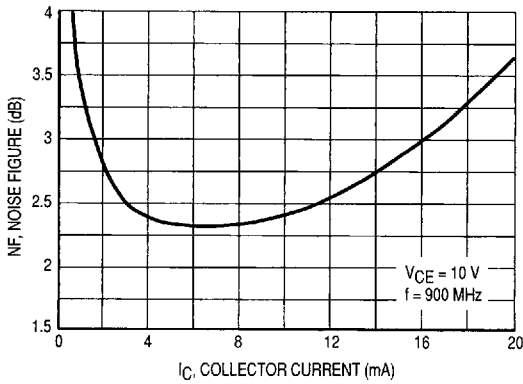


Figure 12. Noise Figure versus Collector Current

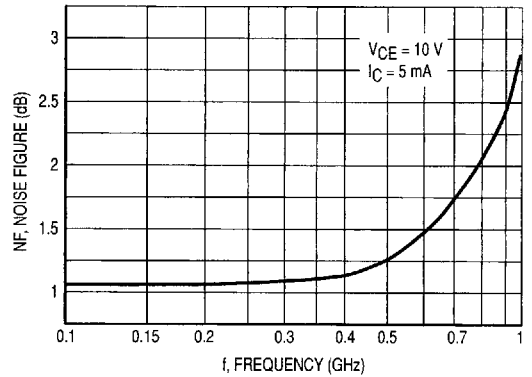


Figure 13. Noise Figure versus Frequency

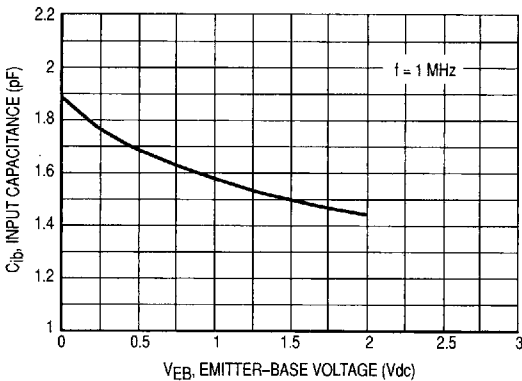


Figure 14. Input Capacitance versus Emitter-Base Voltage

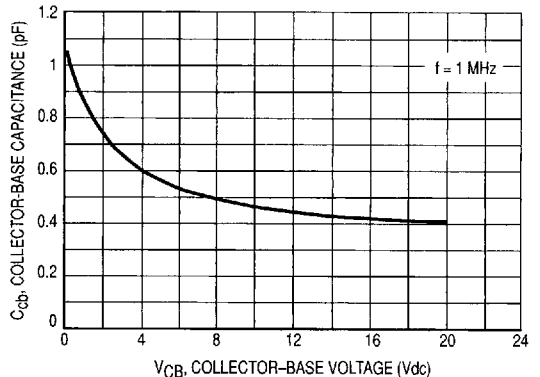


Figure 15. Collector-Base Capacitance versus Collector-Base Voltage

MPS901

| V _{CE} (Volts) | I _C (mA) | f (MHz) | S ₁₁ | | S ₂₁ | | S ₁₂ | | S ₂₂ | |
|----------------------------|------------------------|------------|-----------------|-------|-----------------|------|-----------------|------|-----------------|-----|
| | | | S ₁₁ | ∠φ | S ₂₁ | ∠φ | S ₁₂ | ∠φ | S ₂₂ | ∠φ |
| 5.0 | 5.0 | 100 | 0.76 | -35 | 9.42 | 142 | 0.03 | 67 | 0.85 | -18 |
| | | 200 | 0.60 | -63 | 7.98 | 122 | 0.05 | 58 | 0.70 | -26 |
| | | 500 | 0.28 | -127 | 4.79 | 84 | 0.09 | 55 | 0.53 | -35 |
| | | 1000 | 0.27 | 148 | 2.71 | 50 | 0.15 | 51 | 0.42 | -51 |
| | | 1500 | 0.43 | 113 | 2.02 | 23 | 0.21 | 42 | 0.28 | -79 |
| | 10 | 100 | 0.57 | -51 | 14.80 | 131 | 0.03 | 65 | 0.75 | -22 |
| | | 200 | 0.36 | -87 | 10.80 | 108 | 0.04 | 62 | 0.60 | -26 |
| | | 500 | 0.18 | -151 | 5.23 | 77 | 0.08 | 62 | 0.48 | -31 |
| | | 1000 | 0.25 | 136 | 2.86 | 47 | 0.15 | 55 | 0.39 | -48 |
| | | 1500 | 0.42 | 109 | 2.12 | 22 | 0.22 | 42 | 0.25 | -75 |
| | 15 | 100 | 0.42 | -67 | 17.80 | 123 | 0.02 | 66 | 0.69 | -22 |
| | | 200 | 0.26 | -105 | 11.50 | 101 | 0.04 | 66 | 0.56 | -23 |
| | | 500 | 0.17 | -169 | 5.27 | 74 | 0.08 | 66 | 0.47 | -28 |
| | | 1000 | 0.26 | 131 | 2.86 | 46 | 0.15 | 57 | 0.39 | -47 |
| | | 1500 | 0.43 | 108 | 2.12 | 21 | 0.22 | 44 | 0.25 | -73 |
| | 20 | 100 | 0.33 | -82 | 18.66 | 117 | 0.02 | 67 | 0.66 | -21 |
| | | 200 | 0.22 | -120 | 11.54 | 98 | 0.03 | 68 | 0.55 | -21 |
| | | 500 | 0.17 | -171 | 5.16 | 72 | 0.08 | 67 | 0.48 | -27 |
| | | 1000 | 0.28 | 129 | 2.80 | 45 | 0.15 | 58 | 0.40 | -45 |
| | | 1500 | 0.45 | 107 | 2.07 | 19 | 0.22 | 45 | 0.27 | -71 |
| 25 | 100 | 0.28 | -103 | 18.11 | 113 | 0.02 | 68 | 0.64 | -20 | |
| | 200 | 0.22 | -138 | 11.03 | 95 | 0.03 | 70 | 0.55 | -19 | |
| | 500 | 0.20 | 169 | 4.94 | 71 | 0.08 | 68 | 0.50 | -25 | |
| | 1000 | 0.32 | 128 | 2.68 | 43 | 0.15 | 60 | 0.42 | -44 | |
| | 1500 | 0.49 | 106 | 1.98 | 17 | 0.22 | 47 | 0.30 | -71 | |
| 30 | 100 | 0.31 | -127 | 16.10 | 109 | 0.02 | 67 | 0.64 | -16 | |
| | 200 | 0.28 | -156 | 9.69 | 93 | 0.03 | 70 | 0.57 | -16 | |
| | 500 | 0.28 | 160 | 4.32 | 69 | 0.07 | 70 | 0.53 | -25 | |
| | 1000 | 0.39 | 125 | 2.37 | 41 | 0.14 | 63 | 0.46 | -44 | |
| | 1500 | 0.55 | 104 | 1.73 | 15 | 0.21 | 51 | 0.34 | -72 | |

Table 2. MPS901 Common Emitter S-Parameters, V_{CE} = 5.0 V

| V _{CE} (Volts) | I _C (mA) | f (MHz) | S ₁₁ | | S ₂₁ | | S ₁₂ | | S ₂₂ | |
|----------------------------|------------------------|------------|-----------------|------|-----------------|-----|-----------------|----|-----------------|-----|
| | | | S ₁₁ | ∠φ | S ₂₁ | ∠φ | S ₁₂ | ∠φ | S ₂₂ | ∠φ |
| 10 | 5.0 | 100 | 0.79 | -33 | 9.36 | 144 | 0.03 | 68 | 0.88 | -15 |
| | | 200 | 0.63 | -58 | 7.97 | 124 | 0.04 | 58 | 0.74 | -22 |
| | | 500 | 0.28 | -117 | 4.87 | 86 | 0.07 | 57 | 0.60 | -31 |
| | | 1000 | 0.23 | 153 | 2.80 | 53 | 0.13 | 56 | 0.50 | -46 |
| | | 1500 | 0.38 | 116 | 2.09 | 26 | 0.19 | 48 | 0.38 | -69 |
| | 10 | 100 | 0.60 | -48 | 14.87 | 132 | 0.02 | 66 | 0.79 | -18 |
| | | 200 | 0.39 | -79 | 11.06 | 110 | 0.03 | 63 | 0.65 | -21 |
| | | 500 | 0.16 | -135 | 5.38 | 79 | 0.07 | 64 | 0.56 | -28 |
| | | 1000 | 0.20 | 138 | 2.97 | 50 | 0.13 | 59 | 0.47 | -44 |
| | | 1500 | 0.37 | 111 | 2.21 | 25 | 0.20 | 49 | 0.36 | -66 |
| | 15 | 100 | 0.46 | -61 | 18.20 | 124 | 0.02 | 66 | 0.74 | -18 |
| | | 200 | 0.28 | -94 | 11.94 | 102 | 0.03 | 66 | 0.62 | -19 |
| | | 500 | 0.14 | -154 | 5.45 | 76 | 0.07 | 67 | 0.55 | -26 |
| | | 1000 | 0.22 | 131 | 2.97 | 48 | 0.13 | 61 | 0.48 | -42 |
| | | 1500 | 0.38 | 109 | 2.21 | 24 | 0.20 | 50 | 0.36 | -64 |
| | 20 | 100 | 0.37 | -72 | 19.38 | 119 | 0.02 | 67 | 0.71 | -17 |
| | | 200 | 0.23 | -105 | 11.97 | 99 | 0.03 | 68 | 0.61 | -18 |
| | | 500 | 0.14 | -172 | 5.36 | 74 | 0.07 | 69 | 0.56 | -24 |
| | | 1000 | 0.23 | 128 | 2.91 | 47 | 0.13 | 62 | 0.48 | -41 |
| | | 1500 | 0.40 | 108 | 2.16 | 22 | 0.20 | 51 | 0.37 | -64 |
| | 25 | 100 | 0.32 | -86 | 19.40 | 115 | 0.02 | 68 | 0.70 | -16 |
| | | 200 | 0.22 | -119 | 11.67 | 97 | 0.03 | 69 | 0.61 | -16 |
| | | 500 | 0.19 | -176 | 5.28 | 74 | 0.06 | 70 | 0.57 | -23 |
| | | 1000 | 0.26 | 127 | 2.82 | 46 | 0.13 | 63 | 0.50 | -41 |
| | | 1500 | 0.43 | 107 | 2.09 | 21 | 0.19 | 53 | 0.40 | -63 |
| | 30 | 100 | 0.29 | -103 | 18.29 | 112 | 0.02 | 68 | 0.70 | -14 |
| | | 200 | 0.22 | -135 | 10.86 | 95 | 0.03 | 70 | 0.62 | -15 |
| | | 500 | 0.20 | 165 | 4.82 | 72 | 0.06 | 72 | 0.59 | -22 |
| | | 1000 | 0.31 | 125 | 2.63 | 44 | 0.12 | 66 | 0.53 | -41 |
| | | 1500 | 0.47 | 106 | 1.95 | 19 | 0.19 | 55 | 0.43 | -64 |

Table 3. MPS901 Common Emitter S-Parameters, V_{CE} = 10 V

MRF901

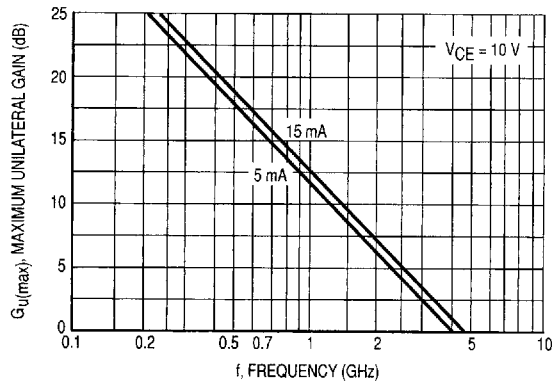


Figure 16. Maximum Unilateral Gain versus Frequency

MRF901

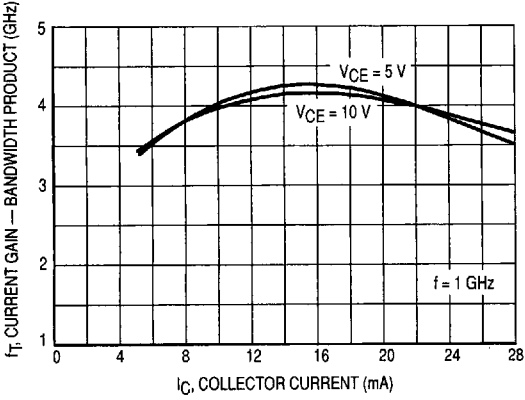


Figure 17. Current Gain — Bandwidth Product versus Collector Current

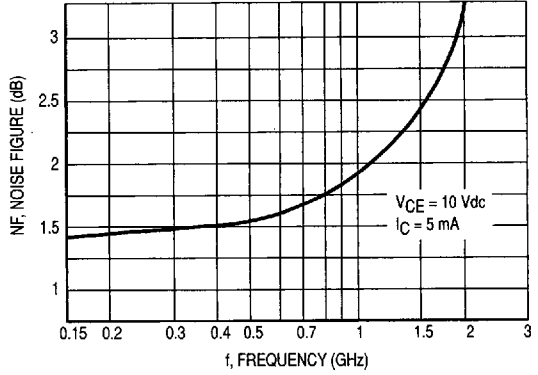


Figure 18. Noise Figure versus Frequency

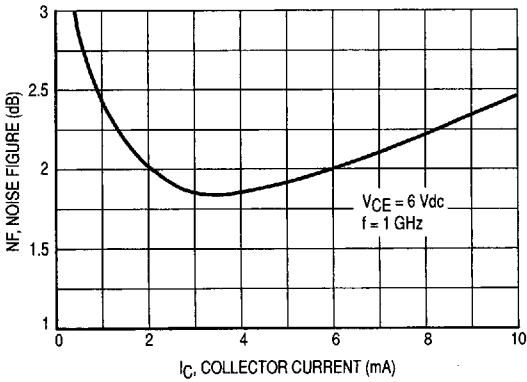


Figure 19. Noise Figure versus Collector Current

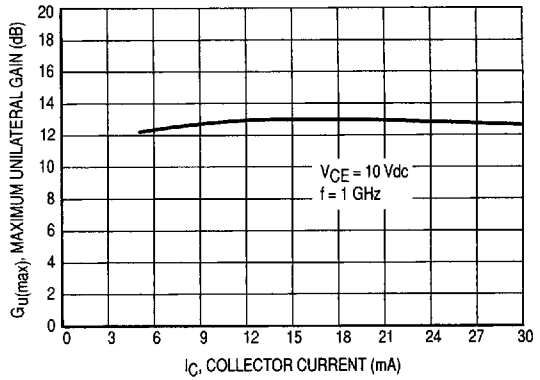


Figure 20. Maximum Unilateral Gain versus Collector Current

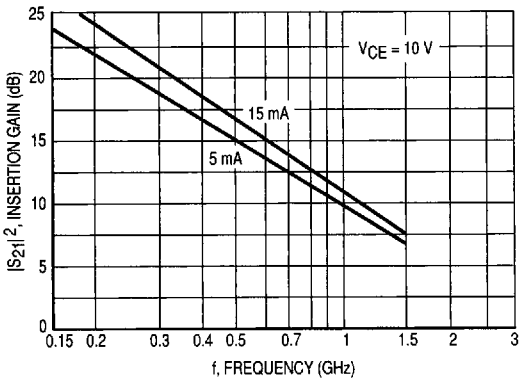


Figure 21. $|S_{21}|^2$ versus Frequency

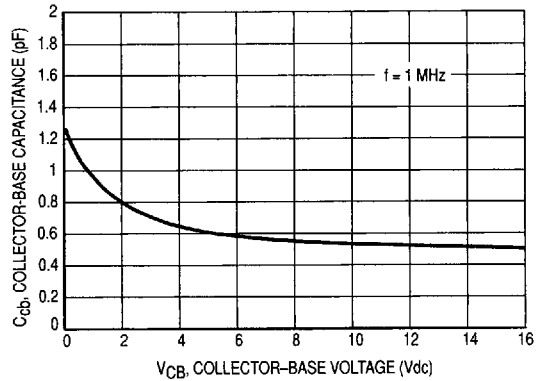


Figure 22. Collector-Base Capacitance versus Collector-Base Voltage

MRF901

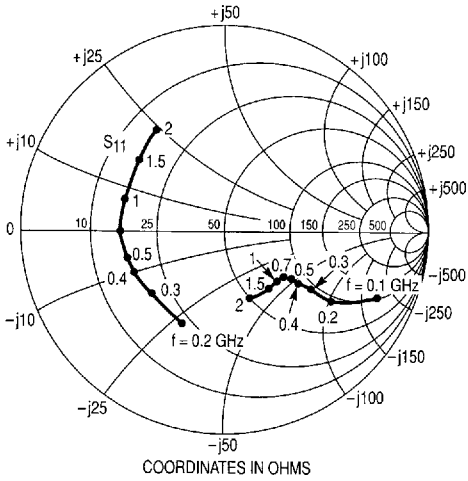


Figure 23. Input and Output Reflection Coefficients versus Frequency ($V_{CE} = 10$ V, $I_C = 15$ mA)

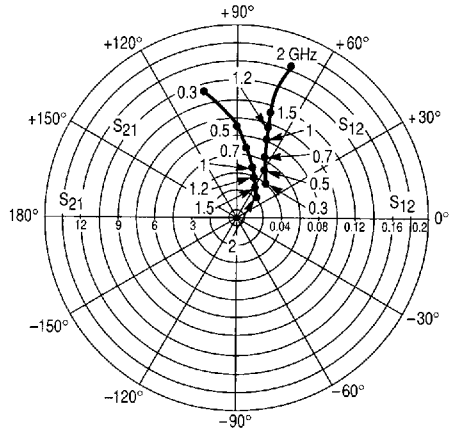


Figure 24. Forward/Reverse Transmission Coefficients versus Frequency ($V_{CE} = 10$ V, $I_C = 15$ mA)

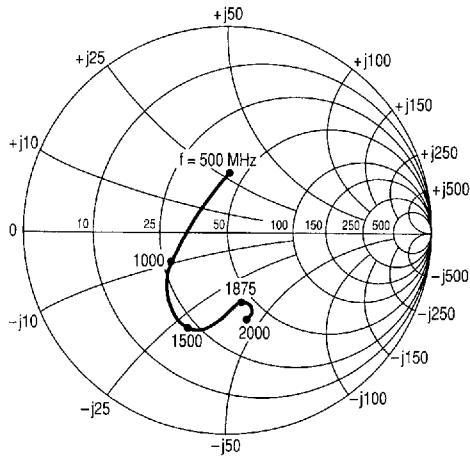


Figure 25. Source Impedance (Γ_{ms}) for Optimum Noise Figure versus Frequency ($V_{CE} = 10$ V, $I_C = 5.0$ mA)

MRF901

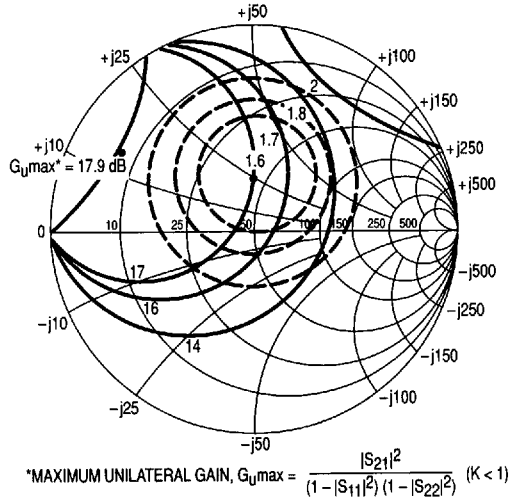


Figure 26. Constant Gain and Noise Figure Contours
(VCE = 10 Vdc, IC = 5.0 mA, f = 500 MHz)

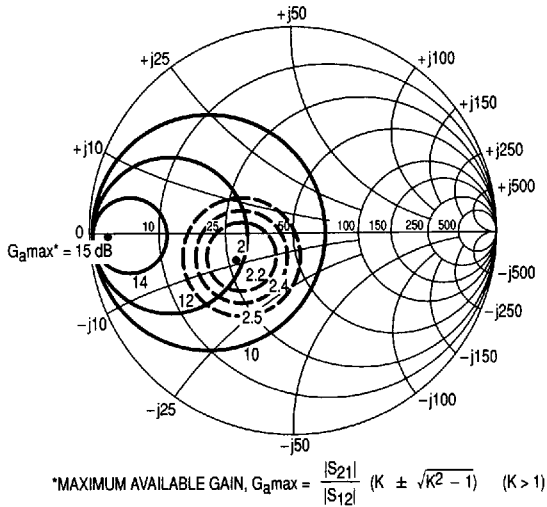


Figure 27. Constant Gain and Noise Figure Contours
(VCE = 10 Vdc, IC = 5.0 mA, f = 1.0 GHz)

MRF901

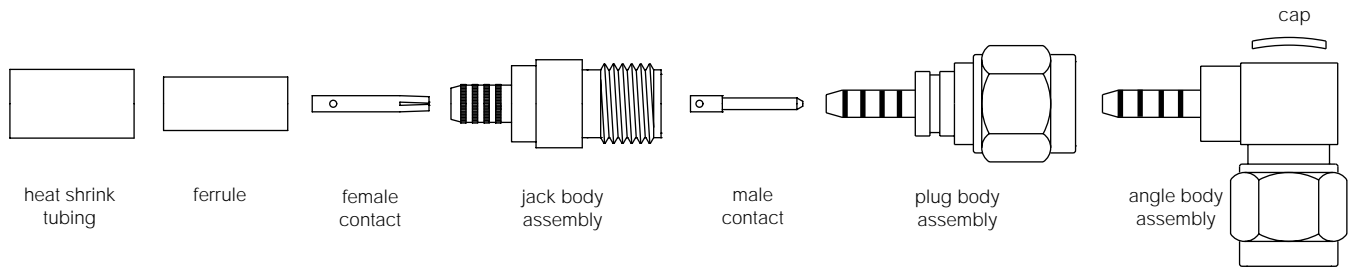
| VCE (Volts) | IC (mA) | f (MHz) | S11 | | S21 | | S12 | | S22 | |
|----------------|------------|------------|------|-------|-------|------|------|------|------|-----|
| | | | S11 | ∠φ | S21 | ∠φ | S12 | ∠φ | S22 | ∠φ |
| 5.0 | 5.0 | 100 | 0.71 | -38 | 11.30 | 153 | 0.03 | 68 | 0.92 | -17 |
| | | 200 | 0.62 | -75 | 9.48 | 133 | 0.05 | 55 | 0.76 | -29 |
| | | 500 | 0.54 | -141 | 5.40 | 100 | 0.07 | 43 | 0.48 | -44 |
| | | 1000 | 0.53 | 178 | 2.93 | 76 | 0.09 | 48 | 0.40 | -56 |
| | | 2000 | 0.59 | 130 | 1.51 | 48 | 0.16 | 62 | 0.35 | -85 |
| | 10 | 100 | 0.57 | -58 | 16.95 | 145 | 0.03 | 63 | 0.85 | -23 |
| | | 200 | 0.51 | -103 | 12.61 | 123 | 0.04 | 53 | 0.64 | -35 |
| | | 500 | 0.52 | -161 | 6.24 | 93 | 0.06 | 50 | 0.38 | -45 |
| | | 1000 | 0.52 | 166 | 3.24 | 73 | 0.09 | 61 | 0.33 | -54 |
| | | 2000 | 0.59 | 125 | 1.66 | 47 | 0.17 | 67 | 0.29 | -84 |
| | 15 | 100 | 0.48 | -75 | 20.08 | 139 | 0.02 | 61 | 0.80 | -27 |
| | | 200 | 0.47 | -121 | 13.89 | 117 | 0.04 | 53 | 0.57 | -38 |
| | | 500 | 0.53 | -170 | 6.44 | 91 | 0.05 | 56 | 0.34 | -44 |
| | | 1000 | 0.53 | 162 | 3.33 | 72 | 0.09 | 66 | 0.31 | -52 |
| | | 2000 | 0.60 | 123 | 1.70 | 46 | 0.18 | 68 | 0.28 | -82 |
| | 20 | 100 | 0.44 | -88 | 21.62 | 136 | 0.02 | 60 | 0.76 | -28 |
| | | 200 | 0.47 | -132 | 14.33 | 114 | 0.03 | 54 | 0.53 | -38 |
| | | 500 | 0.53 | -175 | 6.45 | 89 | 0.05 | 60 | 0.32 | -41 |
| | | 1000 | 0.53 | 159 | 3.31 | 70 | 0.09 | 68 | 0.31 | -50 |
| | | 2000 | 0.61 | 122 | 1.69 | 45 | 0.18 | 70 | 0.28 | -80 |
| 30 | 100 | 0.43 | -112 | 21.45 | 130 | 0.02 | 58 | 0.72 | -28 | |
| | 200 | 0.50 | -148 | 13.38 | 109 | 0.03 | 57 | 0.51 | -33 | |
| | 500 | 0.57 | 178 | 5.82 | 86 | 0.05 | 65 | 0.35 | -34 | |
| | 1000 | 0.57 | 156 | 2.99 | 68 | 0.08 | 73 | 0.35 | -46 | |
| | 2000 | 0.65 | 121 | 1.50 | 42 | 0.18 | 74 | 0.33 | -78 | |

Table 4. MRF901 Common Emitter S-Parameters, VCE = 5.0 V

| VCE (Volts) | IC (mA) | f (MHz) | S11 | | S21 | | S12 | | S22 | |
|----------------|------------|------------|------|-------|-------|------|------|------|------|-----|
| | | | S11 | ∠φ | S21 | ∠φ | S12 | ∠φ | S22 | ∠φ |
| 10 | 5.0 | 100 | 0.73 | -35 | 11.32 | 154 | 0.03 | 69 | 0.93 | -14 |
| | | 200 | 0.63 | -69 | 9.69 | 135 | 0.05 | 57 | 0.79 | -25 |
| | | 500 | 0.53 | -135 | 5.65 | 101 | 0.07 | 43 | 0.54 | -38 |
| | | 1000 | 0.51 | -177 | 3.11 | 77 | 0.08 | 50 | 0.47 | -48 |
| | | 2000 | 0.57 | 132 | 1.58 | 48 | 0.14 | 66 | 0.41 | -75 |
| | 10 | 100 | 0.59 | -52 | 17.06 | 147 | 0.02 | 64 | 0.87 | -19 |
| | | 200 | 0.52 | -95 | 13.06 | 125 | 0.04 | 54 | 0.69 | -30 |
| | | 500 | 0.49 | -156 | 6.58 | 95 | 0.05 | 51 | 0.45 | -37 |
| | | 1000 | 0.50 | 170 | 3.44 | 74 | 0.08 | 62 | 0.41 | -45 |
| | | 2000 | 0.57 | 126 | 1.75 | 47 | 0.16 | 70 | 0.36 | -72 |
| | 15 | 100 | 0.51 | -66 | 20.36 | 141 | 0.02 | 63 | 0.83 | -22 |
| | | 200 | 0.47 | -112 | 14.48 | 119 | 0.03 | 54 | 0.63 | -31 |
| | | 500 | 0.50 | -166 | 6.81 | 92 | 0.05 | 57 | 0.41 | -35 |
| | | 1000 | 0.50 | 164 | 3.54 | 72 | 0.08 | 67 | 0.39 | -43 |
| | | 2000 | 0.58 | 124 | 1.78 | 46 | 0.16 | 72 | 0.35 | -70 |
| | 20 | 100 | 0.47 | -78 | 22.08 | 138 | 0.02 | 61 | 0.80 | -23 |
| | | 200 | 0.46 | -123 | 15.07 | 116 | 0.03 | 55 | 0.60 | -30 |
| | | 500 | 0.50 | -171 | 6.84 | 90 | 0.05 | 60 | 0.40 | -32 |
| | | 1000 | 0.51 | 162 | 3.51 | 71 | 0.08 | 69 | 0.39 | -41 |
| | | 2000 | 0.59 | 123 | 1.77 | 45 | 0.17 | 73 | 0.35 | -68 |
| 30 | 100 | 0.44 | -98 | 22.70 | 133 | 0.02 | 59 | 0.76 | -23 | |
| | 200 | 0.47 | -139 | 14.47 | 111 | 0.03 | 55 | 0.57 | -27 | |
| | 500 | 0.53 | -177 | 6.33 | 87 | 0.04 | 65 | 0.43 | -28 | |
| | 1000 | 0.54 | 158 | 3.26 | 69 | 0.07 | 74 | 0.43 | -39 | |
| | 2000 | 0.62 | 122 | 1.61 | 42 | 0.16 | 77 | 0.39 | -68 | |

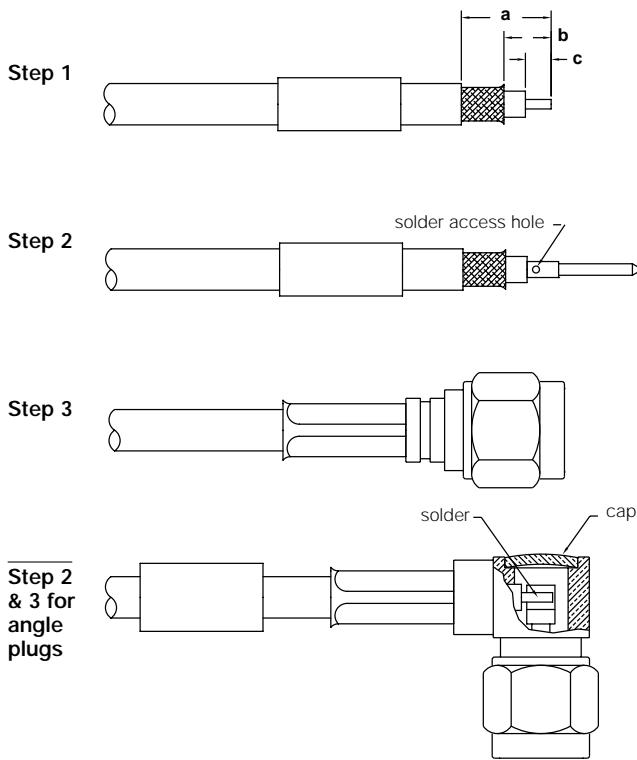
Table 5. MRF901 Common Emitter S-Parameters, VCE = 10 V

CRIMP/SOLDER CENTER CONTACT TYPE FOR FLEXIBLE CABLE



| Amphenol Number | Connector Type | Cable RG-U | Stripping Dimensions, inches (mm) | | | Hex Crimp Data | | |
|-------------------|-------------------|-------------------------|-----------------------------------|------------|-----------|--------------------------|--------------------------|-----------------|
| | | | a | b | c | Cavity for Outer Ferrule | Die Set for Tool 227-944 | CTL Series Tool |
| 901-9511-1 | SMA Plug | 55, 142, 223, 400 | .300(7.6) | .130(3.3) | .090(2.3) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9511-1SF | SMA Plug | 55, 142, 223, 400 | .300(7.6) | .130(3.3) | .090(2.3) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9511-2 | SMA Plug | 58, 141 B/YR20621 | .300(7.6) | .090 | .090(2.3) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9511-2SF | SMA Plug | 58, 141 B/YR20621 | .300(7.6) | .090 | .090(2.3) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9531-1 | SMA Angle Plug | 55, 142, 223, 400 | .475(12.1) | .235(6.0) | .120(3.0) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9531-1SF | SMA Angle Plug | SF 142B | .475(12.1) | .235(6.0) | .120(3.0) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9531-2 | SMA Angle Plug | 58, 141, B/YR20621 | .475(12.1) | .235(6.0) | .120(3.0) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9531-2SF | SMA Angle Plug | 58, 141, B/YR20621 | .475(12.1) | .235(6.0) | .120(3.0) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9870 | SMA Plug | 58 | .532(13.5) | .205(5.2) | .138(3.5) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9871 | SMA Plug | 223 | .532(13.5) | .205(5.2) | .138(3.5) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9873 | SMA Angle Plug | 58 | .543(13.8) | .216(5.5) | .102(2.6) | .230(5.9) | 227-1221-45 | CTL-1 |
| 901-9874 | SMA Angle Plug | 58 | .543(13.8) | .216(5.5) | .102(2.6) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9875 | SMA Bulkhead Jack | 174, 179, 187, 188, 316 | .394(10.0) | .189(4.8) | .098(2.5) | .128(3.3) | 227-1221-03 | CTL-13.9 |
| 901-9876-RFX | SMA Plug | 58 | .532(13.5) | .205(5.2) | .138(3.5) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9879-RFX | SMA Bulkhead Jack | 174, 179, 187, 188, 316 | .394(10.0) | .189(4.8) | .098(2.5) | .128(3.3) | 227-1221-03 | CTL-13.9 |
| 901-9880-RFX | SMA Angle Plug | 58 | .543(13.8) | .216(5.5) | .102(2.6) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-9902 | SMA Angle Plug | 223 | .475(12.1) | .235(6.0) | .120(3.0) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-10009-RFX | SMA Plug | LMR 240 | .406(10.3) | — | .079(2.0) | .255(6.5) | 227-1221-59 | CTL-1 |
| 901-10010-RFX | SMA Plug | LMR 240 | .472(12) | .146(3.7) | .079(2.0) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-10011 | SMA Plug | LMR 240 | .618(15.7) | .218(5.54) | .093(2.4) | .255(6.5) | 227-1221-59 | CTL-1 |
| 901-10012 | SMA Plug | LMR 200 | .293(7.4) | — | .093(2.4) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-10021-1SF | Jack | 55, 142, 223, 400 | .415(10.5) | .155(3.9) | .115(2.9) | .213(5.4) | 227-1221-11 | CTL-1 |
| 901-10021-3SF | Jack | 174, 188, 316 | .415(10.5) | .155(3.9) | .115(2.9) | .128(3.3) | 227-1221-03 | CTL-13.9 |
| 901-10021-12SF | Jack | RD 316 | .415(10.5) | .155(3.9) | .115(2.9) | .151(3.8) | 227-1221-37 | CTL-13.9 |
| 901-10024-RFX | Plug | RD 316 | .430(10.9) | .170(4.2) | .100(2.5) | .151(3.8) | 227-1221-37 | CTL-13.9 |
| 901-10025-RFX | Plug | RD 316 | .430(10.9) | .170(4.2) | .100(2.5) | .151(3.8) | 227-1221-37 | CTL-13.9 |
| 901-10028-RFX | SMA Angle Plug | RD 316 | .417(10.6) | .212(5.4) | .106(2.7) | .151(3.8) | 227-1221-37 | CTL-13.9 |
| 901-10029-RFX | SMA Angle Plug | RD 316 | .417(10.6) | .212(5.4) | .106(2.7) | .151(3.8) | 227-1221-37 | CTL-13.9 |
| 901-10013-RFX | SMA Angle Plug | 174, 188, 316 | .382(9.7) | .177(4.5) | .098(2.5) | .128(3.3) | 227-1221-03 | CTL-13.9 |
| 901-9531-3,-3SF | SMA Angle Plug | 174, 179, 187, 188, 316 | .475(12.1) | .235(6.0) | .090(2.3) | .128(3.3) | 227-1221-03 Cavity A | CTL-9 |
| 901-9872 | SMA Angle Plug | 174, 179, 187, 188, 316 | .472(12.0) | .216(5.5) | .102(2.6) | .128(3.3) | 227-1221-03 Cavity A | CTL-9 |
| 901-9877-RFX | SMA Plug | 174, 179, 187, 188, 316 | .421(10.7) | .165(4.2) | .098(2.5) | .128(3.3) | 227-1221-03 Cavity A | CTL-9 |
| 901-9916 | SMA Plug | 174, 179, 187, 188, 316 | .421(10.7) | .165(4.2) | .098(2.5) | .128(3.3) | 227-1221-03 Cavity A | CTL-9 |
| 901-9531-12,-12SF | SMA Angle Plug | Double Braid 316 | .475(12.1) | .235(6.0) | .090(2.3) | .151(3.8) | 227-1221-37 Cavity B | — |
| 901-9881-RFX | SMA Angle Plug | 174, 179, 187, 188, 316 | .472(12.0) | .216(5.5) | .102(2.6) | .128(3.3) | 227-1221-03 Cavity A | CTL-9 |
| 901-10014 | SMA Angle Plug | LMR 240 | .615(15.6) | .215(5.5) | .075(1.9) | .255(6.5) | 227-1221-59 Cavity A | CTL-1 |

Assembly



Step 1

Step 2

Step 3

Step 2 & 3 for angle plugs

Step 1 Slide outer ferrule onto cable as shown. Strip cable jacket, braid and dielectric to dimensions shown in table. All cuts should be sharp and square. Do not nick braid, dielectric or center conductor when cutting.

Step 2 Flare end of cable braid slightly as shown to facilitate insertion onto inner ferrule. Do not comb out braid. Solder center contact to cable (SN60-40 rosin core solder recommended.) Note: Center conductor should be visible through soft solder access hole in contact, prior to soldering.

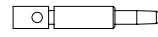
Step 3 Install body onto cable so that female portion slides under braid and insulator butts flush against cable dielectric. Slide outer ferrule over braid and up against body. Make sure no slack exists in braid. Crimp over ferrule with tool specified in table, keeping cable dielectric bottomed against insulator.

Step 2 & 3 Angle Plugs: Place cable dielectric into body and press ferrule against body as shown. Crimp with die set shown in table above. Solder cable center conductor into contact as shown. Insert cap and solder as shown or dimple and lightly punch center of cap for retention in body, for brass versions. Place heat shrink tubing over crimp ferrule, against body, and apply heat.

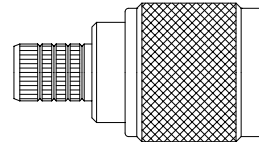
CRIMP-CRIMP TYPES



outer ferrule



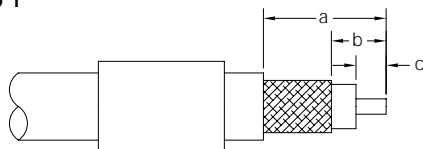
contact



body assembly

| Amphenol Number | Connector Type | Cable RG-/U | Strip Dimensions, inches (mm) | | | Hex Crimp Data | | | |
|-----------------|----------------|------------------------|-------------------------------|------------|-----------|--------------------|--------------------------|---------------------------|---------------------|
| | | | a | b | c | Cavity for Contact | Cavity for Outer Ferrule | Die Set for Tool 227-944‡ | CTL Series Tool No. |
| 82-332 | N Plug | 9, 214 | .531(13.5) | .234(6.0) | .140(3.5) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-340 | N Plug | 8, 213 | .531(13.5) | .234(6.0) | .141(3.6) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-340-1052 | N Plug | B9913, 9914 | .539(13.7) | .250(6.4) | .158(4.0) | .116(2.9) | .429(10.9) | 227-1221-63 | CTL-11 |
| 82-340-1054 | N Plug | LMR 400 | .539(13.7) | .250(6.4) | .157(4.0) | .116(2.9) | .429(10.9) | 227-1221-63 | CTL-11 |
| 82-4425 | N Plug | 9, 214, 225, 393 | .687(17.4) | .281(7.1) | .187(4.7) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-4425-1003 | N Plug | 9, 214, 225, 393 | .687(17.4) | .281(7.1) | .187(4.7) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-4426 | N Plug | 8, 213 | .687(17.4) | .281(7.1) | .187(4.7) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-4426-11RFX | N Plug | 8, 213, 214 Eth.Cables | .630(16.0) | .303(7.7) | .157(4.0) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-4426-1001 | N Plug | Ethernet Cables | .687(17.4) | .281(7.1) | .187(4.7) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-4426-1002 | N Plug | Ethernet Cables | .687(17.4) | .281(7.1) | .187(4.7) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-4427 | N Plug | 142, 400 | .687(17.4) | .281(7.1) | .187(4.7) | .100(2.5) | .213(5.4) | 227-1221-57 | CTL-3 |
| 82-4427-1006 | N Plug | 142, 142B, 400 | .600(15.2) | .275(7.0) | .140(3.5) | .100(2.5) | .213(5.4) | 227-1221-57 | CTL-3 |
| 82-4440 | N Angle Plug | 214, 225, 393 | .687(17.4) | .281(7.1) | .187(4.7) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-4440-1001 | N Angle Plug | 9, 214, 225, 393 | .687(17.4) | .281(7.1) | .187(4.7) | .100(2.5) | .429(10.9) | 227-1221-25 | CTL-3 |
| 82-5370 | N Plug | 55, 142, 223 | .600(15.2) | .275(7.0) | .140(3.5) | .100(2.5) | .213(5.4) | 227-1221-57 | CTL-3 |
| 82-5372 | N Panel Jack | 55, 141, 142 | .600(15.2) | .275(7.0) | .140(3.5) | .100(2.5) | .213(5.4) | 227-1221-57 | CTL-3 |
| 82-5373 | N Bulk. Jack | 55, 142, 223 | .640(16.3) | .315(8.0) | .180(4.6) | .100(2.5) | .213(5.4) | 227-1221-57 | CTL-3 |
| 82-5374 | N Angle Plug | 55, 142, 223 | .687(17.4) | .281(7.1) | .187(4.7) | .100(2.5) | .213(5.4) | 227-1221-57 | CTL-3 |
| 82-5375 | N Plug | 58, 141 | .531(13.5) | .233(5.9) | .140(3.5) | .100(2.5) | .213(5.4) | 227-1221-57 | CTL-3 |
| 82-5375-RFX | N Plug | 58, 141 | .630(16.0) | .303(7.7) | .157(4.0) | .100(2.5) | .213(5.4) | 227-1221-57 | CTL-3 |
| 82-5378 | N Bulk. Jack | 58, 141 | .640(16.3) | .273(6.8) | .180(4.6) | .100(2.5) | .213(5.4) | 227-1221-57 | CTL-3 |
| 82-5933 | N Bulk. Jack | 316 | .502(12.7) | .102(2.6) | .062(1.6) | Solder | .178(4.5) | 227-1221-09 | CTL-2 |
| 82-5988-1000 | N Angle Plug | 214, 393 | .827(21.0) | .492(12.5) | .157(4.0) | Solder | .429(10.9) | 227-1221-6001 | CTL-3 |
| 82-5988-1004 | N Angle Plug | 214, 393 | .827(21.0) | .492(12.5) | .157(4.0) | Solder | .429(10.9) | 227-1221-6001 | CTL-3 |
| 82-5993 | N Plug | LMR 600 | .844(21.4) | .344(8.7) | .250(6.4) | .176(4.5) | .612(15.5) | 227-1221-6001 | — |
| 82-5994 | N Bulk. Jack | LMR 600 | .844(21.4) | .344(8.7) | .250(6.4) | .176(4.5) | .612(15.5) | 227-1221-6001 | — |
| 82-5995 | N Angle Plug | LMR 600 | 1.062(27.0) | .562(14.3) | .312(7.9) | Solder | .612(15.5) | 227-1221-6001 | — |
| 82-6010 | N Plug | LMR 240 | .610(15.5) | .200(5.1) | .200(5.1) | Press-Fit | .255(6.5) | 227-1221-59,-13 | CTL-1.5.8 |
| 82-6106 | N Plug | LMR 240 | .687(17.4) | .312(7.9) | .187(4.7) | .100(2.5) | .255(6.5) | 227-1221-59 | CTL-5 |
| 82-5988-1000 | N Angle Plug | LMR 240 | .827(21.0) | .492(12.5) | .157(4.0) | .100(2.5) | .255(6.5) | 227-1221-59 | CTL-5 |
| 82-5988-1004 | N Angle Plug | LMR 240 | .827(21.0) | .492(12.5) | .157(4.0) | .100(2.5) | .255(6.5) | 227-1221-59 | CTL-5 |

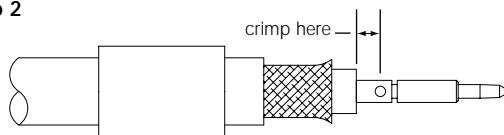
Step 1



Step 1

Strip cable jacket, braid, and dielectric to dimensions shown. All cuts are to be sharp and square. **Important:** Do not nick braid, dielectric, and center conductor. Tinning of center conductor is not necessary if contact is to be crimped. For solder method, tin center conductor avoiding excessive heat.

Step 2

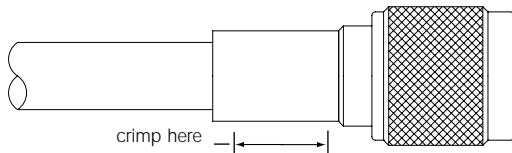


Step 2

Slide outer ferrule onto cable as shown. Flare slightly end of cable braid as shown to facilitate insertion of inner ferrule. **Important:** Do not comb out braid. Place contact on cable center conductor so it butts against cable dielectric. Center conductor should be visible through inspection hole in contact. Crimp or solder contact in place as follows:

Crimp Method: Use Die Set Cavity for contact indicated in table above. **Solder Method:** Soft solder contact to cable center conductor. Do not get any solder on outside surface of contact. Avoid excessive heat to prevent swelling of dielectric.

Step 3



Step 3

Install cable assembly into body assembly so inner ferrule portion slides under braid. Push cable assembly forward until contact snaps into place in insulator. Slide outer ferrule over braid and up against connector body. Crimp outer ferrule using Die Set Cavity specified in table above.