



UNIVERSIDAD DE JAÉN
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE LINARES

Trabajo Fin de Grado

DISEÑO BASADO EN PARÁMETROS DE SCATTERING DE UN AMPLIFICADOR A 1GHz

Alumno: Mirian Ulloa Carrasco
Tutor: Prof. Dr. Pedro Jesús Reche López
Depto.: Ingeniería de Telecomunicaciones

Junio, 2014

ÍNDICE

ÍNDICE	2
CAPÍTULO 1 RESUMEN E INTRODUCCIÓN	4
1.1 RESUMEN.....	4
1.2 INTRODUCCIÓN	4
CAPÍTULO 2 OBJETIVOS	8
CAPÍTULO 3 ESTADO DEL ARTE	11
3.1 EVOLUCIÓN.....	11
3.2 TECNOLOGÍA ACTUAL	12
3.2.1 <i>Soluciones de un solo transistor</i>	12
3.2.1.1. LNA en emisor común o fuente común.....	12
3.2.1.2. LNA de lazo doble con retroalimentación	13
3.2.1.3 Adaptación mejorada mediante realimentación resistiva	14
3.2.1.4. LNA programable multi-LC.....	14
3.2.1.5. LNA de banda ancha con realimentación resistiva	15
3.2.1.6. LNA con realimentación por transformador.....	16
3.2.2. <i>LNAs basados en cascodos</i>	16
3.2.2.1. Cascodo básico	16
3.2.2.2. Cascodo plegado	17
3.2.2.3. Cascodo de corriente reutilizable	18
3.2.2.4. Cascodo de sección de entrada múltiple.....	18
3.2.2.5. Cascodo de retroalimentación resistiva.....	19
3.2.2.6. LNA distribuido con cascodo	19
3.2.3. <i>LNA de dos etapas</i>	20
3.2.3.1. LNA en cascada	20
3.2.3.2. LNA Feedforward.....	20
CAPÍTULO 4 MÉTODOS Y MATERIALES.....	22
4.1 CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.....	22
4.1.1 <i>Expresiones de tensión, corriente y potencia en una línea de transmisión en el dominio de la frecuencia</i>	22
4.1.2 <i>Conceptos básicos</i>	24
4.1.2.1 Longitud de onda	24
4.1.2.2 Coeficiente de reflexión.....	25
4.1.2.3 Impedancia de entrada.....	25
4.1.2.4 La carta de Smith.....	28
4.1.2.5 Adaptación de impedancias.....	31
4.1.3 <i>La línea de transmisión real</i>	32
4.1.3.1 Pérdidas en la línea de transmisión.....	32
4.1.3.2 Dispersión	33
4.1.3.3 Línea microtira o microstrip	34
4.1.4 <i>Parámetros de dispersión, parámetros de scattering o S</i>	35
4.1.4.1 Propiedades de parámetros S de ciertas redes.....	39
4.2 AMPLIFICADORES CON TRANSISTORES. INTRODUCCIÓN.....	40
4.2.1 <i>Elección del transistor</i>	40
4.2.2 <i>Parámetros de un amplificador</i>	42
4.2.3 <i>Ganancia de un amplificador</i>	43
4.2.3.1 Máxima Ganancia Disponible (MAG)	48
4.2.3.3 Máxima Ganancia Posible (MSG).....	48
4.2.4 <i>Estabilidad de un amplificador</i>	48
4.2.5 <i>Figura de mérito o factor de mérito</i>	55
4.2.6 <i>Condiciones de adaptación conjugada</i>	56
4.2.7 <i>Ruido de un amplificador</i>	58
4.2.7.1 Circunferencias de ruido constante	60
4.3 PASOS ORIENTATIVOS EN EL PROCESO DE DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS.....	63

4.4 MATERIALES UTILIZADOR PARA EL DISEÑO	67
CAPÍTULO 5 RESULTADOS Y DISCUSIÓN	69
5.1 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE MÁXIMA GANANCIA CON MWO	70
5.1.1 Introducción y consideraciones del diseño	70
5.1.2 Especificación del transistor BFR-93A.....	70
5.1.3 Estabilidad del transistor	72
5.1.4 Red de polarización.....	74
5.1.5 Red de adaptación	83
5.1.5.1 Redes de adaptación ideales	85
5.1.5.2 Redes de adaptación reales	93
5.1.6 Resultados obtenidos de ganancia y ruido	104
5.1.7 Creación del layout.....	109
5.2 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE MÍNIMO RUIDO CON MWO	113
5.2.1 Introducción y consideraciones del diseño	113
5.2.2 Estabilidad del transistor	113
5.2.3 Red de polarización.....	115
5.2.4 Red de adaptación	123
5.2.4.1 Redes de adaptación ideales	124
5.2.4.2 Redes de adaptación reales	132
5.2.5 Resultados obtenidos de ganancia y ruido	140
5.2.6 Creación del layout.....	145
5.3 TOOLBOX PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES CON MATLAB.....	148
CAPÍTULO 6 CONCLUSIÓN Y LÍNEAS FUTURAS.....	157
6.1 CONCLUSIONES	157
6.2 LÍNEAS FUTURAS	159
CAPÍTULO 7 PRESUPUESTO	161
7.1 PRESUPUESTO DEL AMPLIFICADOR DE MÁXIMA GANANCIA	161
7.2 PRESUPUESTO DEL AMPLIFICADOR DE MÍNIMO RUIDO	161
ANEXOS	162
ANEXO A POLARIZACIÓN DEL TRANSISTOR.....	162
Análisis en la malla de base:.....	162
Análisis en la malla de colector:	164
ANEXO B FICHEROS .S2P Y SPICE DEL TRANSISTOR.....	165
ANEXO C HOJA DE CARACTERÍSTICAS NXP DEL TRANSISTOR BFR-93A	169
ANEXO D HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES DE LA RED DE POLARIZACIÓN DE MÁXIMA GANANCIA.....	178
Bobina 100nH.....	178
Condensador 50pF.....	181
Condensador 100pF	183
Resistencia 49.39 Ω	186
Resistencia 200 Ω	187
Resistencia 487 Ω	188
Resistencia 2073 Ω	189
ANEXO E HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES DE LA RED DE POLARIZACIÓN DE MÍNIMO RUIDO.....	190
Bobina 1 μ H.....	190
Condensador de 100pF	191
Resistencia 98.8 Ω	194
Resistencia 400 Ω	195
Resistencia 978.6 Ω	196
Resistencia 4234 Ω	197
BIBLIOGRAFÍA	198

CAPÍTULO 1 RESUMEN E INTRODUCCIÓN

1.1 RESUMEN

El presente trabajo fin de grado se plantea para el diseño de dos amplificadores en la banda L (más exactamente, a 1 GHz), el primer amplificador será de *máxima transferencia de ganancia*, y el segundo de figura de ruido mínima, *LNA* (Low Noise Amplifier). Para ellos diseñaremos la red de polarización más adecuada para cada uno de ellos, eligiendo su punto de polarización y el tipo de red, creamos las redes de adaptación necesarias para cada caso, ya que depende de que sea de máxima ganancia o de mínimo ruido las redes de adaptación serán distintas para conseguir estos objetivos, luego procederemos a ver los resultados obtenidos tanto de ganancia como ruido. Lo último que haremos será mostrar el layout de ambos circuitos.

Paralelamente a estos diseños, hemos creado una toolbox en Matlab para el diseño de amplificadores. Esta toolbox incluirá funciones que nos proporcionarán parámetros necesarios para el diseño, como coeficientes de reflexión, parámetros de estabilidad, circunferencias de estabilidad o ruido, etc.

1.2 INTRODUCCIÓN

La ingeniería de microondas es una rama de la ingeniería que tradicionalmente se ha concebido como la disciplina encargada del estudio y desarrollo de los dispositivos que trabajan a alta frecuencia. Como dijimos anteriormente, se va a proceder al diseño de amplificadores de microondas a 1 GHz. Estos amplificadores podrían formar parte de un bloque de bajo ruido (LNB: Low Noise Block) que se colocaría en un sistema de captación de señales a frecuencia intermedia (satélite FI). El Bloque de Bajo Ruido (LNB) es un dispositivo utilizado en la recepción de señales procedentes de satélites. Dado que las frecuencias de transmisión del enlace descendente del satélite (downlink) son imposibles de distribuir por los cables coaxiales, se hace necesario un dispositivo, situado en el foco de la antena parabólica, que convierta la señal de alta frecuencia (Banda Ku), en una señal de menor frecuencia, para que sea posible su distribución a través del cableado coaxial. A esta banda se le denomina Frecuencia Intermedia (FI). La banda de FI elegida para el reparto se denomina banda "L" y está comprendida entre 950 MHz y 2.150 MHz.

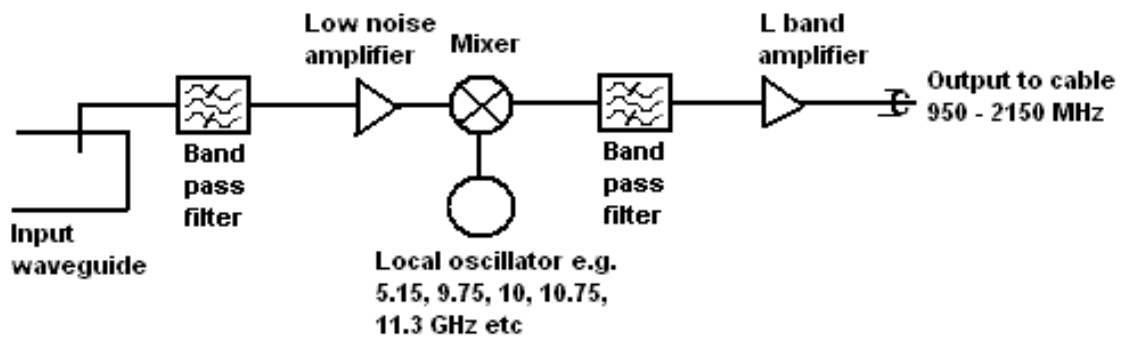


Figura 1.2-1 Esquema simplificado de un LNB

Los elementos constituyentes del LNB son:

- Discriminador de polarización: Elemento instalado en la guía de ondas del LNB. Permite seleccionar la polaridad a tratar.
- Filtro paso banda de microondas: Filtra el ancho de banda de interés.
- Amplificador de baja figura de ruido: Como ya sabemos la figura de ruido del primer elemento es quien determina prácticamente la figura de ruido total de un sistema si este primer elemento tiene una gran ganancia (que es el caso).
- Mezcladores: Bajan la frecuencia portadora de microondas a FI y a un nivel posible distribuirlas por un cable coaxial (excitaría los modos superiores).
- Filtro paso banda de FI: Elimina las señales fuera de la banda (productos de intermodulación fuera de la banda, etc).
- Amplificador de FI (banda L): Amplifica la señal y a en el rango de FI para enviarla a la cabecera del satélite .

El primer amplificador será el que se diseñará para mínima figura de ruido que irá colocado en cascada con el de máxima ganancia detrás del mezclador y el filtro paso banda. El diseño de este bloque será crítico, por que al ser la primera etapa del sistema definirá su factor de ruido total, como hemos dicho, según la fórmula de Friis:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

El desarrollo de esta fórmula aparece por primera vez en un artículo de Friis en 1944, podemos encontrarlo referenciado en la bibliografía.

Por lo tanto, es importante destacar que la sensibilidad del satélite estará limitada por el diseño de esta etapa. Además, como las señales a detectar son extremadamente débiles, el parámetro de la sensibilidad será crucial en el diseño de un radiotelescopio.

Si bien las antenas son capaces de recolectar esos bajísimos niveles de energía, para poder medir y estudiar esta señal, es necesario amplificarla. Sin embargo, el principal inconveniente de esa amplificación es que no sólo magnifica la señal útil de entrada, sino que también el ruido asociado, incluso el producido por el propio amplificador, amenazando esconder la señal útil.

Una de las principales fuentes de ruido de la electrónica convencional basada en semiconductores es el llamado ruido térmico, producido por el movimiento natural de las partículas en un material que se encuentra a una temperatura diferente al cero absoluto (0 K). Este movimiento genera corrientes parásitas aún en ausencia de una señal de entrada, creando un ruido conocido como ruido de Johnson. Estas corrientes parásitas, al estar bajo la acción del amplificador, pueden magnificarse cientos o miles de veces.

Para evitar el efecto del ruido térmico, típicamente se ha recurrido al enfriamiento artificial de los amplificadores, ya sea mediante aire acondicionado, o en condiciones más extremas, mediante criogenización a través del uso de nitrógeno o helio líquido, entre otros. Sin embargo, estas medidas son costosas y difíciles de aplicar.

Además de la principal fuente de ruido, existen muchas otras que contribuyen a los errores en las medidas, como por ejemplo el diseño de la red de polarización que al incluir resistencias y elementos inductivos y capacitivos incluyen también ruido y provocan una variación de los parámetros de scattering o parámetros S ideales del transistor a utilizar para el amplificador que deberemos tener en cuenta a la hora del diseño.

Para la realización de este trabajo fin de grado se utilizará el programa Microwave Office MWO de AWR, Matlab de Mathworks y Autocad de Autodesk.

La presente memoria se divide en siete capítulos y los anexos adjuntados. El primer capítulo, en el que nos encontramos, realiza un breve resumen y una introducción sobre la idea principal de efectuar este trabajo fin de grado, tratando de ofrecer la visión global del mismo. El segundo capítulo, resume la motivación y los objetivos fundamentales que debemos perseguir en este TFG. El tercer capítulo se trata del estado del arte. El cuarto capítulo recoge los conocimientos teóricos básicos necesarios para llevar a cabo la implementación de todos los diseños que se desea realizar. El quinto capítulo trata de seguir paso a paso la realización de cada uno de los dos diseños propuestos: desarrollo teórico, diseño con líneas y elementos ideal, a al que nos referiremos como **diseño ideal**, y diseño con modelos más sofisticados que introducen pérdidas y dispersión basados en los modelos de líneas microstrip, a al que nos referiremos como **diseño real**, recogiendo las conclusiones convenientes. En cuanto al sexto, pretende efectuar una conclusión global del proyecto, proponiendo distintas líneas futuras de desarrollo. Y en el séptimo y último capítulo encontraremos un presupuesto del coste que supondría el montaje de este circuito. Finalmente, en los anexos adjuntos queda resumida información complementaria relativa tanto al desarrollo teórico en relación a la red de polarización como a los archivos .s2p y hojas de características necesarios. Por ultimo se incluirá una bibliografía.

CAPÍTULO 2 OBJETIVOS

Como ya se ha dicho, este TFG se basa en el diseño de dos amplificadores a 1GHz. En concreto, se trata de realizar los amplificadores necesarios para un LNB, un **LNA** (Low Noise Amplifier, Amplificador de Bajo Ruido), que forma parte de la etapa inicial del sistema, lo que acarrea la responsabilidad de definir el factor de ruido total. Esto convierte su diseño en una tarea complicada y tediosa, que exige mucha experiencia lograda a base de realización de diseños y análisis de medidas y un **amplificador de Máxima Transferencia de Potencia, MTP**, o máxima ganancia, que forma parte de la segunda etapa, posterior al mezclador, para amplificar la señal y obtener los niveles mínimos necesarios de señal para mandarlos a los equipos de cabecera.

El objetivo del proyecto es diseñar, y evaluar las prestaciones del primer amplificador de máxima ganancia y del segundo amplificador de bajo ruido sintonizado a la frecuencia de 1GHz .

El proceso de diseño seguido, para el que se emplearon las líneas de microstrip como medio de transmisión, se resume a continuación. Inicialmente, elegimos el transistor adecuado, en nuestro caso el BFR-93A y su punto de polarización dependiendo de que diseño estemos haciendo, LNA o máxima ganancia. Se diseñó su red de polarización para la que se optó por una red por divisor de tensión o red de polarización universal, tanto por su facilidad de diseño como por la necesidad de una única tensión continua para alimentar el transistor. El circuito del transistor polarizado se optimizó para encontrar los coeficientes de reflexión de fuente y de carga que cumplieran con el compromiso entre el mínimo ruido y buena adaptación en el caso de LNA, y máxima ganancia para el otro caso. A continuación, una vez elegidos los coeficientes, se diseñaron dos etapas de entrada y salida para adaptar el circuito a conectores de 50 Ω . Para ello, se optó por una configuración de una línea de transmisión con dos stubs en paralelo, todos con una impedancia de 50 Ω y longitudes variables que nos dieran adaptación. Finalmente, todas las etapas diseñadas se unieron y el circuito final se optimizó para lograr los objetivos prefijados de cada amplificador.

Los parámetros de scattering a 1 GHz proporcionados por el fabricante son:

- Para el caso de mínimo ruido (punto de polarización $V_{ce}=5V$ y $I_c=10mA$)

$$[S] = \begin{pmatrix} 0.39_{\angle -173^\circ} & 0.12_{\angle 66^\circ} \\ 3.469_{\angle 77.6^\circ} & 0.294_{\angle -46.2^\circ} \end{pmatrix}$$

- Para el caso de máxima ganancia (punto de polarización $V_{ce}=5V$ y $I_c=20mA$)

$$[S] = \begin{pmatrix} 0.359_{\angle -179.5^\circ} & 0.125_{\angle 70.6^\circ} \\ 3.783_{\angle 76.4^\circ} & 0.224_{\angle -49.1^\circ} \end{pmatrix}$$

Sin embargo, después del proceso de polarización vemos como los valores cambian por culpa de los elementos mencionados con antelación, resistencias, bobinas y condensadores. Los resultados obtenidos a 1 GHz serían:

- Para el caso de mínimo ruido (punto de polarización $V_{ce}=5V$ y $I_c=10mA$)

$$[S] = \begin{pmatrix} 0.29917_{\angle -172.19^\circ} & 0.1011_{\angle 61.854^\circ} \\ 3.606_{\angle 85.151^\circ} & 0.1789_{\angle -75.359^\circ} \end{pmatrix}$$

- Para el caso de máxima ganancia (punto de polarización $V_{ce}=5V$ y $I_c=20mA$)

$$[S] = \begin{pmatrix} 0.37728_{\angle -178.02^\circ} & 0.08212_{\angle 65.645^\circ} \\ 3.9686_{\angle 88.172^\circ} & 0.14853_{\angle -117.7^\circ} \end{pmatrix}$$

A la vista de los resultados obtenidos, procederemos al diseño con los parámetros S obtenidos de los circuitos ya polarizados

Se implementarán dos diseños diferentes, uno para máxima ganancia y otro para mínimo ruido. Los objetivos del primer diseño son:

- Usar software de análisis circuital en nuestro caso MWO Microwave Office, para rediseñar las redes de adaptación del amplificador, usando la nueva caracterización del transistor debido a los cambios producidos por la red de polarización, de manera que se obtenga máxima ganancia.
- Confirmar la eficacia de las redes de adaptación el diseño con líneas de transmisión ideales.
- Posteriormente diseñar el circuito pero en este caso con líneas de transmisión reales (discontinuidades, pérdidas).
- Ver sus prestaciones eléctricas y las características de ganancia y ruido.

- Crear el layout

Los objetivos del segundo diseño son similares a las del primero simplemente que a la hora de diseñar las redes de adaptación tendremos que tener en cuenta que se haga de manera que proporcione mínimo factor de ruido. (Al final del siguiente apartado se enumeran con más detalle los pasos a seguir para cada diseño así como en el apartado del desarrollo del trabajo se explican en su totalidad).

Cada diseño a realizar seguirá una serie de pasos comunes:

- Primer paso: *desarrollo teórico*, se realizará un estudio teórico del diseño para asegurar su correcto funcionamiento.
- Segundo paso: *diseño ideal*, se implementará un diseño ideal del circuito en *Microwave Office (MWO)*, basándose en el desarrollo teórico, para el que se emplearan líneas de transmisión ideales (sin pérdidas). A continuación se simularán y se optimizarán los resultados con el objetivo de mejorar la adaptación o la figura del ruido del circuito.
- Tercer paso: *diseño real*, se implementará un diseño real del circuito en *MWO*, empleando líneas microstrip con su sustrato definido, que en nuestro caso será FR4. Las dimensiones físicas de las líneas se determinarán a partir de los parámetros obtenidos en el diseño ideal empleando para ello una herramienta de *MWO* llamada *TXlin*. Finalmente, se tendrán en cuenta todos los detalles presentes en el diseño final y se optimizará buscando unas dimensiones óptimas de las líneas que proporcionarán el mejor compromiso posible entre adaptación del circuito y el mínimo ruido.
- Cuarto paso: *layout*, se procederá a crear el layout en *MWO* para conocer las dimensiones reales del circuito, ya que es imprescindible para la construcción de un prototipo.

CAPÍTULO 3 ESTADO DEL ARTE

En este capítulo tratamos el inicio y la evolución de las microondas como medio de comunicación, ya que dentro de ellas se encuentran los amplificadores de microondas y son empleados para todas las tecnologías a exponer.

3.1 Evolución

La tecnología de microondas tiene sus raíces en el origen de la radio comunicación. La primera forma de radiocomunicación fue llamada “telegrafía inalámbrica” ya que cuando fue inventada, alrededor del año de 1900, la gente pensaba en esta tecnología como una mejora del telégrafo. El telégrafo inalámbrico era usado para enviar mensajes de un punto a otro. Si bien sigue siendo utilizado en nuestros días, ahora nosotros estamos más familiarizados con la “radiotelefonía” y la “radiodifusión”. La “radiotelefonía” es concepto que define el uso del teléfono sin cables, mientras que la “radiodifusión” se basa en una estación de radio que transmite a una multitud de receptores que se encuentran a través de una amplia área geográfica.

En los últimos años, el dominio de las comunicaciones inalámbricas ha sufrido una evolución sin precedentes, que se mueve rápidamente a través de una serie de generaciones. Tradicionalmente, un receptor está diseñado de acuerdo a un conjunto de especificaciones que corresponden a una determinada norma y, por lo tanto, está mal adaptado para el tratamiento de otras normas. Sin embargo, el desarrollo de las diferentes normas es altamente específica para la región y para ser verdaderamente móvil, un receptor debe ser capaz de tratar varios estándares al mismo tiempo hoy en día. Esto ha conducido a un rápido desarrollo de varios teléfonos multi-estándar (y receptores multibanda correspondientes). Por lo tanto, el desarrollo de la banda ancha de radiofrecuencia (RF) de topologías de front-end es necesario y gira en torno al desarrollo de los circuitos cuya frecuencia características son estables a lo largo de varios gigahercios y cuyas impedancias estén definidas en bandas anchas.

Por otra parte, los receptores multibanda se han adoptado cada vez más a topologías diferenciales. Tradicionalmente utilizado en circuitos de baja frecuencia analógica, circuitos diferenciales se están volviendo populares en la sección de RF. Estas topologías

son adoptadas hoy para los componentes individuales (amplificadores de bajo ruido, amplificadores de potencia), para la totalidad de front-end e incluso para receptores completos. Esta popularidad creciente se puede atribuir a las consiguientes ventajas sustanciales a la diferencia de procesamiento de la señal, pero su uso no siempre es posible debido a que el consumo, el área y el ruido de un dispositivo diferencial son superiores a su contrapartida de un solo extremo.

3.2 Tecnología actual

Como se mencionó, las topologías utilizadas son esencialmente similares a LNA de una sola terminal y diferenciales. LNA diferencial se realiza generalmente mediante la duplicación del circuito de una sola terminal y, además, pueden ser analizados y explicados usando sus homólogos de un solo terminal de punto de partida. Hemos sido capaces de dividir a las soluciones existentes de LNA en tres categorías distintas: de un solo transistor, soluciones basadas en cascodo y de dos etapas.

3.2.1 Soluciones de un solo transistor

Los miembros de la primera clase de LNA sólo utilizan un transistor en su cadena de señal.

3.2.1.1. LNA en emisor común o fuente común

La realización más simple de un amplificador de tensión es la de emisor común o amplificador de fuente común Figura 3.2-1.

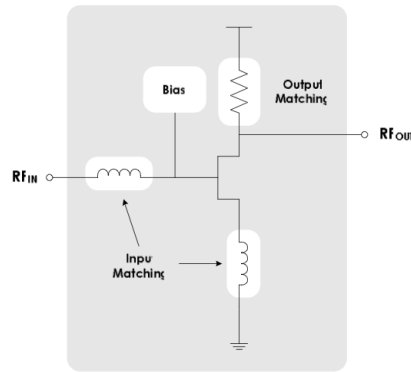


Figura 3.2-1 LNA en emisor común

Es inherentemente de banda estrecha debido a que el circuito de adaptación de entrada (que comprende de inductores colocados en la base y el emisor del transistor) sólo se puede resonar en una sola frecuencia. La adaptación de impedancia de salida se obtiene simplemente por la resistencia de carga. El mayor inconveniente de esta solución simple es la dificultad de hacer coincidir simultáneamente las impedancias de puerto para transferencia de potencia óptima y el ruido mínimo.

3.2.1.2. LNA de lazo doble con retroalimentación

El despliegue de retroalimentación en la forma de un 1: N transformadores y un inductor que permite más fácil adaptación simultánea para el ruido y la potencia mientras se mantiene esencialmente la misma ganancia. El aislamiento de la señal inversa y la estabilidad se han mejorado, mientras que todavía funciona a voltajes muy bajos de suministro.

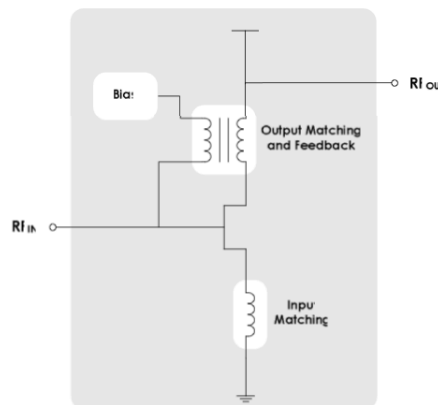


Figura 3.2-2 LNA de lazo doble con retroalimentación

3.2.1.3 Adaptación mejorada mediante realimentación resistiva

Resistencia R_L de la Figura 3.2-1 puede ser sustituida por un LC-tanque. Esto, combinado con la degeneración inductiva en la entrada, permite ruido conjugado y adaptación de potencia. Parte de la señal de salida se realimenta a la entrada (entre la base y el colector) para mejorar aún más la adaptación de la entrada.

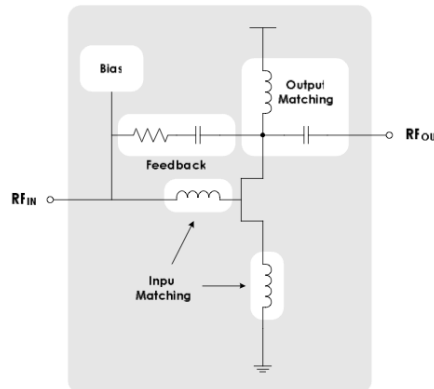


Figura 3.2-3 Adaptación mejorada mediante realimentación resistiva

3.2.1.4. LNA programmable multi-LC

Las topologías presentados anteriormente son de banda estrecha: las impedancias de entrada y de salida se hacen coincidir a la frecuencia donde los circuitos LC resuenan. El ancho de banda se puede aumentar mediante la adición de un banco de condensadores en la salida. La respuesta sigue siendo esencialmente similares, y el ruido y la linealidad de la versión de banda estrecha se mantienen. La presencia de la salida L y los condensadores C_1 , C_2 , etc. dan lugar a un circuito cuyas impedancias están emparejadas a varias frecuencias, dependiendo de la combinación LC. Esto conduce a una configuración programable que, sin embargo, no es de banda ancha, ya que no puede tratar simultáneamente diferentes normas.

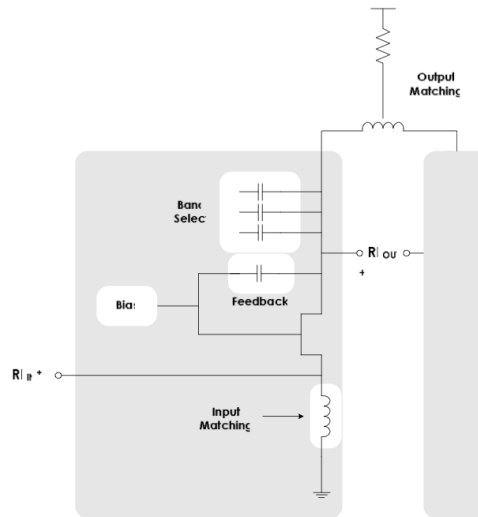


Figura 3.2-4 Realimentación de banda ancha

3.2.1.5. LNA de banda ancha con realimentación resistiva

Los circuitos de retroalimentación de arriba son combinaciones de resistencias y condensadores. Una realimentación puramente resistiva se puede aplicar para proporcionar un LNA con adaptación de banda ancha. La red de resistencias detecta la corriente de salida I_{out} y la compara con la corriente de entrada I_{IN} (I_{IN} / I_{OUT}) en una rama y la tensión de entrada V_{IN} (V_{IN} / I_{OUT}) en la otra. El Z_{IN} impedancia de entrada es simplemente la relación entre el segundo bucle y las ganancias del primer bucle. Una versión de este diferencial de LNA se presenta en el siguiente subapartado. Sin embargo, la mejora en el ancho de banda viene a costa de un gran aumento de figura de ruido y altos voltajes de suministro.

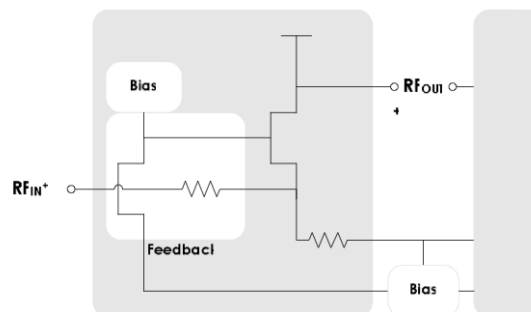


Figura 3.2-5 Realimentación resistiva

3.2.1.6. LNA con realimentación por transformador

Retroalimentación a través de un transformador, se puede utilizar para facilitar la adaptación de impedancia y aumentar el rechazo de modo común.

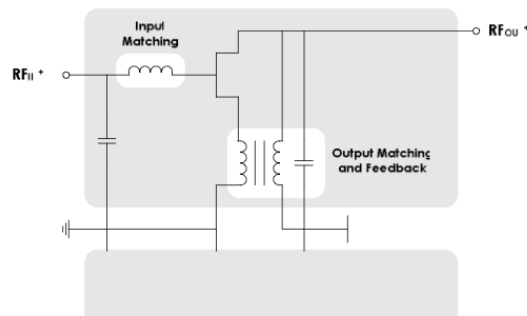


Figura 3.2-6 Realimentación por transformador

3.2.2. LNAs basados en cascos

Las topologías de un solo transistor presentan sobre todo un beneficio en la simplicidad y un bajo número de componentes. El mayor inconveniente de estas topologías es la dificultad de hacer coincidir de manera efectiva las impedancias para proporcionar ruido bajo y para la mejor transferencia de potencia. En segundo lugar entre los inconvenientes es el bajo aislamiento a las señales que atraviesa el amplificador en la dirección opuesta a la prevista. El cascode, que utiliza el amplificador en modo emisor/fuente común con otro (cascode) del transistor, es la más extendida en la realización de LNA. La presencia del transistor adicional hace que las redes de adaptación de entrada y salida sean independientes una de otra.

3.2.2.1. Cascodo básico

En la cascode básica, la adaptación de impedancia de entrada se consigue utilizando un inductor de degeneración.

El circuito de acoplamiento de salida es un tipo de LCR, con una combinación en paralelo del inductor y la resistencia; el condensador se añade en serie. Una variación de este puede ser la renuncia por completo la resistencia y el condensador, utilizando sólo un inductor para que coincida con la impedancia de salida. Alternativamente, el condensador

de salida puede ser sustituido por un divisor capacitivo para aumentar la ganancia. Una segunda etapa de colector/drenador común se agrega a veces para lograr una mejora de la producción y para aumentar la ganancia y linealidad.

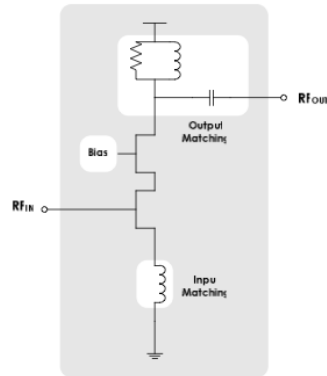


Figura 3.2-7 Cascodo básico

3.2.2.2. Cascodo plegado

Para aliviar la necesidad de un suministro de alto voltaje, preservando al mismo tiempo las ventajas del cascode, un cascode plegado se utiliza a veces. El voltaje de carril a carril necesario para el LNA es el mismo que el necesario para un transistor de polarización (y no dos, como en el cascode convencional). El factor de calidad del tanque LC determina las características de la LNA. La pérdida de una cierta cantidad de la corriente en este tanque significa que la ganancia del cascode plegado es menor que la de la cascode estándar. Por otra parte, la reducción en la tensión de alimentación es algo negado por el aumento de la disipación de corriente.

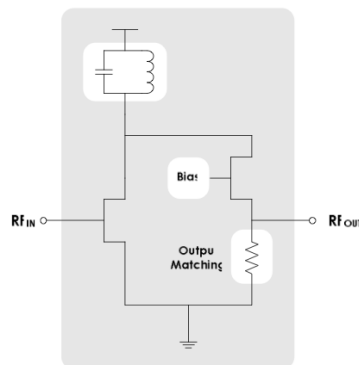


Figura 3.2-8 Cascodo plegado

3.2.2.3. Cascodo de corriente reutilizable

La adición de una carga en el primer transistor de la cascodo clásico permite la reutilización de la corriente. Esta carga se realiza utilizando un inductor o el uso de una combinación en paralelo de RC.

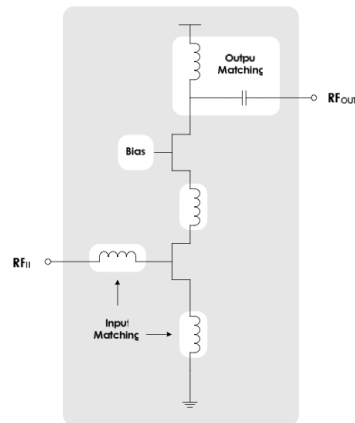


Figura 3.2-9 Cascodo de corriente reutilizable

3.2.2.4. Cascodo de sección de entrada múltiple

El ancho de banda correspondiente del cascodo clásico se puede aumentar mediante el empleo de una red de adaptación más evolucionada: la combinación de la configuración cascodo con una adaptación basada en tres secciones de paso de filtro paso banda. En esta red de adaptación resuena la parte reactiva de la impedancia de entrada en una banda que abarque varios gigahercios.

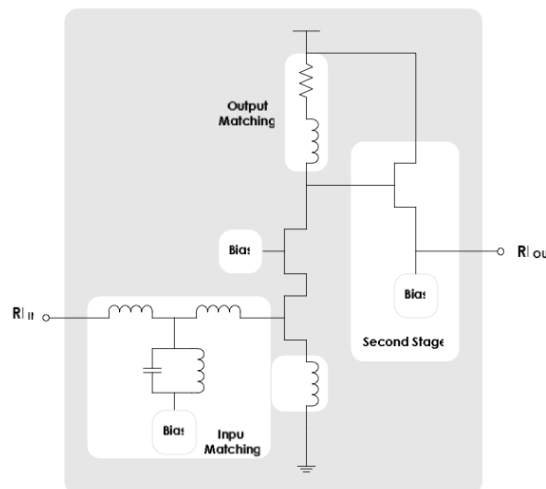


Figura 3.2-10 Cascodo de sección de entrada múltiple

3.2.2.5. Cascodo de retroalimentación resistiva

Una alternativa a la complicada adaptación del filtro es usar retroalimentación resistiva. El resultado es una entrada de banda ancha a juego con una pequeña degradación de NF.

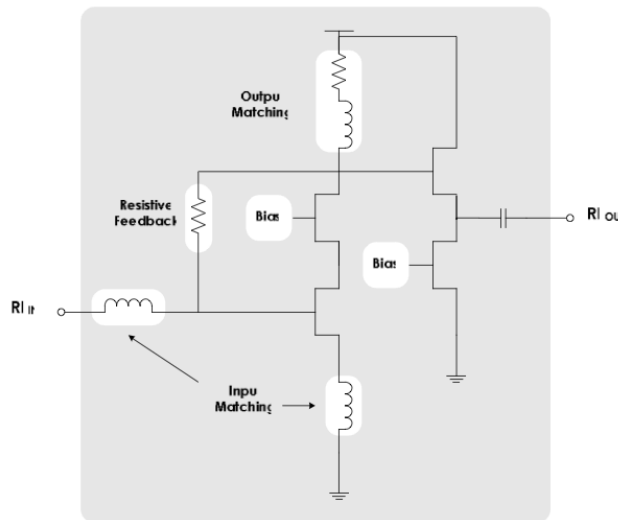


Figura 3.2-11 Cascodo de retroalimentación negativa

3.2.2.6. LNA distribuido con cascode

Amplificadores distribuidos, aunque no es una parte de la clase LNA cascode, se construyen utilizando una combinación en serie de amplificadores cascode clásicos. Las etapas comparten un circuito de polarización común, y la ganancia del LNA puede ser controlada por conmutación digital en el número deseado de etapas. Las líneas de transmisión que conectan los estadios producen adaptación de banda ancha. La adaptación se obtiene mediante la adición de líneas de transmisión reales. Alternativamente, las capacidades de entrada y de salida de los transistores se combinan con inductores en el chip para formar líneas de transmisión con propiedades similares a las líneas reales. Teóricamente, la ganancia de un LNA se puede aumentar indefinidamente por la adición de más etapas manteniendo al mismo tiempo el ancho de banda. Sin embargo, en la práctica, las limitaciones de la zona y las pérdidas pasivas en las líneas de transmisión limitan el número de etapas. Las ventajas ofrecidas por los LNA distribuidos incluyen un buen control de la ganancia, la respuesta de frecuencia intrínseca de banda ancha y buena adaptación de impedancia. Sin embargo, la presencia de varios LNA cascode unitarios

significa que la figura de ruido, área y potencia consumida se aumentaron de forma proporcional a la ganancia del LNA.

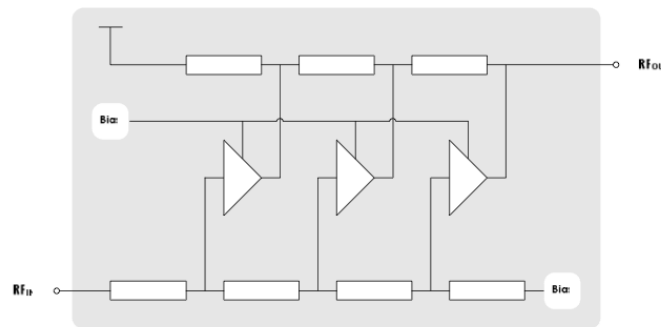


Figura 3.2-12 Amplificador distribuido

3.2.3. LNA de dos etapas

3.2.3.1. LNA en cascada

La realización más simple de dos etapas consiste en una entrada de emisor común en cascada con una etapa similar.

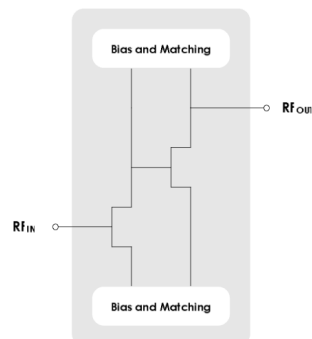


Figura 3.2-13 LNA en cascada

3.2.3.2. LNA Feedforward

Una técnica de cancelación de ruido de alimentación hacia adelante se puede utilizar para aumentar el ancho de banda. Esta técnica también permite ruido simultáneo y adaptación de impedancia, mientras que la cancelación de las contribuciones de ruido y distorsión del dispositivo.

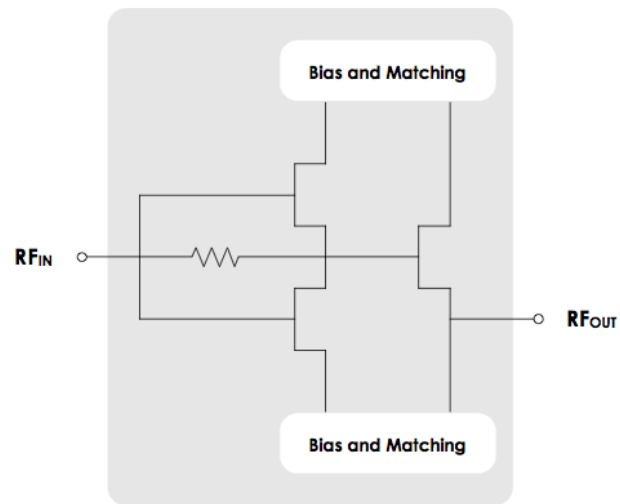


Figura 3.2-14 LNA feedforward

CAPÍTULO 4 MÉTODOS Y MATERIALES

En este capítulo se tratarán principalmente los conceptos básicos en los que se ha basado el desarrollo teórico del proyecto, o sea, que métodos se refiere a los desarrollos teóricos necesarios para la realización de este TFG y una breve explicación de los materiales utilizados para el diseño de nuestros amplificadores. Inicialmente, en el ejemplo de las líneas de transmisión ideales se explicarán los conceptos como el coeficiente de reflexión, impedancias de entrada, adaptación de impedancias, la carta de Smith, etc. En segundo lugar, se tratará sobre las líneas de transmisión con pérdidas y se introducirá el concepto de la línea microtira, así como se dará la definición de los parámetros de *scattering* de un dispositivo. En tercer lugar, se hará una introducción sobre la teoría de los circuitos de microondas y se definirán los pasos necesarios a seguir en el diseño de un amplificador con transistor. Finalmente, en el apartado 4.4, se desarrollaran los materiales utilizados para el diseño y se explicará brevemente el por qué de usar estos.

4.1 Conceptos básicos sobre las líneas de transmisión.

Se comenzará el estudio de las líneas de transmisión a partir del modelo más simple: el de la línea de transmisión ideal. Este concepto nos ayudará a comprender el comportamiento básico de una línea de transmisión con la frecuencia.

Una *línea de transmisión ideal* es un sistema de dos conductores ideales inmersos en un dieléctrico perfecto con sección transversal constante.

Una característica muy importante de las líneas de transmisión a frecuencias de microondas es que no sólo se emplean como enlace entre subsistemas, sino que pueden ser en sí mismas un componente de un determinado dispositivo, con unas características determinadas. Además a estas frecuencias las tensiones y las corrientes en la línea de transmisión dependen no sólo del tiempo, sino también del espacio, dado que la longitud de onda de trabajo es comparable al tamaño de la línea.

4.1.1 Expresiones de tensión, corriente y potencia en una línea de transmisión en el dominio de la frecuencia

Supondremos una excitación sinusoidal, lo que no supone una pérdida de generalidad, ya que toda señal se puede representar como el sumatorio de series de Fourier, si la señal es periódica, o bien a través de su transformada de Fourier.

En el dominio de frecuencia las señales se pueden representar mediante fasores, lo que simplifica significativamente las operaciones. Podemos definir el comportamiento de la línea en el dominio de frecuencia.

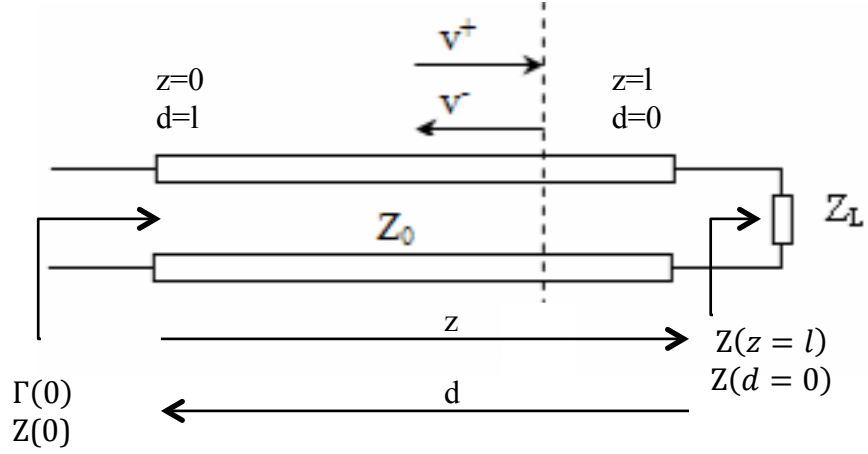


Figura 4.1-1 Línea de transmisión con una impedancia de carga

La onda de tensión incidente y reflejada que se propaga por la línea para un determinado instante temporal y posición, experimentará, respectivamente, el siguiente cambio en el dominio de frecuencia:

$$v^+ \left(t - \frac{z}{c} \right) \rightarrow V^+ e^{j\omega \left(t - \frac{z}{c} \right)}$$

$$v^- \left(t - \frac{z}{c} \right) \rightarrow V^- e^{j\omega \left(t + \frac{z}{c} \right)}$$

Quedando las expresiones de tensión y corriente total como:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z} \quad [4.1-1]$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{+\gamma z}] \quad [4.1-2]$$

donde se ha prescindido del término $e^{j\omega t}$ por simplificar las expresiones, ya que es común a todas ellas, y donde $\gamma = j\frac{\omega}{c}$ se denomina *constante de propagación*. En el caso más general de líneas reales, la constante será un número complejo:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad [4.1-3]$$

donde α se denomina *constante de atenuación* y β *constante de fase*.

A partir de las expresiones de la tensión y de la corriente se puede determinar la expresión de la potencia neta progresiva en cualquier punto z :

$$P(z) = \frac{1}{2} \Re\{V(z) \cdot I^*(z)\} = \frac{|V_0^+|^2}{2R_0} (1 - |\Gamma(z)|^2) e^{-2\alpha z} \quad [4.1-4]$$

Para una línea de transmisión ideal $\alpha = 0$, entonces:

$$P(z) = \frac{|V_0^+|^2}{2R_0} (1 - |\Gamma(z)|^2)$$

En [4.1-4] se puede apreciar claramente que la potencia de una onda en un punto de la línea es la resta de la potencia de la onda progresiva y la de la onda regresiva y, por tanto, depende tanto de la constante de atenuación de la línea como del módulo del coeficiente de reflexión en ese punto.

4.1.2 Conceptos básicos

4.1.2.1 Longitud de onda

Se define como la distancia que recorre la onda en un tiempo igual a su período, es decir para una onda de frecuencia f su longitud de onda para los modos TEM será:

$$\lambda = vT = \frac{v}{f} \quad [4.1-5a]$$

donde v es la velocidad de propagación de la onda.

La expresión general que no sirve solo para modos TEM (guías de onda, etc.) sería:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad [4.1-5b]$$

donde β es la constante de fase mencionada con anterioridad

La longitud de onda es un parámetro fundamental en el análisis del comportamiento de onda y, por tanto, en el análisis y diseño de los dispositivos que ésta atraviese. De hecho, en ingeniería de microondas los cálculos de las dimensiones de una determinada línea de transmisión o elemento circuital se realizan respecto de la longitud de onda de trabajo, hablando en este caso de “longitud eléctrica” (l/λ), en lugar de longitud física (l).

4.1.2.2 Coeficiente de reflexión

El coeficiente de reflexión resulta de la relación entre una onda reflejada e incidente. Como podemos ver en la Figura 4.1-1, tanto el coeficiente de reflexión como la impedancia se puede medir en dirección z o en dirección d ($d = l - z$ donde l es la longitud de la línea) aunque para nosotros lo que más sentido tiene sería calcularlo en dirección d , o sea, desde la carga al generador, ya que podemos calcular Γ_L con facilidad. Podemos decir que en un punto z de la línea de transmisión tendrá la siguiente expresión:

$$\Gamma(z) = \frac{V^- e^{\gamma z}}{V^+ e^{-\gamma z}} = \frac{V^-}{V^+} e^{2\gamma z} = \Gamma_0 e^{2\gamma z} \quad [4.1-6]$$

donde Γ_0 es el coeficiente de reflexión a la entrada.

Por otro lado tenemos que Γ_L guarda la siguiente relación con las impedancias característica de línea, Z_0 , y de carga, Z_L :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad [4.1-7]$$

Entonces si lo calculamos en d :

$$\Gamma(d) = \Gamma_0 e^{2\gamma(l-d)} = \Gamma_0 e^{2\gamma l} e^{-2\gamma d} = \Gamma_L e^{-2\gamma d}$$

4.1.2.3 Impedancia de entrada

A partir de las expresiones de las ondas de tensión y corriente se puede obtener la expresión de la impedancia a la entrada de una línea de transmisión de longitud l e impedancia característica Z_0 , cargada con una impedancia Z_L :

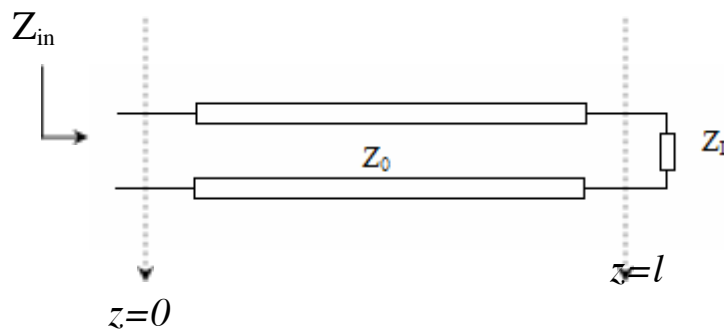


Figura 4.1-2 Impedancia de entrada de una línea cargada

$$Z_{in} = \left. \frac{V}{I} \right|_{z=0} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad [4.1-8]$$

Análogamente, la admitancia tendría la expresión:

$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan(\beta l)}{Y_0 + jY_L \tan(\beta l)} \quad [4.1-9]$$

La función tangente es periódica en π , es decir, $\tan(x) = \tan(x + \pi)$, por lo que la impedancia de entrada será periódica en $\lambda/2$, ya que:

$$\tan(\beta l) = \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) = \tan\frac{2\pi}{\lambda} \left(l + \frac{\lambda}{2}\right) \quad [4.1-10]$$

Es decir, la impedancia que se ve en un punto de la línea se repite cada $\lambda/2$.

Valores característicos de impedancia de entrada

- Línea de transmisión acabada en cortocircuito ($Z_L = 0$)

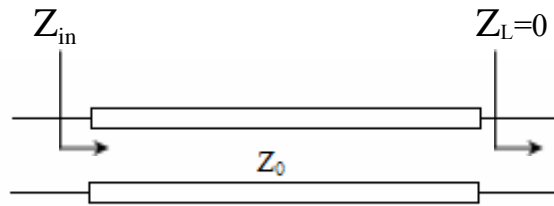


Figura 4.1-3 Impedancia de entrada $Z_L=0$

$$Z_{in}|_{Z_L=0} = jZ_0 \tan(\beta l) \quad [4.1-11]$$

Una línea de transmisión ideal acabada en cortocircuito presenta un comportamiento inductivo para valores de $l < \lambda/4$, como se puede observar de [4.1-11].

En concreto, podemos identificar dos casos límite:

$$\begin{cases} Z_{in} = 0, & \text{si } l = 0 \\ Z_{in} = jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4}\right) = jZ_0 \tan\left(\frac{\pi}{2}\right) = j\infty, & \text{si } l = \frac{\lambda}{4} \end{cases} \quad [4.1-12]$$

- Línea de transmisión acabada en circuito abierto ($Z_L = \infty$)

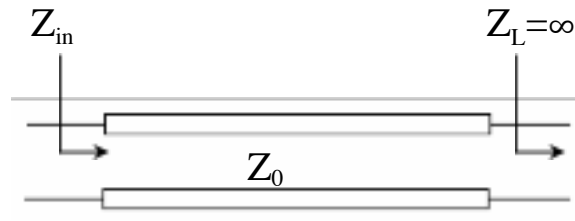


Figura 4.1-4 Impedancia de entrada con $Z_L = \infty$

$$Z_{in}|_{Z_L=\infty} = \frac{Z_0}{j \tan(\beta l)} = -jZ_0 \cot(\beta l) \quad [2.1-13]$$

A partir de esta expresión observamos el comportamiento capacitivo de una línea corta acabada en circuito abierto.

En este caso los casos límite son:

$$\begin{cases} Z_{in} = \infty, & \text{si } l = 0 \\ Z_{in} = 0, & \text{si } l = \frac{\lambda}{4} \end{cases} \quad [4.1-14]$$

En ambos casos a una distancia de $\lambda/4$ de la carga, la impedancia de entrada es la inversa de ésta. En general, para cualquier valor de la impedancia de carga, a partir de [4.1-8] se puede comprobar que a una distancia de $\lambda/4$ de la carga la impedancia es proporcional a la inversa de la impedancia de carga

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L}, \quad \text{si } l = (2n + 1) \frac{\lambda}{4} \quad [4.1-15]$$

Por esta razón, a un tramo de línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ se denomina en ocasiones *inversor de impedancias en $\lambda/4$* .

En ingeniería de microondas se suelen normalizar las impedancias respecto de la impedancia característica de la línea de transmisión. Es lo que se conoce como *impedancia normalizada*:

$$\bar{Z} = \frac{Z}{Z_0} \quad [4.1-16]$$

Igualmente se habla de la admitancia normalizada:

$$\bar{Y} = \frac{Y_0}{Y} = YZ_0 \quad [4.1-17]$$

Empleando este concepto, en un inversor en $\lambda/4$ la impedancia de entrada normalizada es exactamente la inversa de la impedancia de la carga:

$$\bar{Z}_{in} = \frac{1}{\bar{Z}_L} \quad [4.1-18]$$

4.1.2.4 La carta de Smith

La carta de Smith, representada en la figura (4.1-5), presenta una herramienta gráfica muy útil en la resolución de los problemas con líneas de transmisión. El diagrama de Smith es más que una técnica gráfica, ya que proporciona una manera de extrema utilidad para la visualización de los fenómenos en líneas de transmisión.

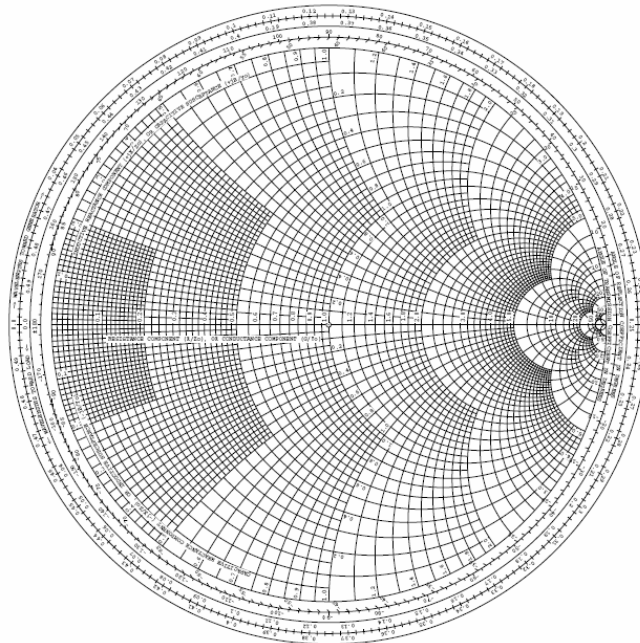


Figura 4.1-5 La carta de Smith

El diagrama representa, esencialmente, el coeficiente de reflexión en el plano complejo en su forma polar, $\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$. La magnitud del valor del coeficiente de reflexión ($|\Gamma| \leq 1$) se representa como un radio desde el centro de la carta y su ángulo ($-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$) se mide desde el punto más a la derecha del diámetro horizontal del diagrama.

La utilidad más importante de esta herramienta es que permite realizar conversiones de coeficientes de reflexión a impedancias (admitancias) normalizadas y viceversa. Si una

línea sin pérdidas de una impedancia característica Z_0 es acabada por una impedancia de carga Z_L , el coeficiente de reflexión tendrá la siguiente expresión:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \rightarrow \overline{\Gamma} = \frac{\overline{Z_L} - 1}{\overline{Z_L} + 1} \quad [4.1-19]$$

Entonces el valor de la impedancia de carga se puede expresar en función del coeficiente a través de la relación:

$$Z_L = Z_0 \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \rightarrow \overline{Z_L} = \frac{1+\overline{\Gamma}}{1-\overline{\Gamma}} \quad [4.1-20]$$

Es importante destacar que en estas relaciones siempre se emplean los valores normalizados de las impedancias. Podemos rescribir la ecuación [4.1-20], sustituyendo en ella los valores de la impedancia y del coeficiente de reflexión por sus expresiones binómicas:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Gamma = \Gamma_R + j\Gamma_I \\ \overline{Z_L} = \overline{R_L} + j\overline{X_L} \end{array} \right\} \rightarrow \overline{R_L} + j\overline{X_L} = \frac{(1+\Gamma_R) + j\Gamma_I}{(1-\Gamma_R) - j\Gamma_I} \quad [4.1-21]$$

Para encontrar las partes real e imaginaria de la expresión hay que multiplicar el numerador y el denominador por el valor conjugado del denominador, obteniendo:

$$\overline{R_L} = \frac{1 - \Gamma_R^2 - \Gamma_I^2}{(1 - \Gamma_R)^2 + \Gamma_I^2} \quad [4.1-22]$$

$$\overline{X_L} = \frac{2\Gamma_I}{(1 - \Gamma_R)^2 + \Gamma_I^2}$$

Reagrupando los términos de [4.1-22] obtenemos:

$$\left(\Gamma_R - \frac{\overline{R_L}}{1 + \overline{R_L}} \right)^2 + \Gamma_I^2 = \left(\frac{1}{1 + \overline{R_L}} \right)^2 \quad (a) \quad [4.1-23]$$

$$(\Gamma_R - 1)^2 + \left(\Gamma_I - \frac{1}{\overline{X_L}} \right)^2 = \left(\frac{1}{\overline{X_L}} \right)^2 \quad (b)$$

Estas expresiones representan dos familias de circunferencias en los planos Γ_R y Γ_I . Los círculos de resistencia, con centro en $\left(\frac{\overline{R_L}}{1 + \overline{R_L}}, 0 \right)$ y radio $\left(\frac{1}{1 + \overline{R_L}} \right)$, son los definidos por la expresión [4.1-23] (a), y los círculos de reactancia, con centro en $\left(1, \frac{1}{\overline{X_L}} \right)$ y radio $\left(\frac{1}{\overline{X_L}} \right)$, por

[4.1-23] (b).

Todas las circunferencias que representan las resistencias ubican sus centros en el eje horizontal donde $\Gamma_I = 0$ y pasan por el punto correspondiente a $\Gamma = 1$ (el punto más a la derecha de la carta). De la misma manera los centros de las circunferencias correspondientes a reactancias se sitúan el eje vertical donde $\Gamma_R = 1$ y también pasan por el punto $\Gamma = 1$.

Propiedades básicas de la carta de Smith

- Cualquier impedancia introducida o leída en el diagrama de Smith está normalizada respecto a la impedancia característica de la línea de transmisión de referencia.

- Las circunferencias del semiespacio superior presentan valores positivos ($\bar{X}_L > 0$), es decir, las impedancias que se encontrarán en dicho semiespacio tendrán un carácter inductivo. Análogamente, las circunferencias del semiespacio inferior presentan valores negativos ($\bar{X}_L < 0$), las impedancias, cuyos valores pertenecerán a esta región de la carta tendrán un carácter capacitivo.

- Si la línea de transmisión no tiene pérdidas, a partir de la expresión [4.1-6] se deduce que el módulo del coeficiente de reflexión se mantiene constante a lo largo de la línea. Es decir, al desplazarse por la línea de transmisión sólo varía la fase del coeficiente, lo que en el diagrama de Smith se traduce en desplazamientos por circunferencias concéntricas, lo que se conoce como *circunferencias de ROE constante*. Teniendo en cuenta la expresión [4.1-6], al incrementar z la fase del coeficiente de reflexión aumenta y el movimiento en el diagrama de Smith se produce en el sentido contrario a las agujas del reloj. A este desplazamiento creciente se le conoce como el desplazamiento *hacia carga*. Por el contrario, al disminuir z la fase disminuye y el movimiento en el diagrama de Smith se produce en el sentido de las agujas de reloj y se le denomina desplazamiento *hacia generador*.

- Una vuelta completa en el diagrama de Smith se corresponde con un desplazamiento de $\lambda/2$, ya que la periodicidad del coeficiente de reflexión en la expresión [4.1-6] se produce cada $\lambda/2$.

- El diagrama de Smith puede también emplearse como diagrama de admitancias. Sin embargo, en la práctica se trabaja con una única diagrama de Smith, y el paso de impedancia a admitancia se realiza girando el punto de impedancia 180° ($\lambda/4$) y viceversa.

4.1.2.5 Adaptación de impedancias

Un aspecto fundamental en el diseño de circuitos de microondas es la adaptación de impedancias. Una desadaptación entre una línea de transmisión y una carga o un generador provoca la aparición de ondas reflejadas y, en consecuencia, un patrón de onda estacionaria sobre la línea que va en detrimento de la potencia de la señal y su calidad. En un caso genérico, mostrado en la figura (4.1-6), la adaptación del sistema consiste en minimizar y, si es posible, anular los coeficientes de reflexión de carga, Γ_L y de generador, Γ_G , no confundamos el coeficiente de reflexión de carga con el de entrada a la línea, el de carga no produce adaptación:

$$|\Gamma_G| = |\Gamma_L| = 0$$

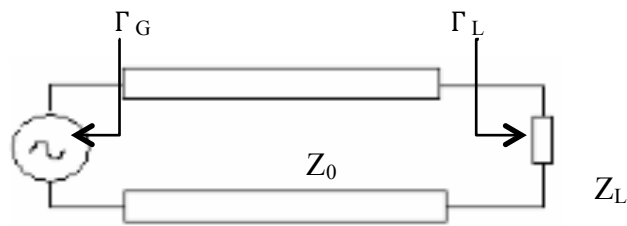


Figura 4.1-6 Caso genérico de una línea de transmisión con generador y carga

Para resolver este tipo de problemas se trabaja con el diagrama de Smith y el objetivo final consiste en llegar al centro de éste, es decir, al punto donde $|\Gamma| = 0$ ó $Z = Z_0$. Esto se puede conseguir insertando entre la línea de transmisión y generador o carga una red llamada *red de adaptación*. Una red de adaptación puede componerse por una línea de transmisión y un componente concentrado en serie o paralelo o por una línea de transmisión y un *stub* o un doble stub en serie o paralelo. A modo de ejemplo, se analizará ahora el caso de adaptación para una red de salida con componentes concentrados.

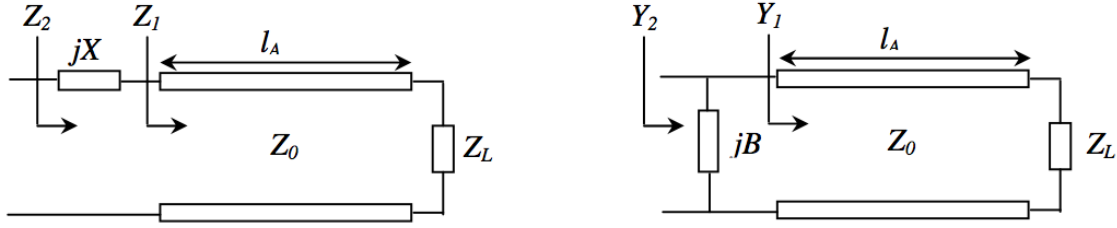


Figura 4.1-7 Ejemplos de una red de adaptación de salida con componentes concentrados

Se alcanza $|\Gamma_L| = 0$ en dos pasos: primero, desplazamiento hacia generador por línea de transmisión con la misma impedancia característica que la línea principal hasta un punto con $\Re(\bar{Z}_1) = 1$ en el caso de solución en serie o $\Re(\bar{Y}_1) = 1$ en el caso de solución en paralelo; segundo, compensación de la parte imaginaria de $\bar{Z}_1$, en el caso serie, o de $\bar{Y}_1$, en el caso paralelo, con una bobina o condensador. Para el diseño de la red de adaptación de entrada el procedimiento es el mismo, pero el objetivo a alcanzar es $|\Gamma_G| = 0$ y el desplazamiento por la línea se realiza desde el generador hacia la carga.

Como ya se observó en el apartado 4.1.2.3, las líneas de transmisión acabadas en circuito abierto en cortocircuito presentan comportamiento capacitivo e inductivo respectivamente, presentando a su entrada las siguientes impedancias:

$$\begin{cases} Z_{ca} = -jZ_0 \cot(\beta l) \\ Z_{cc} = jZ_0 \tan(\beta l) \end{cases} \quad [4.1-24]$$

Por tanto, diseñando adecuadamente su longitud, su constante de fase y su impedancia característica es posible obtener cualquier valor de reactancia o susceptancia. Estas secciones de línea en cortocircuito o en circuito abierto se denominan *stubs* o sintonizadores y se pueden emplear en las redes de adaptación en vez de los componentes concentrados.

4.1.3 La línea de transmisión real

Una línea de transmisión real presenta fenómenos tales como pérdidas o dispersión. En este apartado se hablará de dichos fenómenos y de un tipo de línea de transmisión real, en concreto, línea microtira o microstrip.

4.1.3.1 Pérdidas en la línea de transmisión

La constante de propagación de la línea será un número complejo $\gamma = \alpha + j\beta$ donde

α es la constante de atenuación y β es la constante de fase.

La impedancia vista en el punto $z = -l$ de la línea real cargada en $z = 0$ con una impedancia Z_L tendrá la siguiente expresión:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \quad [4.1-25]$$

El coeficiente de reflexión para una línea de transmisión con pérdidas:

$$\Gamma(z) = \frac{V^-}{V^+} e^{2\gamma z} = \Gamma_L e^{2\alpha z} e^{2j\beta z} \quad [2.1-26]$$

Comprobamos que, respecto a la expresión del coeficiente para una línea ideal, ahora aparece el término $e^{2\alpha z}$, que indica una disminución del módulo del coeficiente de reflexión conforme nos alejamos de la carga. Esto supone que los desplazamientos por la línea se traducen en el diagrama de Smith en espirales en lugar de circunferencias, de modo que conforme nos acercamos al generador la espiral se acerca al origen del diagrama de Smith.

La potencia transportada por la onda positiva en un punto z de la línea se obtendrá mediante la expresión:

$$P^+(z) = P_0^+ e^{-2\alpha z} \quad [4.1-27]$$

Es decir, la onda, en su recorrido por la línea de transmisión, va perdiendo potencia, y esta pérdida está relacionada directamente con la constante de atenuación.

4.1.3.2 Dispersión

El fenómeno de dispersión frecuencial se debe a que la constante de fase varía de un modo no lineal con la frecuencia. Este fenómeno consiste en que la velocidad con la que viaja la fase de la onda es distinta a distintas frecuencias y, por tanto unas componentes frecuenciales llegan al extremo final de la línea antes que otras, produciendo así una distorsión de la información transmitida.

Para evitar este fenómeno la dependencia de β con w debe ser lineal, ya que en este caso la velocidad de fase es la misma a todas las frecuencias y las componentes espectrales llegan al final de la línea en el mismo orden en el que se generaron.

4.1.3.3 Línea microtira o microstrip

La línea microstrip es una evolución de la línea triplaca donde se ha eliminado la placa conductora superior. Esto le da un carácter abierto a la línea que permite la introducción de elementos concentrados como diodos y transistores y, por tanto, la realización de elementos activos. Su fabricación es más sencilla, pues se evita la fase de unión de parte superior e inferior y únicamente es necesaria la fabricación del conductor interior, que se realiza con técnicas litográficas o mediante una microfresadora.

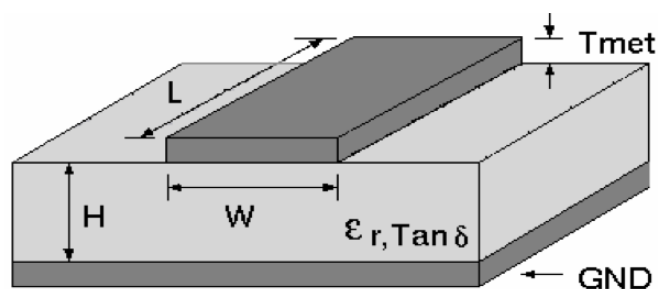


Figura 4.1-8 Línea microstrip

La desventaja principal de esta línea es su carácter abierto, con la consiguiente radiación al exterior y la posibilidad de captación de señales interferentes ajenas a la línea. Una solución a este problema es el encapsulado metálico de la línea.

La distribución del campo eléctrico para el modo fundamental de la línea microstrip encapsulada se muestra en la figura (4.1-9). En ella se observa que parte de las líneas de campo atraviesan el dieléctrico y otra parte atraviesa el aire. Se trata, por tanto, de una línea con dieléctrico no homogéneo en la que no se puede hablar de una única onda TEM, ya que no existirá una única velocidad, sino dos, dependiendo del medio: en el aire $v_p = c$ y en el dieléctrico $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$. En práctica, dado que en estas líneas $H \ll W$, casi todo el campo eléctrico está confinado en el dieléctrico y se dice que la onda que se propaga por la línea es *cuasi-TEM* (*q-TEM*).

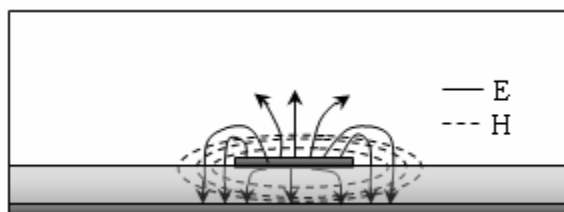


Figura 4.1-9 Campo eléctrico y magnético en una línea microstrip encapsulada

Los parámetros de la línea son los siguientes:

$$\begin{aligned} \epsilon_{ref} &\approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1} \\ Z_0 &= \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right); \left(\frac{W}{h} \leq 1 \right) \\ Z_0 &= \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1}; \left(\frac{W}{h} \geq 1 \right) \end{aligned} \quad [4.1-28]$$

Y la tangente de pérdidas efectiva es:

$$\tan \delta_{ef} = \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ref}} \left(\frac{\epsilon_{ref} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \tan \delta \quad [4.1-29]$$

En la bibliografía podemos encontrar un artículo sobre el modelado de líneas microstrip de Marc E. Goldfarb y Robert A. Pucel de 1991. La descripción de los parámetros del sustrato de la línea se recogen en la tabla de abajo, normalmente todos los parámetros menos la anchura y longitud vienen definidos por el fabricante, y los dos últimos parámetros se calculan durante el proceso de fabricación, dependiendo del resultado que se quiere obtener.

Parámetros del Sustrato		
Parámetro	Descripción	Unidades
Er	Permitividad relativa del sustrato.	-
H	Grosor del sustrato dieléctrico	{Phys. Units}
Tmet	Grosor del conductor metálico.	{Phys. Units}
Rho	Conductividad del metal relativa al cobre. Utilizado solo para cálculos de pérdidas.	-
Rough	Rugosidad de la superficie del metal. Provoca una desviación respecto de la superficie plana ideal que incrementa las pérdidas en la línea.	{Phys. Units} rms
Tanδ	Tangente de pérdidas del dieléctrico. Utilizado solo para cálculos de pérdidas.	-
W	Anchura del conductor metálico	{Phys. Units}
L	Longitud del conductor metálico	{Phys. Units}

Tabla 4.1-1 Parámetros característicos del sustrato

4.1.4 Parámetros de dispersión, parámetros de scattering o S

La teoría de los circuitos de microondas surge como necesidad de dar un tratamiento sencillo a los sistemas de guías y cavidades, que son difícilmente tratables electromagnéticamente hablando. Un *circuito de microondas* es aquel que está formado por elementos pasivos concentrados (R, L, C), dispositivos activos (transistores, diodos) y líneas de transmisión; éstas últimas a frecuencias de microondas son las responsables del retardo debido a la velocidad de propagación finita.

La peculiaridad del comportamiento de las líneas de transmisión sugiere la introducción de un nuevo concepto denominado *parámetros de dispersión* o *scattering*, comúnmente llamados *parámetros S*, que pone de manifiesto los aspectos de propagación del circuito. La medida de los parámetros S es más directa y sencilla que la de impedancias o admitancias y, además, posteriormente permitirán incorporar fácilmente las guías de onda, cavidades y otros elementos al mundo de circuitos equivalentes analizables en términos de tensiones y corrientes.

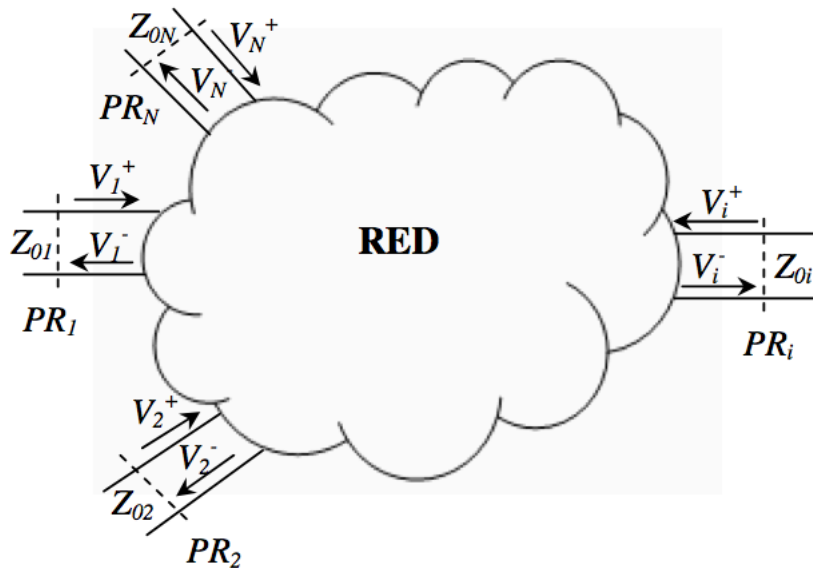


Figura 4.1-10 Ondas de tensión positivas y negativa en una red

La conexión del circuito con el exterior se realiza exclusivamente mediante líneas de transmisión, que se denominarán accesos. En cada uno de estas líneas es necesario fijar un plano de referencia donde mediremos las amplitudes de las ondas positiva y negativa de tensión, en vez de las medidas de tensión y corriente, para eliminar los inconvenientes de las matrices de impedancias y admitancias, que son los siguientes:

1. Medida de impedancia muy sensible a desplazamientos de plano de referencia en cada acceso.
2. Condiciones de contorno (c.c y c.a) difíciles de conseguir a frecuencias de microondas.
3. Condiciones de contorno peligrosas porque generan reflexión de energía electromagnética que puede dañar equipos.

Entonces se realizará un conjunto de 2N medidas $\{V_i^+, V_i^-, i=1, 2, \dots, N\}$, relacionadas linealmente con las tensiones y corrientes en el plano de referencia $\{V_i, I_i, i=1, 2, \dots, N\}$.

$$\begin{aligned} V_i &= V_i^+ + V_i^- \\ I_i &= \frac{1}{Z_{oi}}(V_i^+ - V_i^-) \end{aligned} \quad [4.1-30]$$

Para trabajar con las ondas positiva y negativa de tensión se va a introducir una serie de convenios para no dar lugar a ambigüedades:

1. Se tomará como onda positiva, en cada acceso, la que se dirige hacia la red (figura 4.1- 10).
2. Se tomará como onda negativa, en cada acceso, la que sale de la red (figura 4.1-10).
3. Se utilizarán tensiones y corrientes normalizadas como sigue:

$$a_i = \overline{V_i^+} = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Y_{oi}} V_i^+ \quad [4.1-31]$$

$$b_i = \overline{V_i^-} = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Y_{oi}} V_i^- \quad [4.1-32]$$

De modo que:

$$\overline{I_i^+} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^+ = V_i^+ \quad [4.1-33]$$

$$\overline{I_i^-} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^- = -V_i^- \quad [4.1-34]$$

Por tanto:

$$\begin{aligned} \overline{V_i} &= \sqrt{Y_{oi}} V_i \\ \overline{I_i} &= \sqrt{Z_{oi}} I_i \end{aligned} \quad [4.1-35]$$

En términos de potencia:

$$P_i^+ = \frac{|V_i^+|^2}{2Z_{oi}} = \frac{1}{2} |\overline{V_i^+}|^2 = \frac{1}{2} |a_i|^2 \quad [4.1-36]$$

$$P_i^- = \frac{|V_i^-|^2}{2Z_{oi}} = \frac{1}{2} |\overline{V_i^-}|^2 = \frac{1}{2} |b_i|^2 \quad [4.1-37]$$

En función de los parámetros (a_i, b_i) se define la *matriz de dispersión* (scattering), $[S]$, mediante la relación:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & s_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{N1} & s_{N2} & s_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix} \rightarrow [b] = [S] \cdot [a] \quad [4.1-38]$$

Que proporciona las amplitudes normalizadas de las ondas negativas o reflejadas en función de las amplitudes positivas o incidentes.

De acuerdo con la definición, los elementos S_{ij} vienen dados por:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0 \ (k \neq i)} = \left. \frac{\bar{V}_i^-}{\bar{V}_i^+} \right|_{\bar{V}_k^+=0 \ (k \neq i)} \quad [4.1-39]$$

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0 \ (k \neq i)} = \left. \frac{\bar{V}_j^-}{\bar{V}_i^+} \right|_{\bar{V}_k^+=0 \ (k \neq i)} \quad [4.1-40]$$

La condición $a_k=0$ en el k-ésimo acceso se consigue, en general, situando en el plano de referencia del acceso k-ésimo una resistencia de valor igual a la impedancia característica de la línea. En estas condiciones diremos que el acceso k-ésimo está terminado (empleando en este contexto la palabra terminado como sinónimo de carga adaptada a una línea), concepto que no debe confundirse con el acceso adaptado que se cumple cuando $S_{ii}=0$.

Con esta nomenclatura, las definiciones de los elementos S_{ij} tienen el siguiente significado:

1. S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto desde el plano de referencia i-ésimo cuando situamos en este acceso un generador y todos los demás están terminados.
2. S_{ji} es el coeficiente de transmisión, señal saliente en el plano de referencia j dividido por la señal entrante en el plano de referencia i, en la misma situación anterior, es decir, con un generador en el acceso i, y todos los demás terminados.

Este significado de los elementos S_{ij} , además de proporcionar su procedimiento de medida, pone de manifiesto la desaparición de los inconvenientes señalados para las

matrices de impedancias y admitancias, puesto que:

- a. Un desplazamiento de planos de referencia produce solamente cambios de fase de las amplitudes de las ondas positivas y negativas y, por tanto, solamente cambios de fase en los valores de S_{ij} .
- b. La condición de acceso terminado es independiente del plano donde se sitúe la terminación. Por lo que se refiere a dispositivos activos, la medida se realiza en condiciones de carga resistiva, menos peligrosa que con un cortocircuito o un circuito abierto.

Estos planteamientos podemos verlos desarrollados en Kurokawa, 1965. Este artículo está referenciado en la bibliografía, Kurokawa no fue el inventor de los parámetros S, pero fue el primero en escribir un documento donde los explicaba con claridad, de ahí que empezaran a usarse.

4.1.4.1 Propiedades de parámetros S de ciertas redes

1. Se llama una *red pasiva* a aquella que cumple: $|S_{ij}|, |S_{ii}| \leq 1$
2. Se llama una *red pasiva y sin pérdidas* a aquella para la que la potencia entrante es igual a

la potencia saliente y los parámetros S deben cumplir la llamada *condición de unitariedad*:

$$\begin{aligned} S^* \cdot S &= I \begin{cases} col_i^* \cdot col_i = |col_i|^2 = 1 \\ col_i^* \cdot col_j = 0 \end{cases} \\ S \cdot S^* &= I \begin{cases} fila_i^* \cdot fila_i = |fila_i|^2 = 1 \\ fila_i^* \cdot fila_j = 0 \end{cases} \end{aligned}$$

3. Una *red recíproca* es aquella en la que se cumple $Z^T = Z$, lo que implica:
 $S^T = S^* \leftrightarrow S_{ij} = S_{ji}$

4. Una *red simétrica* es aquella cuyos parámetros S guardan simetría física.

4.2 Amplificadores con transistores. Introducción

En este apartado desarrollaremos algunos de los principios básicos empleados en el análisis y el diseño de un amplificador de microondas con transistor. Un amplificador es un sistema formado por el conjunto del transistor con su red de polarización más las redes de entrada y salida.

El diseño de un amplificador normalmente empieza con la elección de un transistor. Después se diseña su red de polarización para conseguir el funcionamiento deseado del transistor. Seguidamente se procede con el diseño de las redes de adaptación de entrada y de salida, empleando unos métodos gráficos para definir los criterios de estabilidad, ganancia o ruido del circuito final.

4.2.1 Elección del transistor

Para la realización de un amplificador de microondas se suele emplear una de las dos tecnologías de transistores: BJT, transistor de unión bipolar y FET, transistor de efecto de campo.

Para las frecuencias menores e 4 GHz los transistores de unión bipolar suelen ofrecer para muchos diseños electrónicos una solución fiable y de coste bajo. Las dimensiones del transistor son muy pequeñas lo que le permite a operar a frecuencias de microondas. En su proceso de fabricación se emplean las técnicas de implantación de iones y las de autoalineamiento para obtener una estructura multipar de emisor-base. Una sección típica y una vista desde arriba de un BJT de Si se ofrecen a continuación.

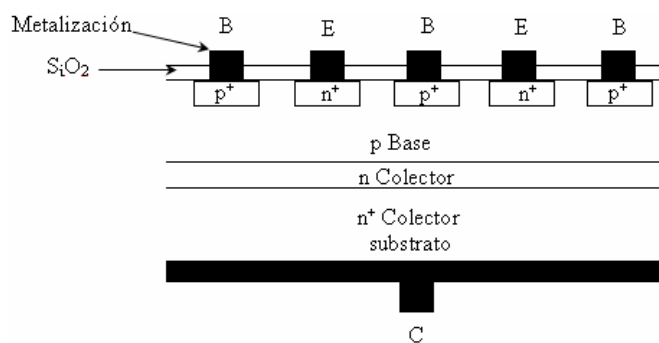


Figura 4.2-1 Corte transversal de un transistor de unión bipolar

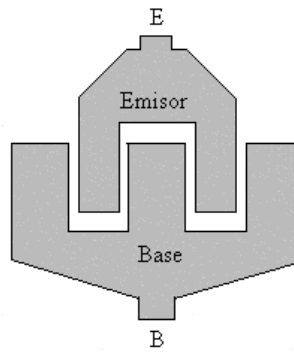


Figura 4.2-2 Vista desde arriba de un BJT

Este tipo de estructura asegura la disminución del tiempo de tránsito del electrón desde el emisor a colector, mientras que se mantiene un área de emisión grande.

En la actualidad, la principal tecnología utilizada en amplificadores de microondas es la basada en semiconductores de GaAs e InP (fosfato de indio) del tipo FET en vez de los tradicionales semiconductores bipolares de silicio (Si) o silicio-germanio (SiGe), que sin embargo, aún son usadas.

El uso preferente de GaAs, y en menor medida InP, en el diseño de transistores para amplificación de bajo ruido se justifica principalmente por dos razones:

- La movilidad de portadores en GaAs es seis veces mayor que en Si, mientras que la velocidad de “peak drift” es dos veces superior en GaAs con respecto a Si. Mayor movilidad de los portadores implica mayores corrientes de salida para igual entrada y menores resistencias parásitas en el semiconductor, lo que se traduce en ganancias más elevadas y menores valores de ruido.
- La resistencia serie equivalente de un transistor de silicio suele ser superior a la de un transistor de semiconductor compuesto como GaAs o InP, debido a la tecnología de fabricación. Esta resistencia serie es responsable también a efectos de ruido del concepto de disipación y aumento de temperatura en el semiconductor, incrementando con ello el valor de ruido asociada a un transistor de silicio. Para la fabricación de un GaAs MESFET se emplea una *epitaxy* con un haz molecular. Podemos observar su sección transversal y la vista desde arriba en las siguientes figuras:

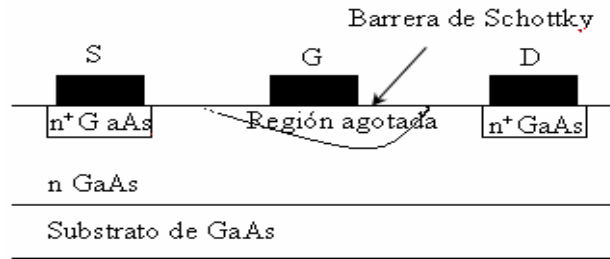


Figura 4.2-3 Sección transversal de un GaAs MESFET

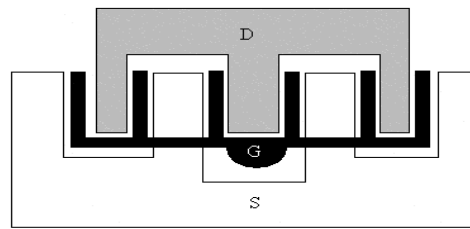


Figura 4.2-4 Vista desde arriba de un GaAs MESFET

Tras explicar las características de ambos vamos a presentar una tabla que nos facilitará la elección del transistor dependiendo la frecuencia de diseño, la ganancia y el ruido deseado, etc.

Device	BJT	HBT	CMOS	MESFET	HEMT	HEMT
Semiconductor	Si	SiGe	Si	GaAs	GaAs	GaN
Frequency range (GHz)	10	30	20	60	100	10
Typical gain (dB)	10–15	10–15	10–20	5–20	10–20	10–15
Noise figure (dB)	2.0	0.6	1.0	1.0	0.5	1.6
(frequency, GHz)	(2)	(8)	(4)	(10)	(12)	(6)
Power capacity	High	Medium	Low	Medium	Medium	High
Cost	Low	Medium	Low	Medium	High	Medium
Single-polarity supply	Yes	Yes	Yes	No	No	No

Tabla 4.2-1 Características de los transistores

4.2.2 Parámetros de un amplificador

Una vez elegido un transistor se acude a su catálogo para la elección del punto de polarización, según los criterios establecidos para el diseño, y se construye una red de polarización independientemente del circuito de microondas. Entonces se obtienen unos parámetros S del transistor para el punto de polarización, $[S]_{pol}$, que definirán el funcionamiento no lineal del dispositivo. Normalmente estos parámetros presentan las siguientes características:

- $s_{11}, s_{22} \neq 0$
- No cumplen reciprocidad $s_{12}, s_{21} \neq 0$, de hecho, la propiedad deseable es a unilateralidad del dispositivo.
- No es pasiva $|s_{ij}|$ puede ser mayor que 1
- No cumplen unitariedad $|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 \neq 1$

A consecuencia de que $s_{11}, s_{22} \neq 0$ tendremos reflexiones indeseadas, para evitarlas y conseguir Máxima Transferencia de Potencia diseñaremos unas redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor polarizado.

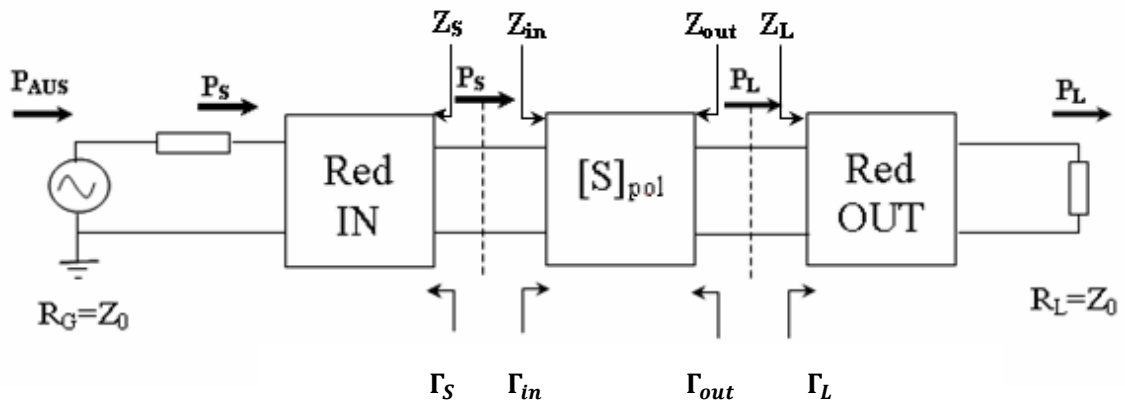


Figura 4.2-5 Esquema simplificado de un amplificador

Estas redes de adaptación serán pasivas y sin pérdidas con unos Γ_S y Γ_L determinados, de tal manera que la potencia entrante y saliente de la red tiene que ser la misma. Además observamos en la figura (4.2-5) que la red de adaptación de entrada transforma la impedancia del circuito excitador R_G , que usualmente es 50Ω , en la impedancia Z_S o en otras palabras en el coeficiente Γ_S . Igualmente la red de adaptación de salida transforma la impedancia R_L , que también suele ser 50Ω , a otra Z_L o al coeficiente de reflexión Γ_L . El diseño de un amplificador va a depender de la elección de estos coeficientes de reflexión para las redes de entrada y de salida, que dependerá de unos determinados requisitos en la respuesta que se deseen obtener.

4.2.3 Ganancia de un amplificador

Existen varias expresiones de ganancia empleadas en el diseño de un amplificador.

Éstas se refieren por un lado a la ganancia de potencia G_P , ganancia disponible G_A , y ganancia de transducción G_T . Para ello vamos a definir el coeficiente de reflexión visto hacia la carga y visto hacia el generador:

$$\begin{aligned}\Gamma_L &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \\ \Gamma_S &= \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}\end{aligned}\quad [4.2-1]$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de la línea como podemos ver en la Figura 4.2-5.

También vamos a definir el coeficiente de reflexión Γ_{in} y Γ_{out} :

$$\begin{aligned}\Gamma_{in} &= \frac{V_1^-}{V_1^+} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \\ \Gamma_{out} &= \frac{V_2^-}{V_2^+} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0}\end{aligned}\quad [4.2-2]$$

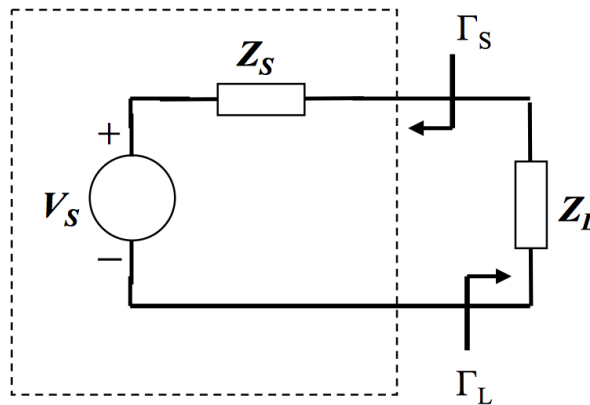


Figura 4.2-6 Cálculo del factor de desadaptación

Seguidamente vamos a definir el factor de desadaptación, donde:

$$\begin{aligned}Z_L &= R_L + j \cdot X_L \\ Z_S &= R_S + j \cdot X_S \\ P_L &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_L \cdot I_L^*) = \frac{1}{2} |V_L|^2 \operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z_L^*}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(Z_L) \cdot |I_L|^2 \\ P_L &= \frac{1}{2} \left| \frac{V_S}{Z_L + Z_S} \right|^2 R_L = \frac{|V_S|^2}{8 \cdot R_S} \cdot \frac{4 \cdot R_S \cdot R_L}{|Z_S + Z_L|^2} = P_{dg} \cdot M\end{aligned}$$

Por lo que el factor de desadaptación vale:

$$M = \frac{4R_S R_L}{|Z_S + Z_L|} = 1 - |\rho|^2 = 1 - \left| \frac{Z_L - Z_S^*}{Z_L + Z_S^*} \right|^2 \quad [4.2-3]$$

El criterio de adaptación conjugada:

$$Z_L = Z_S^* \rightarrow \Gamma_L = \Gamma_S^*$$

Definimos el factor de desadaptación aplicando la ecuación [4.2-3] pero particularizando para la entrada y la salida:

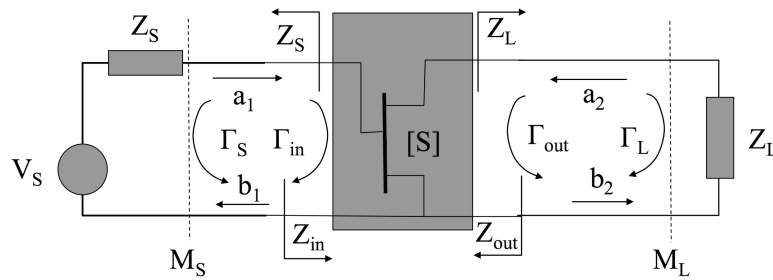


Figura 4.2-7 Factores de adaptación de entrada y salida

$$M_S = \frac{4 \cdot R_{in} \cdot R_S}{|Z_S + Z_{in}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_{in}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{in} \cdot \Gamma_S|^2} \quad M_L = \frac{4 \cdot R_{out} \cdot R_L}{|Z_L + Z_{out}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_{out}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{out} \cdot \Gamma_L|^2}$$

Con todo esto ya podemos definir la potencia media de entrada, P_{in} :

$$P_{in} = P_{dg} M_S = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_S|^2 \cdot (1 - |\Gamma_{in}|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2} = \frac{1}{2Z_0} |V_1^+|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{1}{2} |a_1|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad [4.2-4]$$

Y la potencia que llega a la carga Z_L :

$$P_L = P_{dout} M_L = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_L|^2) \cdot (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - s_{22} \Gamma_L|^2 \cdot |1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2} = \frac{1}{2} |b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad [4.2-5]$$

Con las dos ecuaciones anteriores [4.2-4] y [4.2-5] podemos definir la ganancia de potencia, G_p :

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{P_{entregada\ a\ la\ carga}}{P_{de\ entrada\ a\ la\ red}} = f([S], \Gamma_L) = |s_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - s_{22} \Gamma_L|^2} \quad [4.2-6]$$

El siguiente paso será definir la potencia disponible desde el generador, P_{avs} , también conocida como potencia disponible en el generador, P_{dg} :

$$P_{avs} = |P_{in}|_{\Gamma_{in}=\Gamma_S^*} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|1-\Gamma_S|^2}{(1-|\Gamma_S|^2)} \quad [4.2-7]$$

Igualmente, la potencia disponible desde la red, P_{avn} :

$$P_{avn} = |P_L|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|s_{21}|^2 |1-\Gamma_S|^2}{|1-s_{11}\Gamma_S|(1-|\Gamma_{out}|^2)} \quad [4.2-8]$$

Usando [2.2-7] y [2.2-8] dos obtenemos la ganancia disponible, G_A :

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{P_{disponible_desde_la_red}}{P_{disponible_del_generador}} = f([S], \Gamma_S) = |s_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_S|^2}{(1-|\Gamma_{out}|^2)|1-s_{11}\Gamma_S|^2} \quad [4.2-9]$$

De las ecuaciones [4.2-5] y [4.2-7], la ganancia de transducción de potencia es:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{P_{entregada_a_la_carga}}{P_{disponible_del_generador}} = f([S], \Gamma_S, \Gamma_L) = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |s_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2} \quad [4.2-10]$$

Un caso especial de ganancia de transducción ocurre cuando $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$, lo que se reduce a:

$$G_T = |s_{21}|^2 \quad [4.2-11]$$

Y otro caso especial es la ganancia de transducción unilateral, cuando $s_{12} = 0$, por lo que $\Gamma_{in} = s_{11}$, esto da una ganancia de transducción unilateral G_{TU} :

$$G_{TU} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2} |s_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2} \quad [4.2-12]$$

Según las expresiones obtenidas observamos que los valores de Γ_S , Γ_L y los parámetros S del transistor polarizado determinan las ganancias del amplificador.

Las redes de adaptación pasivas determinan unos valores de Γ_S y Γ_L , que cumplen $|\Gamma_S| < 1$ y $|\Gamma_L| < 1$. Esto llevará a que las partes resistivas asociadas a Z_S y Z_L sean positivas. Sin embargo de las expresiones [4.2-2] para unos ciertos parámetros S y con $|\Gamma_S| < 1$ y $|\Gamma_L| < 1$ es posible obtener unos valores de Γ_{in} y Γ_{out} tales que cumplen que $|\Gamma_{in}| > 1$ y/o $|\Gamma_{out}| > 1$.

Cuando esto ocurre el puerto de entrada o el puerto de salida del transistor presenta una resistencia negativa lo que conlleva a unas oscilaciones indeseadas. Obviamente, estas situaciones de han de evitar en el diseño de un amplificador.

Nos faltaría definir las ganancias cuando el circuito esta adaptado, como podemos ver en la siguiente figura

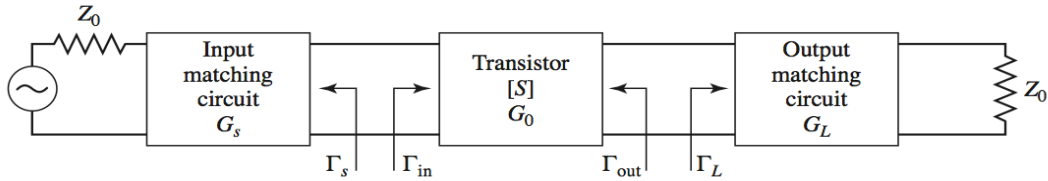


Figura 4.2-8 Circuito general de un transistor amplificador

Podemos definir las ganancias anteriores de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} G_S &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2}, \\ G_0 &= |S_{21}|^2, \\ G_L &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}. \end{aligned} \quad [4.2-13]$$

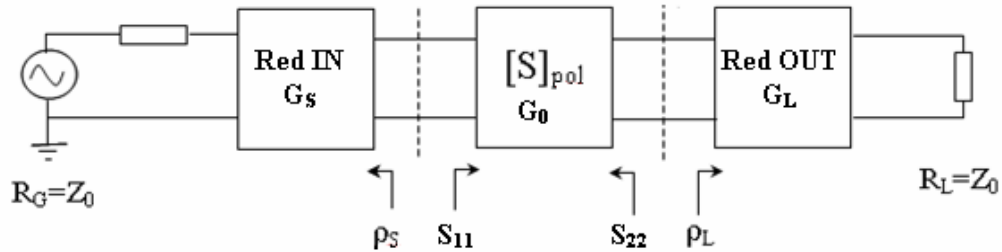


Figura 4.2-9 Circuito general de un amplificador unilateral

Si el transistor es unilateral, $s_{12} = 0 \rightarrow \Gamma_{in} = s_{11}$, $\Gamma_{out} = s_{22}$:

$$\begin{aligned} G_S &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - s_{11}\Gamma_S|^2}, \\ G_0 &= |s_{21}|^2, \\ G_L &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - s_{22}\Gamma_L|^2}. \end{aligned} \quad [4.2-14]$$

La ganancia de transducción unilateral total es:

[4.2-15]

$$G_T = G_S G_0 G_L$$

4.2.3.1 Máxima Ganancia Disponible (MAG)

La **máxima ganancia disponible** (Maximum Available Gain o MAG) se define como la máxima ganancia de transducción bajo condiciones de adaptación conjugada simultánea en entrada y salida para dispositivos *incondicionalmente estables*, esto es, cuando se cumple $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ y $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$.

Como se sabe, dicha adaptación simultánea sólo es posible en aquellos cuadripolos cuya constante K de estabilidad sea mayor que la unidad. Así pues, sólo en éste caso podrá hablarse de MAG.

[4.2-16]

$$MAG = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$$

Existen dos posibilidades dependiendo del valor de K:

1. Los cuadripolos incondicionalmente estables poseen $K > 1$ y $|\Delta| \leq 1$

[4.2-17]

$$MAG = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| (K - \sqrt{K^2 - 1})$$

2. Los cuadripolos condicionalmente estables poseen $K > 1$ y $|\Delta| > 1$

[4.2-18]

$$MAG = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| (K + \sqrt{K^2 - 1})$$

4.2.3.3 Máxima Ganancia Posible (MSG)

La **máxima ganancia posible** (Maximum Stable Gain o MSG) se define como la ganancia máxima posible para dispositivos *condicionalmente estables*:

[4.2-19]

$$MSG = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right|$$

4.2.4 Estabilidad de un amplificador

La estabilidad de un amplificador o su resistencia a oscilar es una consideración muy importante en el diseño de un amplificador. En un dispositivo de dos puertos las

oscilaciones son posibles cuando sus puertos de entrada o salida presentan una resistencia negativa. Esto ocurre cuando $|\Gamma_{in}| > 1$ y/o $|\Gamma_{out}| > 1$ en este caso se produce **inestabilidad** y se pueden producir oscilaciones espurias, lo que conlleva a generación de interferencias y disminución de la eficiencia del amplificador.

Un dispositivo de dos puertos se dice que es **incondicionalmente estable** para una frecuencia dada si las partes reales de las impedancias Z_{in} y Z_{out} son positivas para todo el rango de valores de las impedancias de carga o de fuente. Por el contrario, si el dispositivo no es incondicionalmente estable es **potencialmente inestable**, lo que significa que algunos valores de las impedancias de carga o fuente pueden tener parte real negativa.

En términos de los coeficientes de reflexión, la condición de la estabilidad incondicional para una frecuencia dada se obtiene cuando se cumplen las siguientes condiciones:

$$|\Gamma_S| < 1, |\Gamma_L| < 1 \quad [4.2-20]$$

$$|\Gamma_{in}| = \left| s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \text{ y } |\Gamma_{out}| = \left| s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S} \right| < 1$$

donde todos los coeficientes están normalizados a una impedancia característica determinada.

Test K-Δ

La estabilidad de un amplificador también se determina a través de un parámetro llamado factor de estabilidad K, también llamado factor de Rollet, podemos ver el desarrollo en el artículo de Robert W. Jackson del 2006 que encontramos en la bibliografía. La constante de Rollett tiene la siguiente expresión:

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} \quad [4.2-21]$$

donde

$$\Delta = \begin{vmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{vmatrix} = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} \quad [4.2-22]$$

La condición de **estabilidad incondicional** en estos parámetros exigiría lo siguiente: K

> 1 y $|\Delta| \leq 1$.

Así cuando $K > 1$, el cuadripolo es simultáneamente **adaptable** con impedancias pasivas en entrada y salida. Si $|\Delta| \leq 1$, ninguna impedancia pasiva puede colocarle en situación de inestabilidad, mientras que si $|\Delta| > 1$ este peligro existe, aunque las impedancias de adaptación siempre se encuentren en las zonas estables.

Un caso particular es el unilateral, es decir, cuando el parámetro $S_{12} = 0$ y por consiguiente $K = \infty$. En este caso, los coeficientes de reflexión de entrada y salida son siempre S_{11} y S_{22} , con independencia de las terminaciones Z_S y Z_L . Por ello, y como suponemos $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$, el amplificador resulta ser **incondicionalmente estable y adaptable**.

Si $K < 1$ el cuadripolo se dice que es **potencialmente inestable** y se deberán diseñar las redes de adaptación de entrada y de salida de manera que eviten posibles inestabilidades debidas a cambios en los parámetros del dispositivo, variaciones en la fabricación y cambios en la temperatura. Bajo estas condiciones se dice que el amplificador es **condicionalmente estable** y no oscilará.

Para el caso $-1 < K < 1$ sólo se pueden utilizar amplificadores estables renunciando a la adaptación (al menos de una de los puertos), y eligiendo terminaciones dentro de las zonas estables.

Y en el caso de que $K < -1$ el cuadripolo es inestable cualesquiera que sean las terminaciones pasivas empleadas. Por ello, sólo puede conseguirse la estabilidad en este caso, conectando resistencias estabilizadoras (padding) que incrementen el valor de la constante K del dispositivo.

En la tabla siguiente se resumen los resultados anteriores para los distintos tipos de amplificadores:

$K = \infty$	Unilaterales ($S_{12} = 0$), Incondicionalmente estables y Adaptables.	
$K > 1$	$ \Delta \leq 1$	Incondicionalmente Estables y Adaptables.
	$ \Delta > 1$	Condicionamente Estables y Adaptables.
$-1 < K < 1$	Condicionamente Estables y No Adaptables.	
$K < -1$	Inestables con posibilidad de estabilización resistiva (padding)	

Tabla 4.2-2 Expresiones que determinan la estabilidad de un dispositivo

Cuando el dispositivo de dos puertos es potencialmente inestable pueden existir valores de Γ_S y Γ_L para los que las partes reales de las impedancias Z_{IN} y Z_{OUT} serán positivas. Estos valores de los coeficientes se pueden obtener empleando una herramienta gráfica, *círculos de estabilidad*.

Círculos de estabilidad de carga o salida

En este caso tendremos que determinar los valores de Γ_L que proporcionen una salida estable del circuito. Para seguir con nuestra anotación $\rho_S = \Gamma_S$, $\rho_L = \Gamma_L$, $\rho_{in} = \Gamma_{in}$ y $\rho_{out} = \Gamma_{out}$

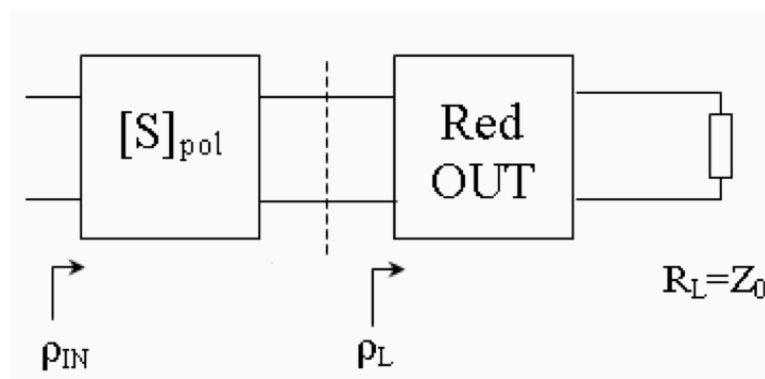


Figura 4.2-10 Red de adaptación de salida con el TRT polarizado

Para ello $|\Gamma_{in}| = 1 = \left| s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} \right|$, en este caso los parámetros S que determinan el coeficiente de reflexión de entrada serán determinados por el transistor polarizado, por tanto serán fijos. El único parámetro que podremos variar para conseguir $|\Gamma|_{in}=1$ será Γ_L

de cuyo valor dependerá el diseño de la red de salida.

Los valores de Γ_L que hacen $|\Gamma|_{in}=1$ estarán contenidos dentro de una circunferencia con el siguiente centro y radio, respectivamente:

$$\begin{cases} C_L = \frac{(S_{22}-\Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2-|\Delta|^2} \\ R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2-|\Delta|^2} \right| \end{cases} \quad [4.2-23]$$

Esta circunferencia se lleva sobre la carta de Smith de Γ_L y se conoce como circunferencia de estabilidad de carga. Los valores de Γ_L que hacen que $|\Gamma_{in}| < 1$ estarán dentro o fuera de dicha circunferencia dependiendo del valor de S_{11} . En la carta de Smith de Γ_L el origen de la misma corresponde al valor de $\Gamma_L = 0$, para este valor de Γ_L $|\Gamma_{in}| = |S_{11}|$, entonces:

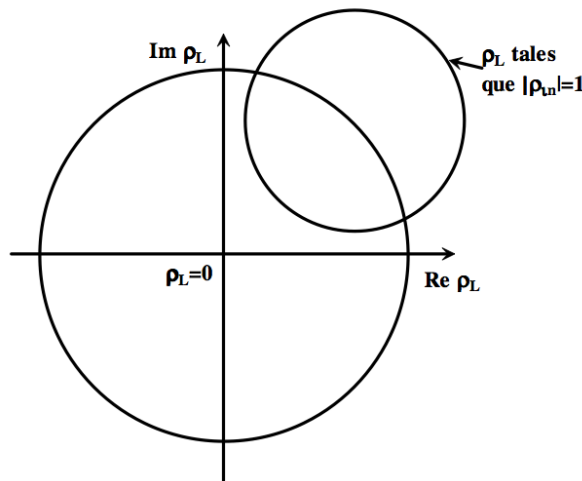


Figura 4.2-11 Circunferencia de estabilidad de carga

- Si $|S_{11}| > 1$ el centro de la carta de Smith no será estable. Entonces si el círculo de estabilidad de carga contiene el centro de la carta de Smith los valores de Γ_L contenidos dentro del círculo proporcionarán un diseño inestable, mientras que si no lo contiene los valores dentro del círculo proporcionarán un diseño estable.

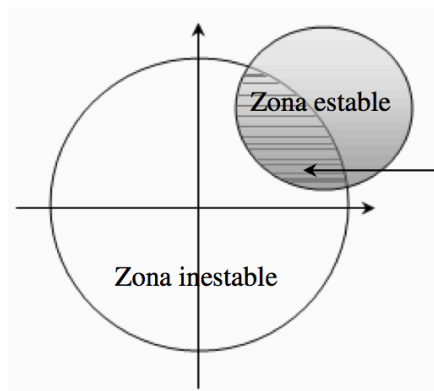


Figura 4.2-12 El centro de la carta de Smith no esta contenido en el círculo de estabilidad de carga

Valores de Γ_L que aseguran la estabilidad del circuito

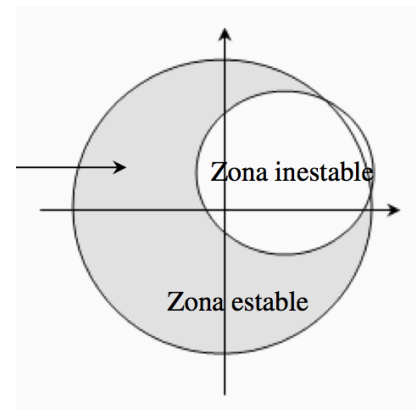


Figura 4.2-13 El centro de la carta de Smith esta contenido en el círculo de estabilidad de carga

- Si $|S_{11}| < 1$ el centro de la carta de Smith es estable. Entonces si el círculo de estabilidad de carga contiene el centro de la carta de Smith los valores de ρ_L contenidos dentro del círculo proporcionarán un diseño estable, mientras que si no lo contiene los valores dentro del círculo proporcionarán un diseño inestable.

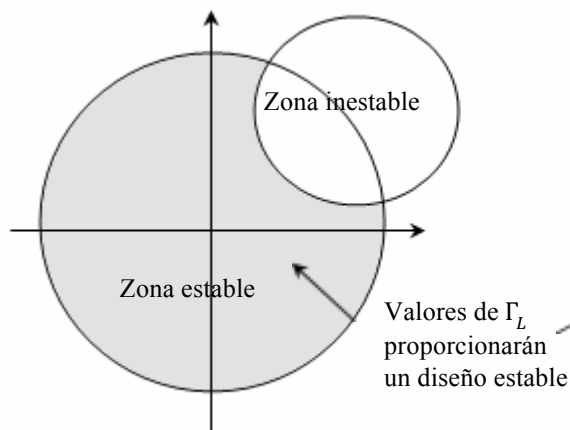


Figura 4.2-14 El centro de la carta de Smith no esta contenido en el círculo de estabilidad de carga

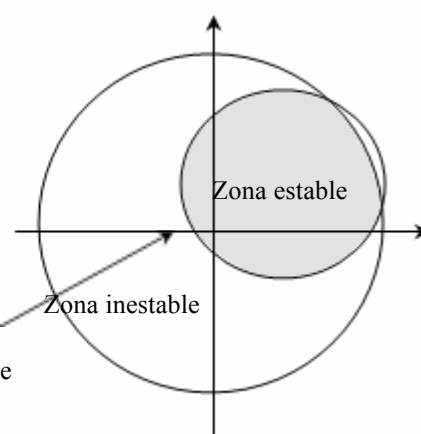


Figura 4.2-15 El centro de la carta de Smith esta contenido en el círculo de estabilidad de carga

Para el caso incondicionalmente estable el círculo de estabilidad aparecería fuera de la carta de Smith y como $|S_{11}| < 1$ podríamos elegir cualquier valor de la carta de Smith para Γ_L .

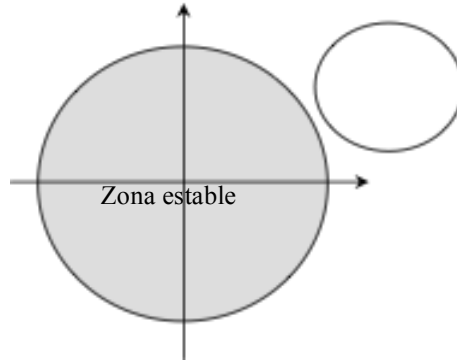


Figura 4.2-16 Caso de estabilidad incondicional

Círculo de estabilidad de fuente o entrada

Para estudiar la estabilidad a la entrada del circuito consideremos el siguiente esquema:

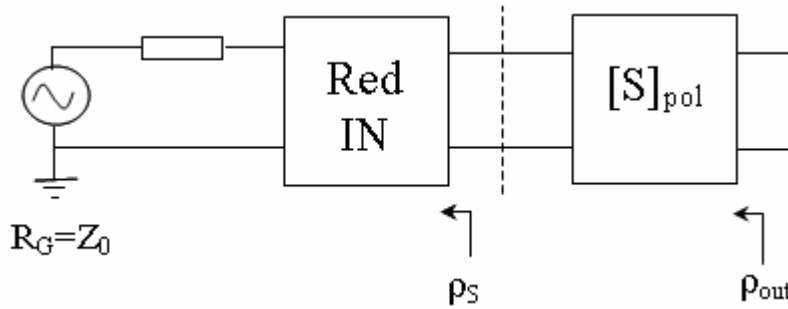


Figura 4.2-17 Red de adaptación de entrada con TRT polarizado

Siguiendo el mismo razonamiento del apartado anterior buscaremos los valores de Γ_S que hacen que $|\Gamma_{out}| = 1 = \left| s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S} \right|$. En este caso se formará una circunferencia de estabilidad de fuente cuyo centro y radio satisfacen las expresiones:

$$\begin{cases} C_S = \frac{(s_{11} - \Delta s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \\ R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \end{cases} \quad [4.2-24]$$

Los valores de Γ_S que hacen $|\Gamma_{out}| < 1$ estarán dentro o fuera de la circunferencia de estabilidad de fuente dependiendo del valor de S_{22} . Entonces:

- Si $|S_{22}| > 1$ el centro de la carta de Smith no será estable. Entonces como en caso del apartado anterior, si el centro de la carta está contenido en el círculo de estabilidad de fuente, consideraremos aquellos valores de Γ_S para un diseño

estable pertenecientes a la región exterior del círculo de estabilidad. En el caso de que el centro no está contenido dentro de la circunferencia de estabilidad elegiremos los valores de Γ_S pertenecientes a la región interior al circuito.

- Si $|S_{22}| < 1$ el centro de la carta de Smith será estable. En este caso elegiríamos los valores pertenecientes a la región exterior del circuito de estabilidad si éste no contuviera el punto central del mapa y viceversa en el caso contrario.

Factor μ de estabilidad incondicional

El test K- Δ formulado con anterioridad es una condición matemáticamente rigurosa que permite determinar la estabilidad de un dispositivo. Sin embargo, no puede usarse para comparar dos dispositivos y decidir cual es el mejor desde el punto de vista de la estabilidad. Este problema lo resuelve el parámetro μ , un criterio que se deriva del test K- Δ y que fue propuesto por Edwards y Sinsky con posterioridad a este:

$$\mu = \frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{22} - s_{11}^* \Delta| + |s_{21} s_{12}|} > 1 \quad \leftarrow \begin{array}{l} \text{Condición necesaria y} \\ \text{suficiente para estabilidad} \\ \text{incondicional} \end{array} \quad [4.2-25]$$

Al igual que con la constante de Rollett, en la bibliografía también podemos encontrar un artículo sobre el factor μ de Marion Lee Edward de 1992.

4.2.5 Figura de mérito o factor de mérito

Cuando un dispositivo es unilateral ($s_{12}=0$), veremos que el procedimiento de diseño se simplifica, Se puede comprobar fácilmente que cuando el dispositivo es unilateral, si el dispositivo es estable, es incondicionalmente estable.

A veces se desprecia el valor de s_{12} y aún cuando estrictamente no es un dispositivo unilateral a efectos prácticos el error que se comete asumiendo esta hipótesis esta hipótesis es poco significativo. Para nosotros tendrá gran interés tener un parámetro que nos sirva para determinar que error se comete asumiendo que el dispositivo es unilateral, cuando realmente no lo es. Para esto sirve la **figura de mérito unilateral**, U:

$$U = \frac{|s_{12}||s_{21}||s_{11}||s_{22}|}{(1-|s_{11}|^2)(1-|s_{22}|^2)} \quad [4.2-26]$$

Para poder asumir que el dispositivo es unilateral:

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad [4.2-27]$$

El valor de U varía con la frecuencia a causa de su dependencia con los parámetros S del dispositivo.

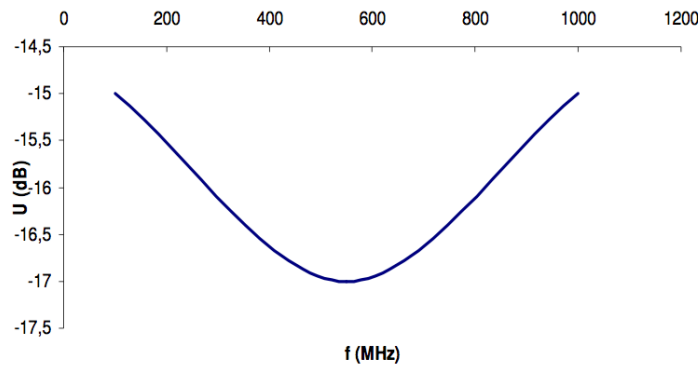


Figura 4.2-18 Dependencia de frecuencia del factor de mérito

4.2.6 Condiciones de adaptación conjugada

Ya nos hemos referido con anterioridad a esto así como explicarlo a grandes rasgos pero ahora lo desarrollaremos con mayor profundidad.

Cuando el valor de $S_{12} \neq 0$ no podemos aplicar la aproximación unilateral. Como vimos al principio de este apartado si se busca un diseño con el que obtener la Máxima Transferencia de Potencia (MTP, G_T máxima o MAG) se debía cumplir que $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ y $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$, es decir, que el cuadripolo estuviera simultáneamente adaptado y, para lograr esta **adaptación conjugada**, se usaban unas redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor. Veíamos así mismo en el caso unilateral la posibilidad de obtener los coeficientes de reflexión de fuente y de carga que proporcionaban la ganancia máxima mediante una aproximación con su error asociado. Veremos ahora el caso bilateral que es una forma más precisa de obtener estos coeficientes.

Pues bien, sustituyendo en $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ y $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$

$$\Gamma_S^* = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} \quad [4.2-28]$$

$$\Gamma_L^* = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S} \quad [4.2-29]$$

Sustituyendo [4.2-28] en [4.2-29] se deduce:

$$C_1\Gamma_S^2 - B_1\Gamma_S + C_1^* = 0 \quad [4.2-30]$$

$$B_1 = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad [4.2-31]$$

$$C_1 = s_{11} - s_{22}^*\Delta \quad [4.2-32]$$

y análogamente, eliminando Γ_S :

$$C_2\Gamma_L^2 - B_2\Gamma_L + C_2^* = 0 \quad [4.2-33]$$

$$B_2 = 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad [4.2-34]$$

$$C_2 = s_{22} - s_{11}^*\Delta \quad [4.2-35]$$

Las raíces de las ecuaciones [4.2-30] y [4.2-33], vienen dadas respectivamente por:

$$\Gamma_{Sa} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad [4.2-36]$$

$$\Gamma_{La} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad [4.2-37]$$

donde el signo negativo se elegirá cuando B_1 o B_2 sean positivos y, se elegirá el signo positivo cuando B_1 o B_2 sean negativos.

También podemos determinar el signo de la siguiente manera:

$$\text{Sean los discriminantes: } \begin{cases} \delta_1 = B_1^2 - 4|C_1|^2 = (K^2 - 1) \cdot 4|s_{12} \cdot s_{21}|^2 \\ \delta_2 = B_2^2 - 4|C_2|^2 = (K^2 - 1) \cdot 4|s_{12} \cdot s_{21}|^2 \end{cases} \delta = \delta_1 = \delta_2$$

$$\text{Entonces } \rightarrow \begin{matrix} Si K > 1 \rightarrow \delta > 0 \\ Si \delta < 0 \rightarrow K < 1 \end{matrix} \quad \delta > 0 \leftrightarrow K > 1$$

Con esto podemos concluir que:

- Si el discriminante es negativo $\rightarrow$ El problema de máxima transferencia de potencia a la carga no tiene solución
- Si el discriminante es positivo $\rightarrow$ La solución válida para Γ_{Sa} y la solución válida para Γ_{La} son obtenidas con el mismo signo.
 - Si $K > 1$ y $|\Delta| \leq 1 \rightarrow$ *Estable incondicionalmente y adaptable* $\rightarrow$ Las soluciones válidas son las del **signo** –
 - Si $K > 1$ y $|\Delta| > 1 \rightarrow$ *Estable condicionalmente y adaptable* $\rightarrow$ Las soluciones válidas con las del **signo** +

Con las ecuaciones [4.2-36] y [4.2-37] podemos obtener los coeficientes de reflexión de fuente y de carga con los que se consigue **la máxima transferencia de potencia (MTP)** en el cuadripolo ya que bajo estas condiciones la entrada y la salida del mismo están adaptadas simultáneamente. Dado que no se realiza ninguna aproximación para simplificar, como en el caso unilateral, la potencia obtenida al emplear los coeficientes de reflexión hallados con las ecuaciones anteriores no tendrá un error asociado.

4.2.7 Ruido de un amplificador

En un amplificador de microondas aún cuando no hay señal entrante se puede medir un pequeño voltaje a su salida. Nos referimos a este pequeño voltaje de salida como la potencia de ruido del amplificador. El ruido total a la salida del amplificador se compone del ruido entrante amplificado más el ruido producido por el amplificador. Podemos representar un modelo de ruido de un amplificador, en el que la potencia del ruido de entrada puede ser modelada como una fuente en serie con una resistencia que produce el ruido termal o ruido de Jonson. Este ruido es producido por las fluctuaciones aleatorias de electrones provocadas por la agitación térmica. El valor rms del voltaje de ruido producido por una resistencia de ruido, R_N , para un rango de frecuencia $f_H - f_L$ es dado por la expresión:

$$v_{n,rms} = \sqrt{4kTBR} \quad [4.2-38]$$

donde k es la constante de Boltzmann ($k = 1.374 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$), T es la temperatura de la resistencia de ruido y B es el ancho de banda de ruido ($B = f_H - f_L$). La ecuación [4.2-21]

muestra la dependencia del ruido térmico del ancho de banda y no de la frecuencia central. Esta distribución del ruido es llamada ruido blanco.

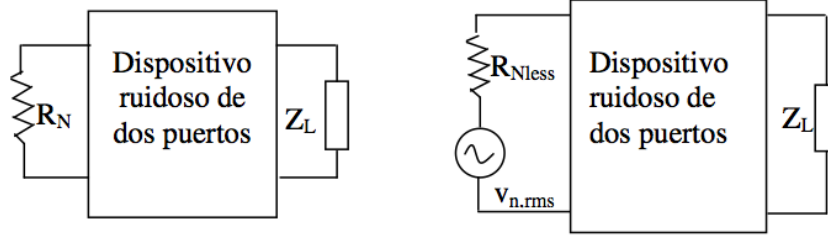


Figura 4.2-19 Modelo de comportamiento de un dispositivo en cuanto a ruido

$$P_N = \frac{v_{n,rms}^2}{4R_N} = kTB \quad [4.2-39]$$

La figura de ruido, F , describe cuantitativamente el comportamiento de un amplificador ruidoso. Se define como la relación entre el ruido total disponible en la salida del amplificador y el ruido total disponible en la salida del amplificador debido al ruido térmico generado por R_N , con un valor referido a la temperatura estándar de 290°K . La figura del ruido puede ser expresada a través de la siguiente relación:

$$F = \frac{P_{N0}}{P_{Ni}G_A} \quad [4.2-40]$$

donde P_{N0} es el ruido total disponible en la salida del amplificador, $P_{Ni} = kT_0 B$ es el ruido total disponible en la salida generado por R_N a la temperatura de $T_0 = 290^\circ\text{K}$ en el ancho de banda B y G_A es la ganancia disponible, que se puede describir como la relación entre la potencia de la señal disponible en la salida del circuito y la potencia de la señal disponible en la entrada del circuito, $G_A = P_{S0}/P_{Si}$. De esta manera la expresión que define la figura del ruido se puede reescribir como:

$$F = \frac{P_{Si}/P_{Ni}}{P_{S0}/P_{N0}} \quad [4.2-41]$$

En otras palabras, F también se puede definir como la relación entre el ratio de señal ruido disponible en la entrada del circuito y el ratio de señal ruido disponible en la salida del circuito. La figura de ruido mínima se puede obtener seleccionando con propiedad el

coeficiente de reflexión de fuente del amplificador.

4.2.7.1 Circunferencias de ruido constante

La figura de ruido para un amplificador de dos puertos es dada por la ecuación [4.2-42]:

$$F = F_{min} + \frac{\bar{R}_n}{G_S} \left| Y_S - Y_{Sopt} \right|^2 \quad [4.2-42]$$

donde $\bar{R}_n = R_n/Z_0$ es la resistencia normalizada equivalente de ruido, $Y_S = G_S + jB_S$ representa la admitancia de fuente normalizada y $Y_{Sopt} = G_{Sopt} + jB_{Sopt}$ representa la admitancia de fuente normalizada que proporciona la figura del ruido mínimo o óptimo, llamada F_{min} .

Podemos expresar las dos admitancias en términos de coeficientes de reflexión Γ_S y Γ_{Sopt} respectivamente:

$$Y_S = \frac{1-\Gamma_S}{1+\Gamma_S} \quad [4.2-43]$$

$$Y_{Sopt} = \frac{1-\Gamma_{Sopt}}{1+\Gamma_{Sopt}} \quad [4.2-44]$$

Sustituyendo las expresiones [4.2-42] y [4.2-43] en [4.2-44] obtenemos la siguiente relación

$$F = F_{min} + \frac{4\bar{R}_n \left| \Gamma_S - \Gamma_{Sopt} \right|^2}{(1-|\Gamma_S|^2) |1+\Gamma_{Sopt}|} \quad [4.2-45]$$

La ecuación [4.2-45] depende de los valores de F_{min} , R_n y Γ_{Sopt} . Estas variables son conocidas como los *parámetros del ruido* y son suministrados por el fabricante del transistor o pueden ser determinados experimentalmente. El coeficiente de reflexión de fuente se puede variar hasta obtener con el medidor de ruido una figura de ruido mínima. El valor de F_{min} , que ocurre cuando $\Gamma_S = \Gamma_{Sopt}$, puede ser determinado por el medidor del ruido y el coeficiente de reflexión de fuente por el analizador de redes. La resistencia de ruido equivalente se puede determinar a partir de la siguiente relación:

$$\bar{R}_n = (F_{\Gamma_S=0} - F_{min}) \frac{|1 + \Gamma_{Sopt}|^2}{4|\Gamma_{Sopt}|^2} \quad [4.2-46]$$

donde $F_{\Gamma_S=0}$ es la figura del ruido medida para $\Gamma_S = 0$, F_{min} la función del ruido mínimo del dispositivo para la que existe un valor de Γ_{Sopt} .

La ecuación [4.2-45] se puede emplear para diseñar el valor de ρ_S para una figura de ruido dada $F = F_i$. Reescribimos la ecuación [4.2-45]:

$$\frac{|\Gamma_S - \Gamma_{Sopt}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = \frac{F_i - F_{min}}{4\bar{R}_n} |1 + \Gamma_{Sopt}|^2 \quad [4.2-47]$$

Observamos que para un valor de la figura de ruido determinado la expresión a la derecha de la igualdad es una constante. Vamos a llamarla N_i :

$$N_i = \frac{F_i - F_{min}}{4\bar{R}_n} |1 + \Gamma_{Sopt}|^2 \quad [4.2-48]$$

Entonces la ecuación [4.2-47] queda como:

$$\frac{|\Gamma_S - \Gamma_{Sopt}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = N_i$$

desarrollando esta igualdad:

$$(\Gamma_S - \Gamma_{Sopt})(\Gamma_S^* - \Gamma_{Sopt}^*) = N_i - N_i |\Gamma_S|^2$$

$$|\Gamma_S|^2(1 + N_i) - 2\Re(\Gamma_S \Gamma_{Sopt}^*) + |\Gamma_{Sopt}|^2 = N_i$$

ó

$$|\Gamma_S|^2 - \frac{2}{1 + N_i} \Re(\Gamma_S \Gamma_{Sopt}^*) + \frac{|\Gamma_{Sopt}|^2}{1 + N_i} = \frac{N_i}{1 + N_i}$$

Esta ecuación corresponde como la ecuación de la circunferencia en el plano de ρ_S y se puede representar de forma:

$$\left| \Gamma_S - \frac{\Gamma_{Sopt}}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_{Sopt}|)}{(1 + N_i)^2}$$

Para un valor determinado de N_i el centro de la circunferencia se puede calcular como:

$$C_{Ni} = \frac{\Gamma_{Sopt}}{N_i + 1} \quad [4.2-49]$$

y el radio:

$$R_{Ni} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i (N_i + 1 - |\Gamma_{Sopt}|^2)} \quad [4.2-50]$$

A partir de la ecuación [4.2-48] se puede determinar varios valores de N_i para varios valores de la figura de ruido F_i . Después haciendo uso de las ecuaciones [4.2-49] y [4.2-50] podemos representar una familia de las circunferencias de ruido constante en el plano de Γ_S . De las ecuaciones [4.2-48], [4.2-49] y [4.2-50] observamos que si $F_i = F_{min}$ entonces $N_i = 0$, $C_{Fmin} = \Gamma_{Sopt}$ y $R_{Fmin} = 0$. Esto significa que el centro de la circunferencia de la figura de ruido mínimo F_{min} se ubica en el valor de Γ_{Sopt} con un radio nulo. De la ecuación [4.2-49] se deduce que los centros de las circunferencias para los demás valores de la figura de ruido se van a ubicar a lo largo del vector de Γ_{Sopt} .

A continuación vamos a ver un ejemplo para el caso de un transistor de tecnología BJT modelo BFR-93A. Representaremos cuatro circunferencias de ruido constante separadas 0.5 dB junto con el valor de Γ_{Sopt} a una frecuencia de 1 GHz.

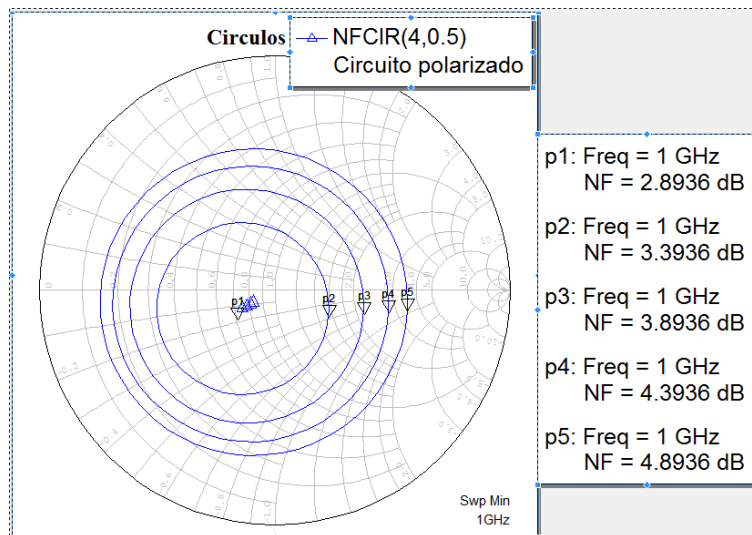


Figura 4.2-20 Círculos de ruido constante de un transistor modelo BFR-93A

4.3 Pasos orientativos en el proceso de diseño de un amplificador de microondas

En este apartado se van a resumir los pasos que hacen falta para llevar a cabo el diseño e implementación física de un amplificador de microondas. En la figura 4.3-1 se pueden observar las diferentes partes que componen un amplificador: básicamente el transistor y las redes de adaptación de entrada y de salida.

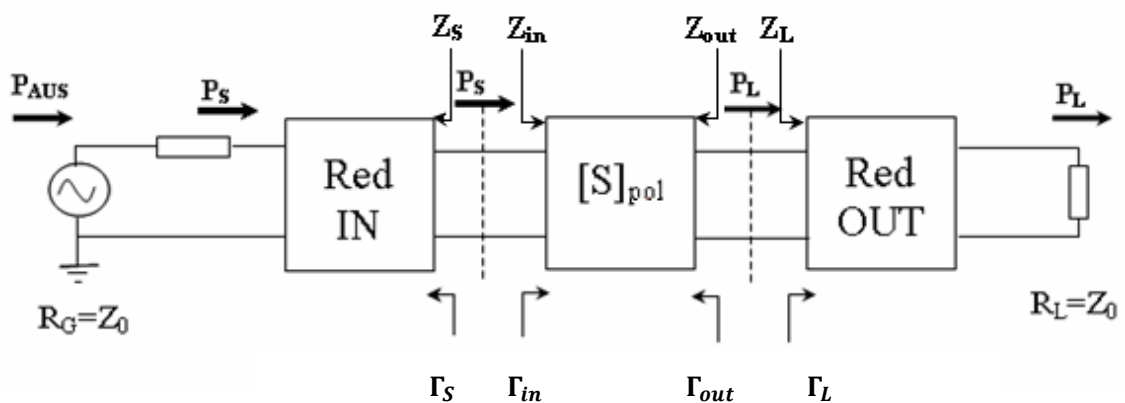


Figura 2.3-1 Esquema de un amplificado de microondas

Los pasos que se deben seguir en el proceso de diseño de un amplificador de microondas son los siguientes:

1. Elegir el punto de polarización del transistor y extraer sus parámetros S para

la frecuencia de trabajo:

$$S(f_o)|_{pol} = \begin{bmatrix} s_{11}(f_o) & s_{12}(f_o) \\ s_{21}(f_o) & s_{22}(f_o) \end{bmatrix}$$

2. Comprobar si es incondicionalmente estable empleando el factor de estabilidad K:

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} \quad \Delta = \begin{vmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{vmatrix} = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$$

$K = \infty$	Unilaterales ($S_{12} = 0$), Incondicionalmente estables y Adaptables.	
$K > 1$	$ \Delta \leq 1$	Incondicionalmente Estables y Adaptables.
	$ \Delta > 1$	Condicionamente Estables y Adaptables.
$-1 < K < 1$	Condicionamente Estables y No Adaptables.	
$K < -1$	Inestables con posibilidad de estabilización resistiva (padding)	

3. Si NO es incondicionalmente estable habrá que hacer un estudio de la estabilidad a la entrada y a la salida teniendo en cuenta los círculos de estabilidad de fuente (Γ_S) y de carga (Γ_L) y elegir las redes de adaptación adecuadas para evitar que se produzca esta inestabilidad.

4. Diseño de las redes de adaptación que dependerá del amplificador de microondas deseado:

Amplificador de Máxima Ganancia. En este tipo de amplificador se buscará conseguir la MTP o Máxima Transferencia de Potencia, para ello se debe cumplir:

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

Sabiendo que $\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L}$ y $\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S}$ nos queda que Γ_S y Γ_L deben

cumplir $\Gamma_S = \left(s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} \right)^*$ y $\Gamma_L = \left(s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S} \right)^*$ para obtener la Máxima Transferencia de Potencia (MTP). Como vimos, podíamos hallar una solución a estas ecuaciones de dos maneras:

- Con el método unilateral con el que obteníamos una aproximación a la solución real (hay que comprobar que el factor de mérito “U” no es mayor que unos pocos dB).

$$\Gamma_S = s_{11}^* \text{ y } \Gamma_L = s_{22}^*$$

- Con el método bilateral con el que obteníamos la solución real o lo que es lo mismo:

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* \text{ y } \Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

$$\Gamma_{Sa} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad \Gamma_{La} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$

donde,

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

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

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

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

El LNA o Mínimo Nivel de Ruido, para conseguirlo se debe cumplir:

$$\Gamma_S = \Gamma_{opt}$$

$$Z_S = Z_{opt}$$

Una vez determinado el coeficiente de reflexión de fuente se puede elegir el coeficiente de reflexión de carga para conseguir la Máxima Transferencia de Potencia, es decir, $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ ($Z_L = Z_{out}^*$) lo que supondría:

$$\Gamma_S = \Gamma_{opt}$$

$$\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_{opt}}{1 - s_{11}\Gamma_{opt}}$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

El valor del coeficiente de reflexión óptimo para conseguir la figura mínima de ruido normalmente viene proporcionado por el fabricante del transistor en caso contrario habría que realizar mediciones.

A pesar de que usando ese valor de coeficiente de reflexión de fuente se obtenga la figura de ruido mínima, a la hora de diseñar se deberá buscar un compromiso entre mínimo ruido y buena adaptación ya que, en caso contrario, el circuito no funcionará correctamente.

Empleando las circunferencias de ruido constante se pueden emplear otros valores del coeficiente de reflexión de fuente que, no consiguiendo un diseño de mínimo ruido, se pueden ajustar más a las especificaciones del diseño. Por ejemplo, el coeficiente de reflexión de fuente óptimo podría caer dentro de la zona de la carta de Smith en la cuál el amplificador se hace inestable pudiendo elegir entonces uno de la circunferencia de ruido más cercana estable.

5. Si el valor de los Γ_S y Γ_L calculados (bajo el criterio de máxima ganancia o de mínimo ruido) caen dentro de la zona inestable (círculos de estabilidad de carga o de fuente), se tendrá que usar las curvas de ganancia unilateral constante y/o las de factor de ruido constante. Esto quiere decir que aunque no consigamos un amplificador de máxima ganancia o de mínimo ruido por razones de estabilidad, escogeremos las redes de fuente y de carga que proporcionen mayor ganancia y/o menor ruido, pero siempre asegurando la estabilidad.

6. Diseñar físicamente las redes de adaptación a la entrada y a la salida que proporcionen los valores de Γ_S y/o Γ_L deseados. Para el diseño de estas redes se pueden emplear diversas metodologías empleando elementos concentrados como condensadores y bobinas, con líneas de transmisión ó con una mezcla de ambos.

7. Simulación y Optimización → Obtendremos resultados más exactos.

8. Layout Final, incluyendo la red de polarización del transistor intentando

que su inclusión afecte lo menos posible a la respuesta en frecuencia para lo que se podrán usar por ejemplo condensadores y bobinas de desacoplo o líneas de transmisión de alta impedancia.

4.4 Materiales utilizador para el diseño

Como hemos mencionado con antelación, el software principal utilizado para el diseño será **Microwave Office** de AWR. Primero vamos a dar una breve descripción de Microwave Office.

Microwave Office, MWO, combina la simulación de circuitos lineales y no lineal con la posibilidad de análisis electromagnético, EM, y el diseño para proporcionar una solución completa tanto para RF como para ingeniería de microondas. El programa incluye una colección extensiva de modelos de componentes que ayudan y apoyan el análisis de subsistema de RF utilizando equilibrio armónico y simulaciones de Volterra, un filtro integral de síntesis y un asistente de extracción de carga que puede incorporar contornos de arrastre medidos y simulados. Las mejoras en el simulador de circuitos existentes incluyen la adición de análisis de ruido de fase del oscilador, y la posibilidad de simulación electromagnética plana en 3D se ha mejorado para simular grandes problemas de manera más eficiente mediante la incorporación de solucionadores para el estado del arte.

Una de las tecnologías subyacentes, Component Object Model (COM), proporciona una base para la integración de software de alto nivel y utiliza una base de datos orientada a objetos que contiene tanto las propiedades eléctricas como las físicas.

Visual System Simulator (VSS) permite a los ingenieros de diseño de circuitos y sistemas realizar el análisis de arriba hacia abajo de los sistemas de comunicaciones analógicos y digitales. El software VSS está completamente integrado con el Microwave Office ya sea de "bajo a alto nivel" o análisis de "alto a bajo nivel".

La simulación en tiempo discreto y extensas librerías de modelos de VSS proporciona una solución para el análisis de los sistemas de canal a través de los subsistemas de RF y DSP. Esta solución es ideal para el análisis de los sistemas inalámbricos de comunicación, de cable de línea de alta velocidad, y los sistemas electro-ópticos. VSS también permite a los usuarios crear rápidamente diagramas de bloques gráficos y analizar el desempeño en el uso de sofisticadas medidas integradas y generadores de señales potentes que soportan

virtualmente cualquier esquema de modulación, incluyendo: AM, FM, OFDM, PSK, MSK, QAM, y otros. Los usuarios pueden evaluar el impacto de las especificaciones mediante la utilización de un "modo de sintonización en tiempo real" única que muestra inmediatamente el impacto de los cambios de parámetros mediante la actualización de las mediciones en tiempo real.

El software incluye una amplia biblioteca de más de 230 elementos y primitivas matemáticas que pueden ser utilizados para construir una representación exacta de los sistemas de comunicaciones más complejas. La biblioteca incluye codificadores/decodificadores (incluyendo Viterbi, Reed-Solomon, convolución, y otros), moduladores/demoduladores, y filtros. También podemos encontrar bibliotecas específicas para la aplicación y soporte 3G, IS95, GSM, EDGE, 802.11, y otros estándares emergentes. En esencia, este producto es una herramienta de simulación basada en datos con la habilidad para manejar las deficiencias que pueden ser modeladas en el tiempo o el dominio de frecuencia.

El por qué de la elección de este programa es porque de es los software mas intuitivos y nos proporciona herramientas de diseño que por ejemplo otros software como Agilent Advanced Design System (ADS) no nos facilitan.

Otro de los materiales utilizados es el software **Matlab**, que como bien sabemos es una herramienta de software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio (lenguaje M) y servicio de especie. entre sus prestaciones básicas se hallan: la manipulación de matrices, la representación de datos y funciones, la implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario (GUI) y la comunicación con programas en otros lenguajes y con otros dispositivos hardware. Utilizamos este programa puesto que lo conocemos y nos proporciona todo lo necesario para la realización de las funciones que componen la toolbox para el diseño de amplificadores.

Finalmente, el último software a utilizar es el AutoCAD, que lo usamos para la realización de los planos del layout a tamaño real ya que es una herramienta muy potente en la creación de dibujos y diseños tanto en 2 como en 3 dimensiones.

CAPÍTULO 5 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Como hemos visto con anterioridad, para el LNB necesitamos dos amplificadores, uno de máxima ganancia y otro de mínimo ruido conectados en cascada. Para ello se realizarán dos diseños. Para nuestros diseños vamos a escoger la configuración vista en el apartado de estado del arte de amplificador de una etapa en emisor común.

Para la implementación del primer amplificador, inicialmente, se diseñará un transistor con su red de polarización. Se medirán sus parámetros S de forma práctica y se determinarán sus parámetros de ruido mediante el software de diseño. Estos parámetros S medidos y los parámetros de ruido simulados se asignarán en *Microwave Office* a un subcircuito, que será creado con el objetivo de representar el circuito del transistor polarizado fabricado. A partir de estos parámetros asignados se crearán las redes de adaptación con líneas de transmisión, según el criterio de máxima ganancia. Finalmente, se mostrará el layout del circuito. El segundo diseño se diseñará igual que el anterior pero bajo condición de mínimo ruido.

La realización de todos los diseños se hará en *Microwave Office*, que presenta en sí una herramienta de diseño potente y a la vez sencilla, por lo que es empleada tanto a nivel docente como en proyectos de ingeniería. El procedimiento de diseño comprende una serie de pasos en común: inicialmente, se elaborará un circuito ideal, empleando para ello líneas de transmisión sin pérdidas, y se obtendrán sus parámetros eléctricos. Los parámetros obtenidos se convertirán en parámetros físicos mediante la herramienta de *Microwave Office*, *TxLine*, y a partir de ellos se realizará el diseño real. Para la implementación física de los diseños reales se tendrán en cuenta las características del sustrato a emplear en la fabricación, FR4:

Constante dieléctrica relativa: $\epsilon_r=4.5$

Altura del sustrato: $H=1.6$ mm

Espesor del material conductor: $T=0.035$ mm

Tangente de pérdidas: $\tan\delta=0.02$

Resistividad normalizada respecto del oro: $\rho=0.7$

Todos los diseños serán optimizados con el fin de encontrar unos parámetros de adaptación, ganancia y/o de ruido adecuados. Se elaborará el layout de los diseños finales en *Microwave Office MWO* y se ultimarán sus detalles en de este en *AutoCAD*.

Como ampliación a este diseño hecho mediante MWO, se ha creado una toolbox para Matlab que nos devuelve los parámetros necesarios para el diseño de amplificadores introduciendo únicamente los parámetros S.

5.1 Diseño del amplificador de máxima ganancia con MWO

5.1.1 Introducción y consideraciones del diseño

En este primer apartado del capítulo dedicado al proceso de diseño, se seguirá el desarrollo paso a paso del diseño de un amplificador de ganancia máxima. Para la implementación del dicho circuito se ha optado por un transistor de tecnología BJT de modelo BFR-93A, debido a la compatibilidad de sus características con las especificaciones del diseño.

Una vez elegido el transistor se elegirá su punto de polarización y se diseñará su red de polarización, necesaria para su funcionamiento activo en la zona de interés, optando por una red de polarización universal. Se introducirán en el diseño elementos como condensadores de desacoplo o bypass, bobinas de choque para asegurar una correcta trayectoria de la señal de RF y de DC.

Una vez diseñado el circuito se procederá a las mediciones de los parámetros S, la ganancia y de la figura de ruido.

5.1.2 Especificación del transistor BFR-93A

Las hojas del catálogo de características proporcionan los parámetros S del transistor para diferentes polarizaciones y en rango de frecuencias entre 100 MHz y 2 GHz. Debido a que el diseño que se pretende realizar ha de tener máxima ganancia, se seleccionarán los parámetros S del transistor, que proporcionan unos valores buenos de ganancia sin sacrificar mucho la figura de ruido.

La caracterización en parámetros S, suministrada por el fabricante para el punto de polarización elegido, será la siguiente:

V_{CE}/V	I_C/mA	f/MHz	S11		S21		S12		S22	
			LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG
				deg		deg		deg		deg
8	5	100	0.811	-33.9	12.66	152.2	0.028	72.8	0.914	-15.0
		300	0.530	-83.4	8.32	117.3	0.058	57.8	0.661	-27.4
		500	0.370	-116.3	5.67	99.8	0.075	56.7	0.537	-26.9
		800	0.274	-149.7	3.77	85.0	0.099	59.8	0.487	-23.8
		1000	0.256	-165.5	3.11	77.8	0.117	61.8	0.485	-24.2
		1200	0.255	-178.6	2.67	71.1	0.135	62.6	0.481	-26.8
		1500	0.277	162.7	2.21	62.1	0.163	63.3	0.466	-31.3
		1800	0.294	146.0	1.91	54.0	0.194	63.3	0.455	-35.0
		2000	0.312	136.2	1.76	49.4	0.215	62.7	0.454	-38.4
	10	100	0.676	-44.9	19.22	142.3	0.025	69.9	0.832	-21.0
		300	0.377	-97.1	10.24	108.0	0.050	62.8	0.539	-29.0
		500	0.259	-131.0	6.59	93.8	0.071	64.8	0.441	-25.0
		800	0.197	-164.2	4.26	81.6	0.102	66.9	0.415	-20.4
		1000	0.189	-178.0	3.48	75.4	0.124	67.2	0.423	-21.1
		1200	0.195	169.8	2.98	69.5	0.147	66.7	0.424	-24.2
		1500	0.222	155.6	2.46	61.4	0.179	65.4	0.409	-29.0
		1800	0.245	140.0	2.12	54.1	0.212	63.6	0.398	-32.6
		2000	0.263	131.3	1.95	49.9	0.235	62.0	0.397	-36.2
	15	100	0.597	-52.0	22.81	136.3	0.023	69.3	0.774	-23.9
		300	0.306	-105.2	10.94	103.8	0.047	66.5	0.484	-28.5
		500	0.219	-139.3	6.91	91.3	0.070	68.4	0.405	-23.3
		800	0.172	-172.8	4.45	80.0	0.104	69.5	0.390	-18.3
		1000	0.165	174.6	3.62	74.3	0.128	69.0	0.401	-19.4
		1200	0.174	164.9	3.09	68.8	0.151	68.1	0.403	-22.7
		1500	0.201	152.9	2.54	61.0	0.185	66.0	0.388	-27.8
		1800	0.226	137.5	2.19	53.9	0.219	63.8	0.377	-31.4
		2000	0.245	128.5	2.01	49.7	0.243	61.8	0.375	-35.3
8	20	100	0.540	-56.8	24.86	132.3	0.022	68.6	0.732	-25.5
		300	0.274	-110.3	11.22	101.5	0.046	68.6	0.455	-27.6
		500	0.199	-144.7	7.03	89.8	0.070	70.5	0.387	-21.9
		800	0.164	-177.3	4.49	79.2	0.105	70.9	0.380	-16.9
		1000	0.160	171.1	3.66	73.5	0.130	70.1	0.391	-18.2
		1200	0.166	162.3	3.13	68.2	0.153	68.6	0.393	-21.8
		1500	0.197	151.6	2.58	60.5	0.188	66.2	0.378	-27.1
		1800	0.223	135.8	2.21	53.7	0.222	63.8	0.367	-30.9
		2000	0.242	128.2	2.04	49.5	0.246	61.8	0.365	-34.7
	25	100	0.502	-61.1	26.06	129.3	0.021	68.7	0.702	-26.4
		300	0.254	-114.6	11.32	99.8	0.045	69.6	0.438	-26.5
		500	0.191	-148.9	7.05	88.8	0.070	71.5	0.378	-20.6
		800	0.162	178.0	4.51	78.5	0.106	71.5	0.374	-16.0
		1000	0.158	167.6	3.66	73.0	0.131	70.5	0.387	-17.5
		1200	0.163	159.3	3.13	67.6	0.154	69.0	0.389	-21.2
		1500	0.200	149.0	2.57	60.1	0.190	66.4	0.374	-26.6
		1800	0.220	134.7	2.21	53.2	0.224	63.8	0.364	-30.5
		2000	0.243	128.4	2.04	48.9	0.248	61.7	0.361	-34.4

Tabla 5.1-1 Parámetros S del transistor BFR-93A

El diseño del transistor polarizado en *Microwave office* se inicia importando los parámetros del transistor para el punto de polarización elegido en formato de un archivo de datos con la extensión “.s2p” (“Data Files”→”Import Data File”). El archivo importado se asigna al transistor de nuestro diseño, dejándolo, de esta manera, totalmente caracterizado por los parámetros de scattering.

La banda de frecuencias del diseño estará centrada en la frecuencia 1GHz. En este caso, máxima ganancia, el punto de polarización será $V_{ce}=5V$ y $I_c=20mA$ (más adelante explicaremos el porque de este punto de polarización).

“Project options” → “Single point” → 1GHz

$$[S]_{f=1GHz} = \begin{pmatrix} 0.359_{\angle -179.5^\circ} & 0.125_{\angle 70.6^\circ} \\ 3.783_{\angle 76.4^\circ} & 0.224_{\angle -49.1^\circ} \end{pmatrix}$$

Como hemos dicho con anterioridad, estos parámetros experimentarán un cambio a la hora de polarizarlos a causa de la resistencia, bobinas de choque de radio frecuencia y condensadores de desacoplo o bypass.

5.1.3 Estabilidad del transistor

Antes de empezar con el diseño de las redes de polarización, se comprueba la estabilidad del dispositivo, para ello se calcula el factor de Rollett K y el factor μ , tal y como se explicó en el punto 4.2.4:

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} = 1.0339$$

$$\mu = \frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{22} - s_{11}^* \cdot \Delta| + |s_{21}s_{12}|} = 1.044$$

Podemos ver estos resultados en la siguiente tabla:

Frequency (MHz)	K() CE_5V_20mA	MU1() CE_5V_20mA
40	0.23619	0.58582
100	0.46834	0.57255
200	0.66758	0.66666
300	0.81809	0.79989
400	0.90355	0.88756
500	0.93343	0.91927
600	0.97242	0.96574
700	1.0106	1.0136
800	0.99922	0.99901
900	1.0229	1.0301
1000	1.0339	1.044
1200	1.0394	1.0527
1400	1.0073	1.0097
1600	1.0272	1.0372
1800	1.0407	1.0562
2000	1.0086	1.012
2200	1.0277	1.0408
2400	1.0137	1.0208
2600	0.98934	0.98364
2800	1.0094	1.015
3000	0.99222	0.98733

Tabla 5.1-2 Parámetros de estabilidad

Se observa que $K > 1$ y $\mu > 1$. Según lo visto en el capítulo del desarrollo teórico, esto significa que el dispositivo es “*incondicionalmente estable y adaptable*”.

En la siguiente figura podemos ver los círculos de estabilidad del transistor en un rango de frecuencias [0.8-1.2] GHz.

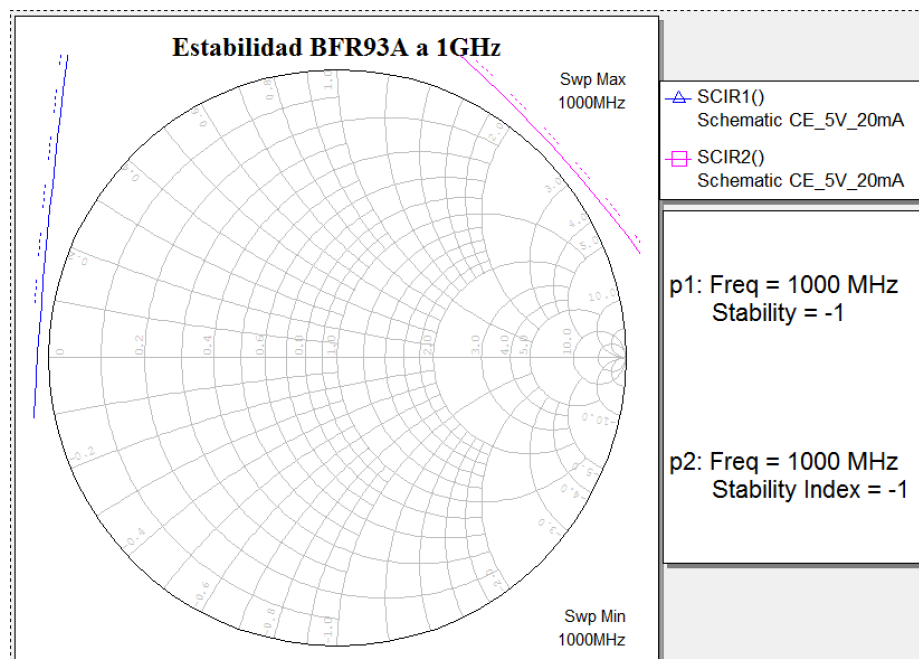


Figura 5.1-1 Círculos de estabilidad de entrada (azul) y de salida (rosa)

Vemos como los círculos de estabilidad no caen dentro de la carta de Smith, por lo que, para este rango de frecuencias, toda la carta de Smith proporciona estabilidad.

Tras esto podemos proceder a la elaboración del circuito de polarización, posteriormente volveremos a ver la estabilidad del circuito ya polarizado.

5.1.4 Red de polarización

Como ya se ha dicho previamente en la introducción, el transistor requiere para su correcto funcionamiento una red de polarización. Este apartado se dedicará a exponer la composición de dicha red de polarización y sus características.

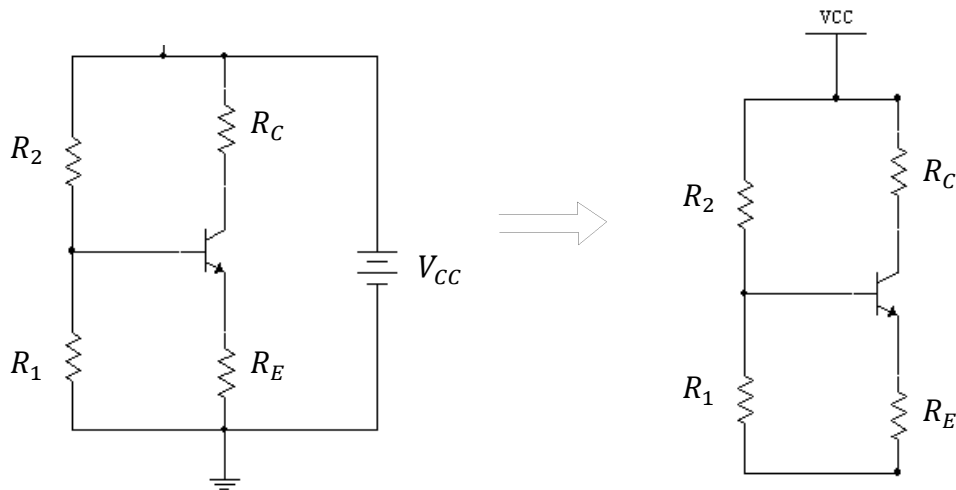
A la hora de elegir la red de polarización para el transistor BFR-93 se ha optado por una red de polarización por divisor de tensión debido a su facilidad de diseño y el empleo de una única tensión de alimentación.

Este tipo de polarización es la más ampliamente utilizada en circuitos lineales, por este motivo algunas veces se le conoce como polarización universal.

Las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de tensión del voltaje V_{cc} . La función de esta red es facilitar la polarización necesaria para que la unión base-emisor este en la región apropiada.

Este tipo de polarización es mejor que las anteriores, pues proporciona mayor estabilidad del punto de operación con respecto de cambios en β .

Para nuestro diseño de máxima ganancia el punto de polarización que hemos elegido es $V_{ce}=5V$ y $I_c=20mA$ ya que este punto de polarización nos proporciona un compromiso entre ganancia y ruido además de darnos estabilidad a la frecuencia de diseño como hemos visto con anterioridad. A mayor intensidad más ganancia, pero también más ruido, por eso no escogemos una intensidad mayor ya que degradaríamos mucho el ruido.



- **Análisis teórico del circuito de polarización a $V_{ce}=5V$ y $I_c=20mA$**

$$V_{ce} = \frac{V_{CC}}{2} \text{ donde } V_{CC} = 10V \rightarrow V_{ce} = 5V$$

$$I_{CQ} = 20 \text{ mA}$$

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC}$$

Para el cálculo de β utilizaremos el MWO para simular las curvas de polarización del transistor:

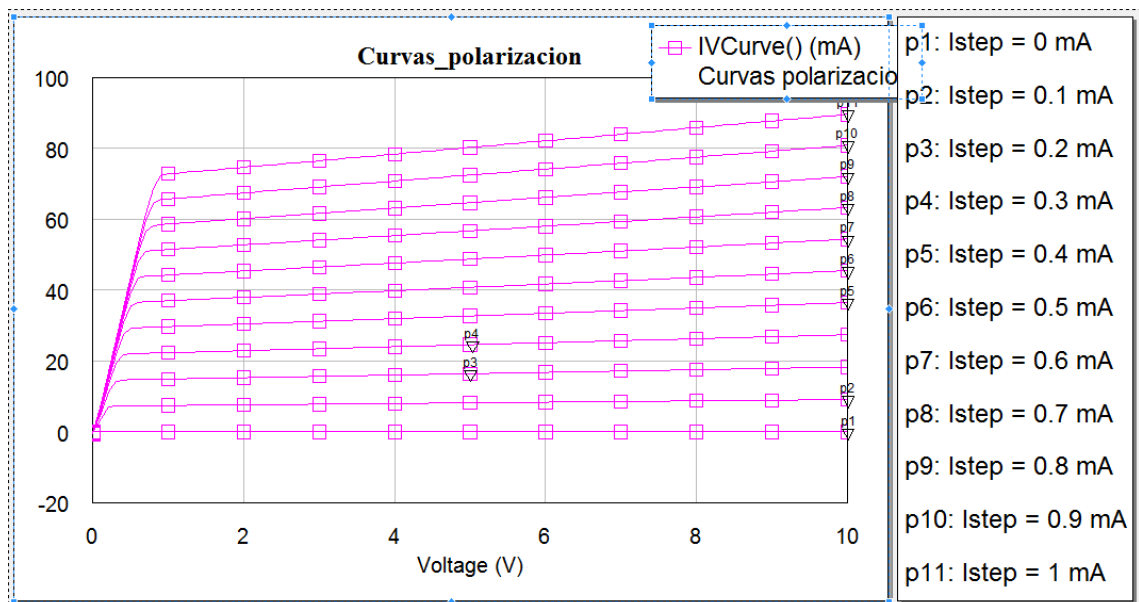


Figura 5.1-2 Curvas de polarizacion del transistor

Donde podemos observar que $i_E = 0.25 \text{ mA}$ por lo que:

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{20 \text{ mA}}{0.25 \text{ mA}} = 80$$

Procedemos al cálculo de las resistencias:

$$R_E = \frac{V_E}{I_{EQ}} \rightarrow R_E \approx \frac{V_E}{I_{CQ}} = \frac{10/10}{20 \cdot 10^{-3}} = 50 \Omega$$

En el caso de $I_{BQ} \rightarrow I_{EQ} = 0.25 \text{ mA} \rightarrow I_{BQ} = I_{EQ} + I_{CQ} = 20.25 \text{ mA}$

$$R_E = \frac{V_E}{I_{EQ}} = \frac{10/10}{20.25 \cdot 10^{-3}} = 49.38 \text{ mA}$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ} - V_E}{I_{CQ}} = \frac{10 - 5 - 1}{20 \cdot 10^{-3}} = 200 \Omega$$

Como

$$\frac{R_B}{\beta} = R_E \rightarrow R_B = 0.1\beta R_E = 400 \Omega$$

Entonces el voltaje V_{BB} necesario:

$$V_{BB} = I_{CQ} \left(\frac{R_B}{\beta} + R_E \right) + V_{BE} \{ \text{donde } V_{BE_{act}} = 0.7V \}$$

$$V_{BB} = 20 \cdot 10^{-3} \left(\frac{400}{80} + 50 \right) + 0.7 = 1.8V$$

Para determinar R_1 y R_2 tenemos un sistema de ecuaciones con dos incógnitas procedentes del circuito Thévenin:

$$V_{BB} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Dividiendo las dos expresiones anteriores:

$$\frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{V_{CC}}{R_2}$$

Por lo que R_2 :

$$R_2 = R_B \frac{V_{CC}}{V_{BB}} = 400 \frac{10}{1.8} = 2222.2 \Omega = 2.2 \text{ K}\Omega$$

Para calcular R_1 :

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_B} - \frac{1}{R_2}$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_B} - \frac{V_{BB}}{V_{CC}R_B}$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{V_{CC} - V_{BB}}{V_{CC}R_B}$$

Por lo que

$$R_1 = R_B \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}} = 400 \frac{10}{10 - 1.8} = 487.8 \Omega$$

En resumen

$$R_E = 49.38 \Omega \quad R_C = 200 \Omega$$

$$R_1 = 487.8 \Omega \quad R_2 = 2.2 K\Omega$$

- **Análisis mediante simulación del circuito de polarización a Vce=5V y Ic=20mA**

Mediante MWO calculamos también el circuito de polarización y vemos como los valores coinciden con los calculados analíticamente:

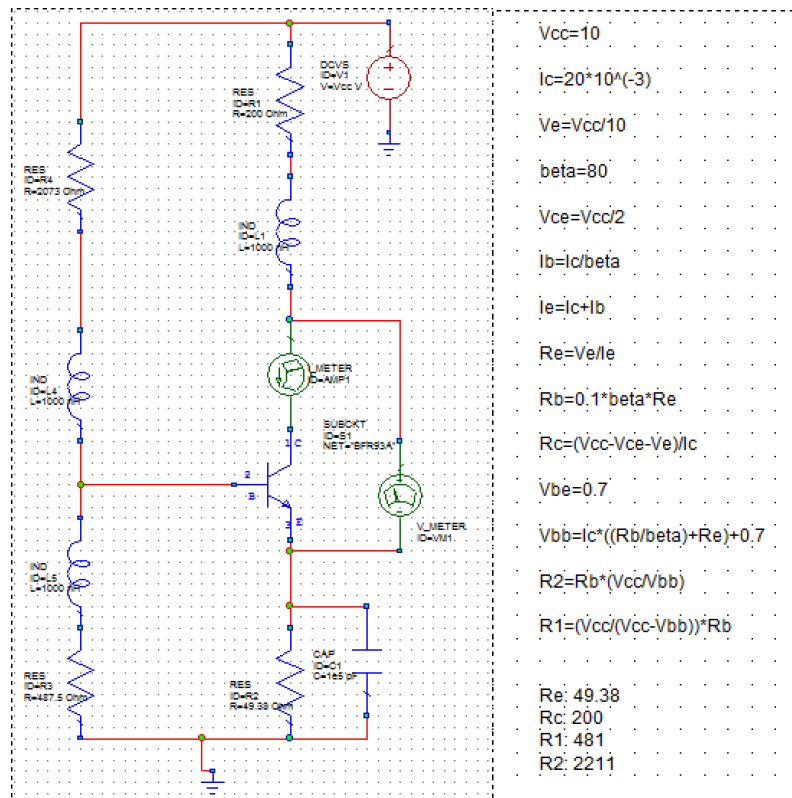
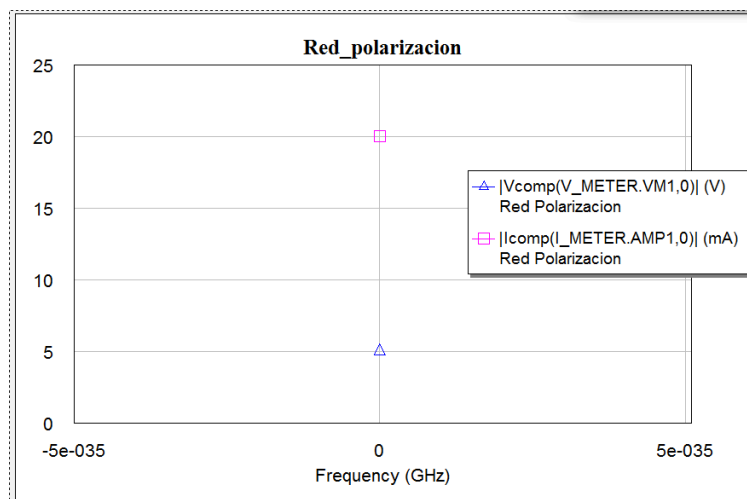


Figura 5.1-3 Circuito de polarización MWO

Este sería el circuito de polarización que tendríamos donde podemos ver en la siguiente figura que conseguimos el punto de polarización deseado:



Gráfica 5.1-1 Punto de polarización

El circuito que usaremos como polarizado sería el anterior, pero con los puertos de entrada y salida.

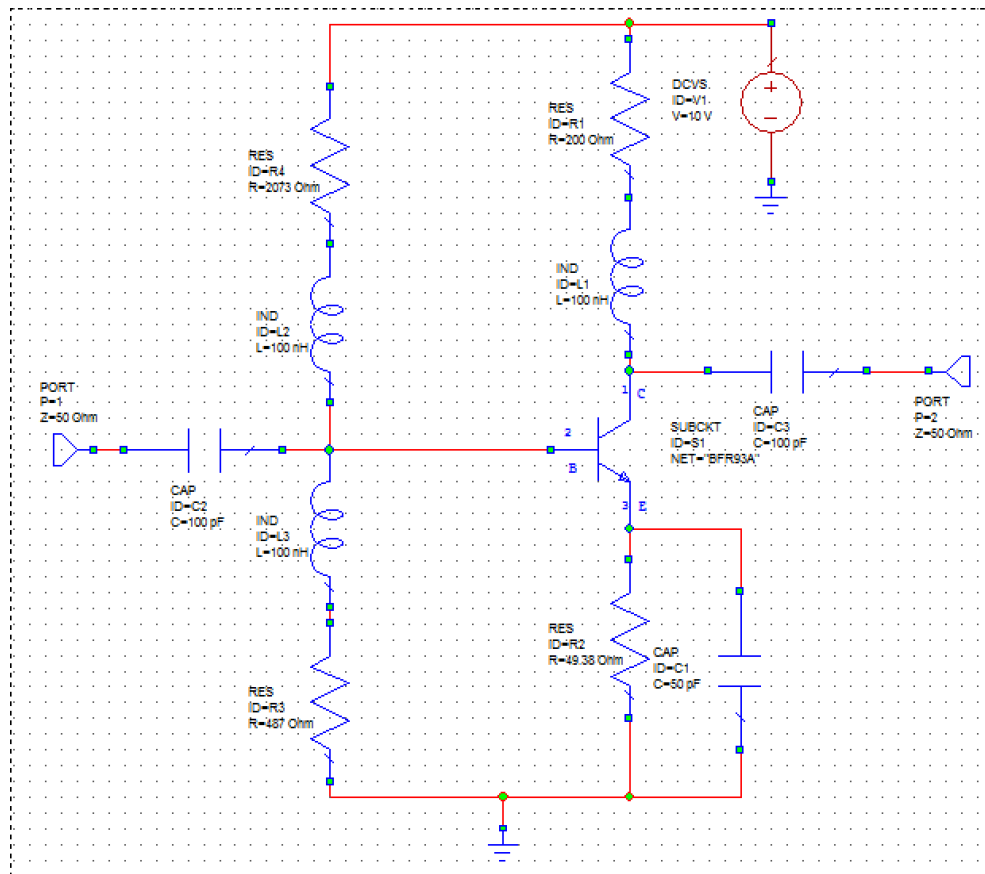


Figura 5.1-4 Circuito de polarización final

Ahí podemos ver los valores aportados a las bobinas de choque y condensadores de bypass, que deben ser suficientemente grandes para no dejar pasar la corriente continua cuando subamos en frecuencia (a 1GHz).

El último paso de la polarización sería comprobar si este circuito polarizado sigue siendo estable, los parámetros S, las ganancias y los parámetros de ruido.

Para ello hemos creado un subcircuito que se caracteriza por el circuito de polarización de la Figura 5.1-4:

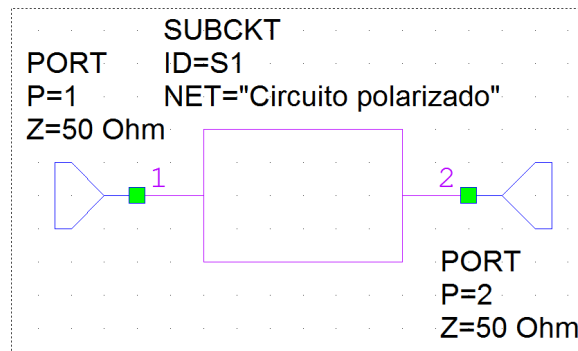


Figura 5.1-5 Subcircuito creado a partir del circuito polarizado

- Estabilidad

Frequency (GHz)	K()	MU1()
Circuito polarizado	Circuito polarizado	Circuito polarizado
0	1000	0
0.1	0.6589	0.90201
0.2	-0.69	-0.14198
0.3	-0.82115	-0.55296
0.4	-0.68783	-0.43162
0.5	-0.3461	-0.082605
0.6	0.29664	0.44632
0.7	1.0169	1.0151
0.8	1.356	1.4028
0.9	1.441	1.6053
1	1.4492	1.7028
1.1	1.4379	1.7472
1.2	1.4225	1.765
1.3	1.4072	1.7694
1.4	1.3931	1.7669
1.5	1.3803	1.761
1.6	1.3687	1.7532
1.7	1.358	1.7446
1.8	1.3482	1.7356
1.9	1.339	1.7264
2	1.3304	1.7173

Tabla 5.1-3 Factor K de estabilidad

Vemos como efectivamente el transistor es incondicionalmente estable.

- Parámetros S

Frequency (GHz)	S(1,1) Parametros S y ruido	Ang(S(1,1)) (Deg) Parametros S y ruido	S(1,2) Parametros S y ruido	Ang(S(1,2)) (Deg) Parametros S y ruido	S(2,1) Parametros S y ruido	Ang(S(2,1)) (Deg) Parametros S y ruido	S(2,2) Parametros S y ruido	Ang(S(2,2)) (Deg) Parametros S y ruido
0	1	0	0	0	0	0	1	0
0.1	0.82111	-7.6399	0.031618	92.499	2.6242	-125.04	0.65991	0.15848
0.2	1.0553	-18.781	0.074785	82.399	5.8108	-126.11	0.8885	-4.7028
0.3	1.5699	-46.007	0.14151	59.326	11.901	-150.62	1.3124	-28.966
0.4	1.6654	-98.181	0.15622	15.269	15.219	158.19	1.303	-78.335
0.5	1.0789	-132.7	0.092623	-4.0542	10.961	124.57	0.76016	-108.86
0.6	0.74417	-148.75	0.057769	6.5301	7.9869	109.77	0.46338	-119.46
0.7	0.57383	-158.57	0.049611	30.983	6.2951	101.56	0.31442	-122.55
0.8	0.47704	-166.02	0.056451	50.222	5.2321	95.986	0.23122	-122.32
0.9	0.41693	-172.35	0.068627	60.479	4.5024	91.712	0.18081	-120.42
1	0.37728	-178.02	0.082125	65.645	3.9686	88.172	0.14853	-117.7
1.1	0.35009	176.76	0.095746	68.268	3.5598	85.096	0.12702	-114.72
1.2	0.33101	171.88	0.10915	69.55	3.2358	82.336	0.11224	-111.87
1.3	0.31748	167.3	0.12227	70.072	2.9722	79.806	0.10178	-109.37
1.4	0.30792	162.97	0.13507	70.134	2.7534	77.45	0.094175	-107.36
1.5	0.30128	158.88	0.14759	69.902	2.5687	75.233	0.088487	-105.91
1.6	0.29684	155	0.15984	69.476	2.4107	73.129	0.084109	-105
1.7	0.29411	151.33	0.17183	68.915	2.274	71.12	0.080646	-104.63
1.8	0.29271	147.83	0.1836	68.259	2.1546	69.193	0.077837	-104.74
1.9	0.29239	144.51	0.19513	67.535	2.0494	67.338	0.075507	-105.3
2	0.29292	141.35	0.20646	66.761	1.9561	65.547	0.073541	-106.27

Tabla 5.1-4 Parámetros S circuito polarizado

Se puede apreciar como los parámetros S varían con pero no significativamente, aun así estos serán los parámetros que usaremos para realizar la red de adaptación.

Comparamos los parámetros S a 1GHz proporcionados por el fabricante y los obtenidos tras simulación:

$$[S]_{fabricante} = \begin{pmatrix} 0.359_{\angle -179.5^\circ} & 0.125_{\angle 70.6^\circ} \\ 3.783_{\angle 76.4^\circ} & 0.224_{\angle -49.1^\circ} \end{pmatrix}$$

$$[S]_{simulacion} = \begin{pmatrix} 0.37728_{\angle -178.02^\circ} & 0.08212_{\angle 65.645^\circ} \\ 3.9686_{\angle 88.172^\circ} & 0.14853_{\angle -117.7^\circ} \end{pmatrix}$$

Estas variaciones ocurren por culpa de las bobinas y los condensadores ya que idealmente deberían ser de valor infinito, aunque pusimos unos valores grandes, nos producen cambios en los parámetros S (de darles un valor mayor nos saldría un layout muy grande ya que trabajamos a una frecuencia relativamente baja, 1GHz).

- Ganancias

Frequency (GHz)	DB(GA()) Circuito polarizado	DB(GP()) Circuito polarizado	DB(GT()) Circuito polarizado	DB(GMax()) Parametros S y ruido
0.1	10.863	13.251	8.3799	19.191
0.2	22.051	24.731	15.285	18.904
0.3	22.924	19.854	21.511	19.248
0.4	25.211	21.16	23.648	19.887
0.5	24.542	28.647	20.797	20.731
0.6	19.097	21.552	18.048	21.407
0.7	16.432	17.715	15.98	20.238
0.8	14.612	15.495	14.374	16.106
0.9	13.213	13.898	13.069	14.227
1	12.07	12.64	11.973	12.865
1.1	11.099	11.596	11.028	11.774
1.2	10.255	10.704	10.2	10.856
1.3	9.5068	9.923	9.4616	10.061
1.4	8.8361	9.23	8.7974	9.3584
1.5	8.2285	8.6076	8.1944	8.7298
1.6	7.6738	8.0436	7.643	8.1614
1.7	7.1643	7.5289	7.1359	7.6435
1.8	6.6938	7.0564	6.6674	7.1686
1.9	6.2574	6.6207	6.2326	6.7309
2	5.8513	6.2174	5.8278	6.326

Tabla 5.1-5 Ganancias del circuito polarizado

Donde G_A se refiere a la ganancia disponible, G_P la ganancia de potencia y G_T la ganancia de transducción del circuito polarizado. Tras el diseño final del amplificador (redes de adaptación) estos valores de ganancia se variarán. Dependiendo de lo buena que sea nuestra red de adaptación, se reducirán o aumentarán más o menos, así que uno de nuestros objetivos claves será diseñar una muy buena red de adaptación para obtener ganancias lo más altas posibles.

- Parámetros de ruido

Frequency (GHz)	DB(NF()) Parametros S y ruido	DB(NFMin()) Parametros S y ruido	ZMN() Parametros S y ruido Unitless data (Real)	ZMN() Parametros S y ruido Unitless data (Imag)	RN() Parametros S y ruido
0	0	0	-1.#IND	1.#QNB	1e-018
0.1	4.3248	4.0273	64.338	29.378	41.942
0.2	3.2089	3.1175	48.949	16.454	21.373
0.3	2.887	2.8346	44.273	10.704	16.42
0.4	2.7655	2.7242	42.373	7.4208	14.61
0.5	2.7153	2.6773	41.318	5.2044	13.763
0.6	2.7005	2.662	40.518	3.5089	13.3
0.7	2.7088	2.6669	39.768	2.0786	13.02
0.8	2.7345	2.6866	38.992	0.77988	12.846
0.9	2.7745	2.718	38.176	-0.46112	12.744
1	2.8268	2.7589	37.325	-1.6849	12.701
1.1	2.8897	2.8075	36.454	-2.9126	12.712
1.2	2.9618	2.8621	35.58	-4.154	12.779
1.3	3.0416	2.9215	34.718	-5.4121	12.905
1.4	3.1283	2.9845	33.878	-6.6866	13.095
1.5	3.2207	3.0502	33.071	-7.9751	13.355
1.6	3.3179	3.1175	32.302	-9.2745	13.691
1.7	3.4191	3.1859	31.575	-10.582	14.109
1.8	3.5235	3.2546	30.892	-11.894	14.615
1.9	3.6306	3.3233	30.254	-13.209	15.215
2	3.7396	3.3913	29.659	-14.525	15.914

Tabla 5.1-6 Parámetros de ruido circuito polarizado

Vemos que la figura de ruido mínima $F_{min} = 2.7589 \text{ dB}$ a 1 GHz y factor de ruido $F = 2.8268 \text{ dB}$. La resistencia de ruido $R_N = 12.701$ y $Z_N = 37.325 - 1.6849j$.

Estos no son los parámetros de ruido finales del diseño, solo los del circuito polarizado, los parámetros de ruido del amplificador serán significativamente mayores ya que los demás componentes que usaremos para el diseño, como las líneas, introducirán más ruido.

5.1.5 Red de adaptación

En este apartado se pretende realizar el diseño de un amplificador de una etapa, partiendo de los parámetros S obtenidos del circuito polarizado. Como ya se ha dicho anteriormente, el objetivo de este apartado el diseño del amplificador de máxima ganancia sintonizado a frecuencia de 1GHz. Para la parte de la adaptación deberemos recordar una figura mostrada en el capítulo 2.

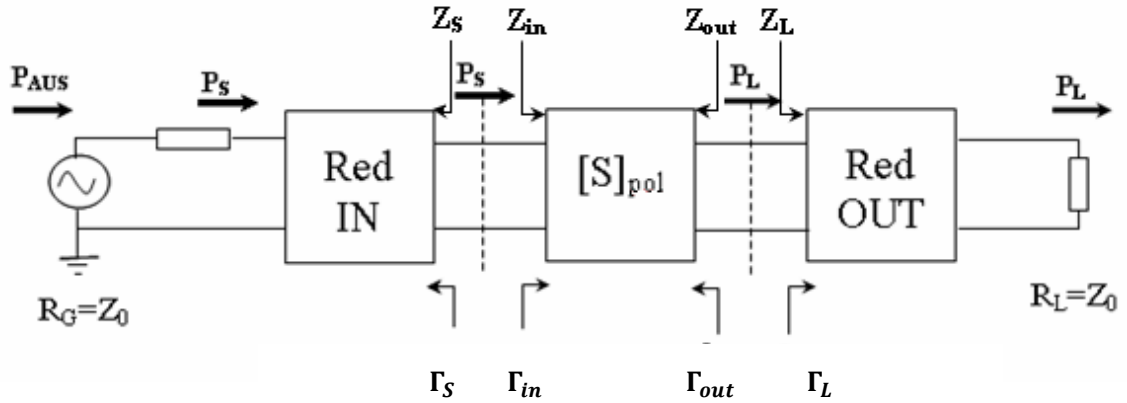


Figura 5.1-6 Esquema simplificado de un amplificador

Para máxima ganancia deberemos crear unas redes de adaptación que nos proporcionen adaptación conjugada simultánea en ambos puertos:

$$\Gamma_S = \left(s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \right)^* = \Gamma_{in}^*$$

$$\Gamma_L = \left(s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} \right)^* = \Gamma_{out}^*$$

O recíprocamente

$$Z_S = Z_{in}^*$$

$$Z_L = Z_{out}^*$$

El proceso de diseño que seguiremos para diseñar estas redes será

- Primer paso: diseñar las redes *ideales* de entrada y salida por separado.
- Segundo paso: conectar las redes *ideales* al transistor para obtener el circuito completo y se simula la respuesta del circuito para comprobar si esta bien adaptado.
- Tercer paso: diseñar las redes *reales* de entrada y salida por separado.
- Cuarto paso: conectar las redes *reales* al transistor para obtener el circuito completo y se simula la respuesta del circuito para comprobar si esta bien adaptado así como ver las características de ganancia y ruido del sistema.

5.1.5.1 Redes de adaptación ideales

Como hemos dicho, el primer y segundo paso corresponderá al diseño de las redes de adaptación ideales. Para ello comenzaremos calculando los coeficientes de reflexión de entrada y salida, Γ_{in} y Γ_{out} a 1GHz siguiendo la fórmula anterior o mediante una gráfica en MWO.

Frequency (GHz)	GM1() Parametros S y ruido	Ang(GM1()) (Deg) Parametros S y ruido	GM2() Parametros S y ruido	Ang(GM2()) (Deg) Parametros S y ruido
0				
0.1				
0.2				
0.3				
0.4				
0.5				
0.6				
0.7	0.90571	150.74	0.84824	98.069
0.8	0.5809	158.04	0.39735	90.177
0.9	0.48892	164.58	0.29317	81.808
1	0.43955	170.55	0.24446	73.934
1.1	0.40919	176.06	0.21822	67.059
1.2	0.38935	-178.82	0.203	61.307
1.3	0.37601	-174.03	0.19369	56.592
1.4	0.36701	-169.54	0.18773	52.751
1.5	0.36107	-165.31	0.18376	49.616
1.6	0.35737	-161.3	0.18103	47.041
1.7	0.35536	-157.51	0.17908	44.906
1.8	0.35467	-153.91	0.17764	43.119
1.9	0.35501	-150.48	0.17656	41.607
2	0.35619	-147.2	0.17573	40.313

Tabla 5.1-7 Coeficientes de reflexión de entrada y de salida

Los coeficientes de reflexión obtenidos a 1GHz serán los que utilizaremos para el diseño de nuestra red ya que esa es nuestra frecuencia de trabajo. Habría que añadir, que los valores que no aparecen en la tabla son a causa de que a esas frecuencias el transistor es inestables entonces no tiene sentido hablar de adaptación conjugada simultánea en ambos puertos.

Procedemos al diseño de las redes de entrada y de salida por separado:

Red de entrada ideal

El circuito sería:

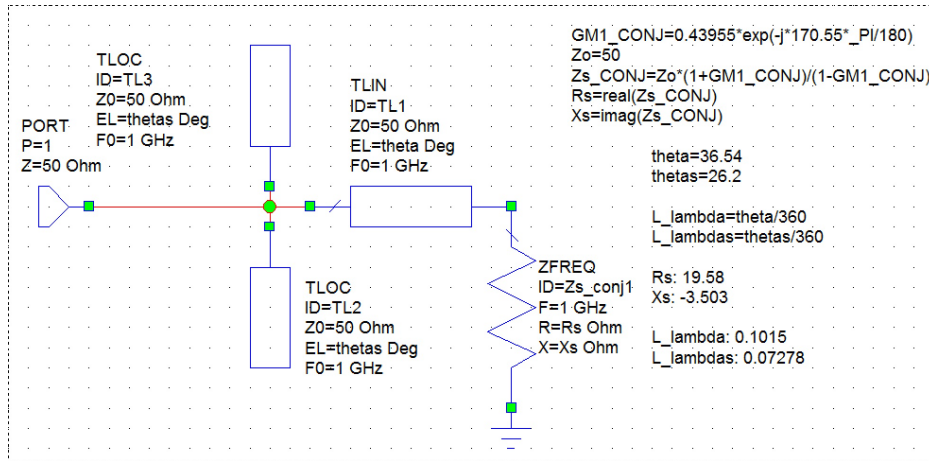


Figura 5.1-7 Red de adaptación de entrada ideal

Ahora vamos a explicar paso a paso como hemos realizado la red.

En las ecuaciones superiores podemos ver como el primer paso sería definir $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ siendo Γ_{in}^* el conjugado del valor GM1 obtenido en la tabla anterior. Definimos $Z_0 = 50 \Omega$ y calculamos el valor de Z_S^* según la fórmula:

$$Z_S^* = Z_0 \frac{1 + \Gamma_S^*}{1 - \Gamma_S^*}$$

Entonces tenemos:

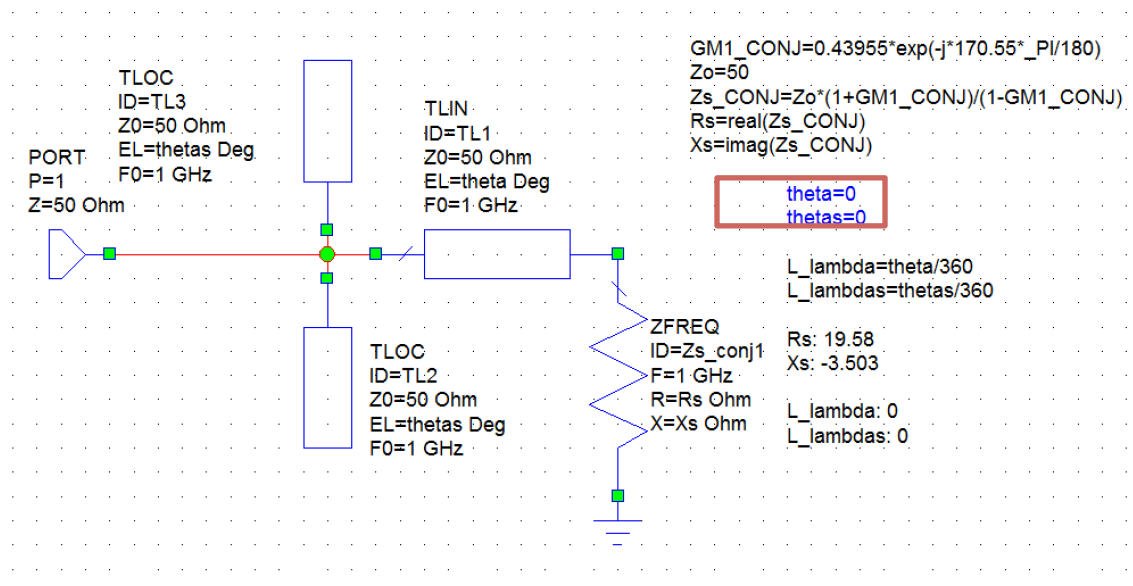
$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = 0.43955 \angle -170.55^\circ$$

$$Z_S = Z_{in}^* = 19.58 - 3.503j \Omega$$

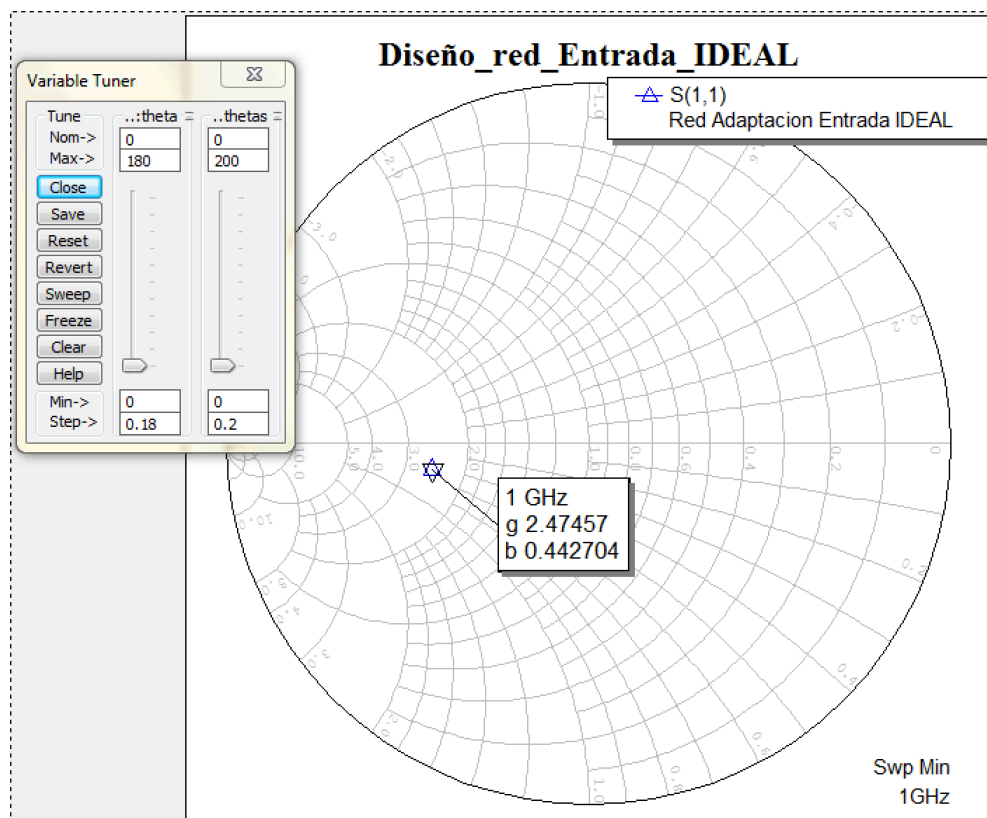
Como podemos ver la adaptación se hace con una línea mas dos stubs en paralelo. Al ser líneas ideales no tenemos problemas de perdidas ni dispersión.

Comenzamos la adaptación poniendo los valores de la longitud eléctrica de las líneas, θ , a 0 y nos vamos moviendo a lo largo de la línea hasta que tengamos la parte real adaptada (con valor 1 en la carta de Smith) y luego calculamos la longitud de los stubs para que nos anulen la parte imaginaria.

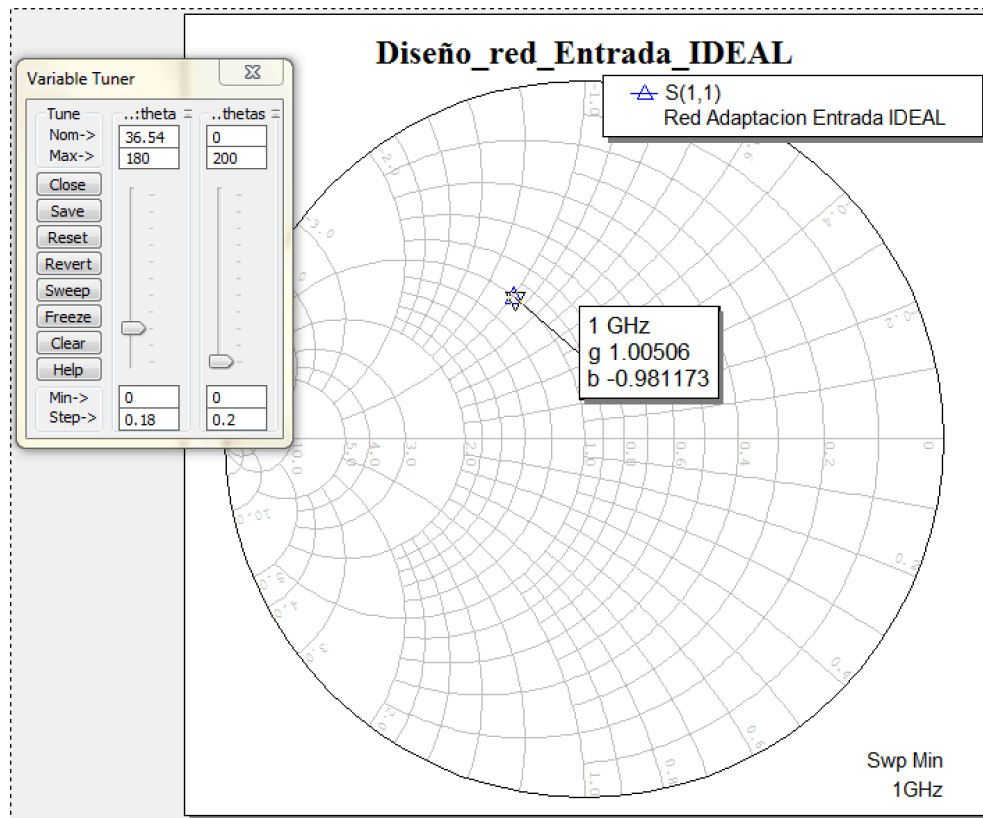
Con la herramienta *Tune* Tool de MWO seleccionamos las dos longitudes eléctricas, theta (la de la línea) y thetas (la de los stubs) para poder variar su valor mediante el *Tune*. El circuito inicial sería:



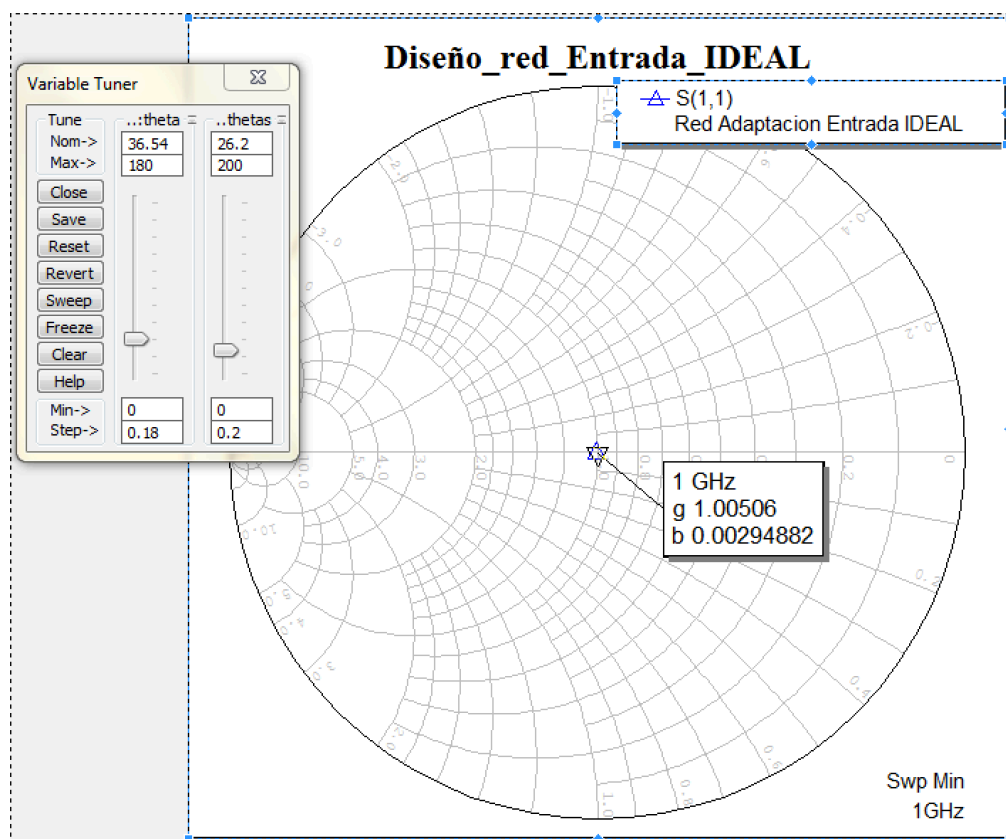
Como tenemos una red en paralelo, vamos a usar una carta de Smith de admitancias, intentando lograr que la conductancia, G , sea igual a 1 y la susceptancia, B , sea igual a 0. La carta de Smith obtenida con longitudes eléctricas nulas sería:



Moviéndonos sobre la línea conseguimos que G sea igual a 1 para un valor de $\theta = 36.54^\circ$:



Ahora con los stubs debemos simular una susceptancia de $+0.981173$ para que $0.981173 - 0.981173 = 0$ y tengamos susceptancia nula. Esto ocurre con $\theta_s = 26.2^\circ$:



Vemos como se podría decir que la entrada esta perfectamente adaptada mediante líneas ideales.

Red de salida ideal

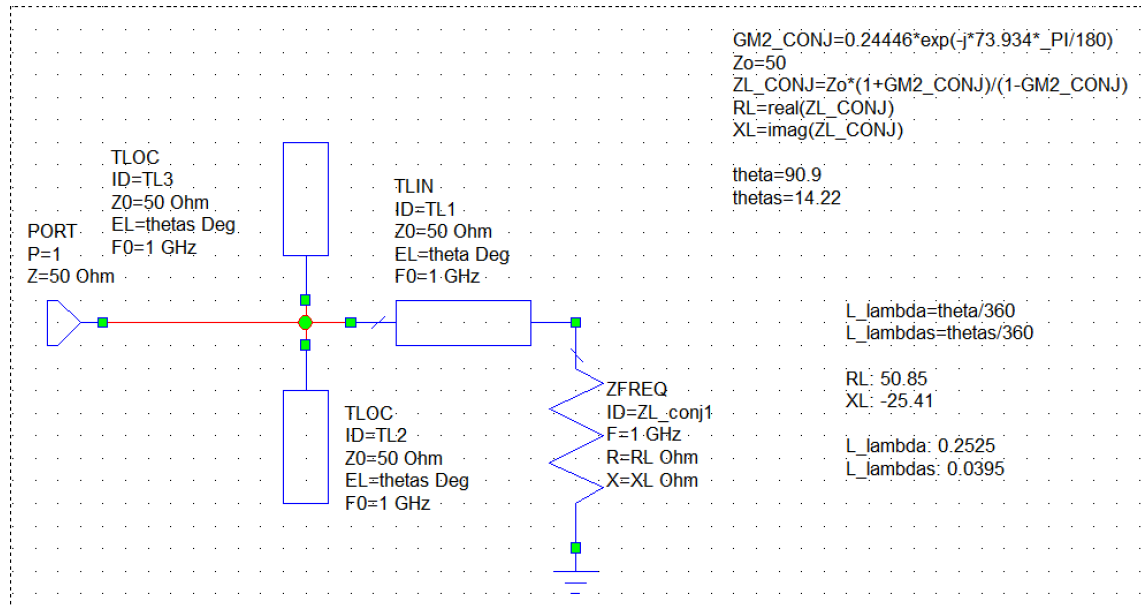


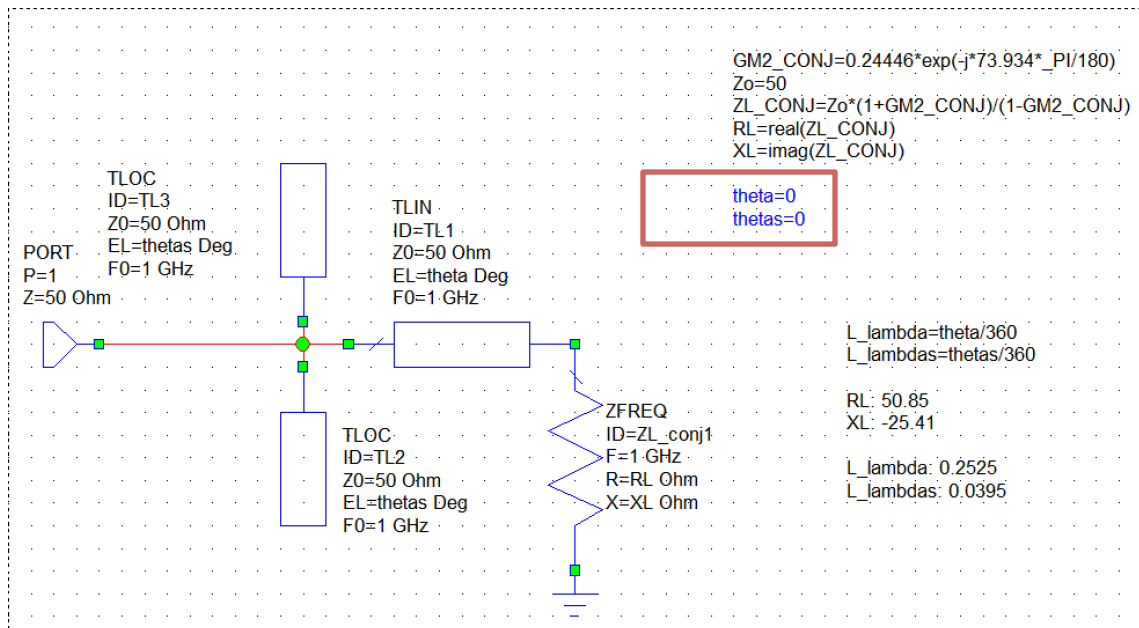
Figura 5.1-8 Red de adaptación de salida ideal

Aunque aparentemente parezca el mismo circuito podemos ver como el coeficiente de reflexión cambia, aunque la dinámica de la adaptación es la misma.

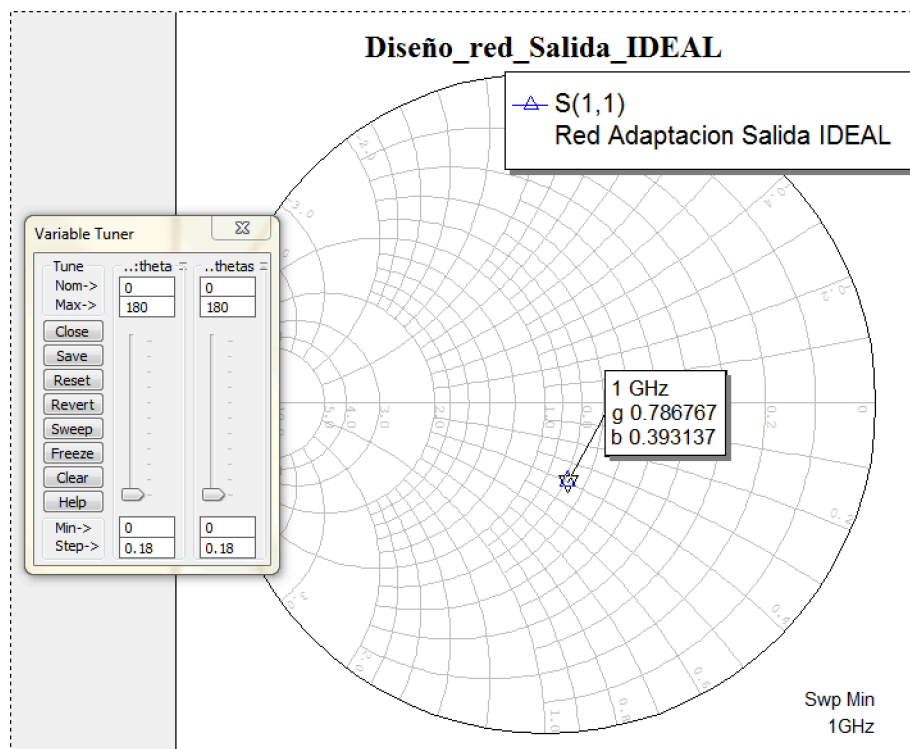
$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = 0.24446_{\angle -73.934^\circ}$$

$$Z_L = Z_{out}^* = 50.85 - 25.41j \Omega$$

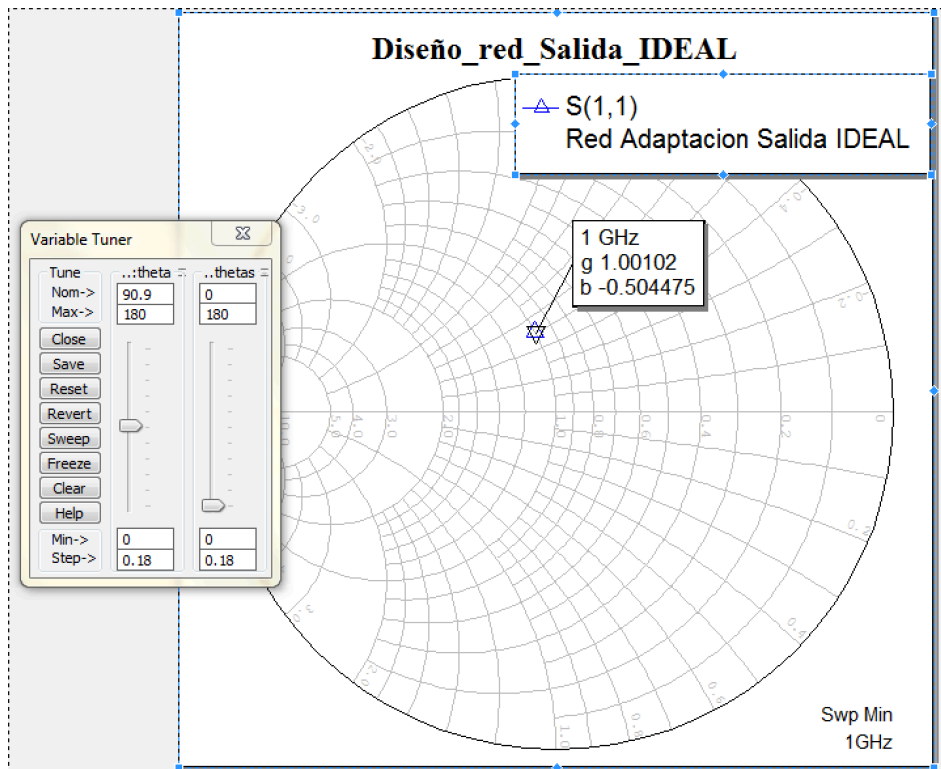
Volvemos a darle valor nulo a la longitud eléctrica y vamos variando su valor mediante Tune Tool para adaptar.



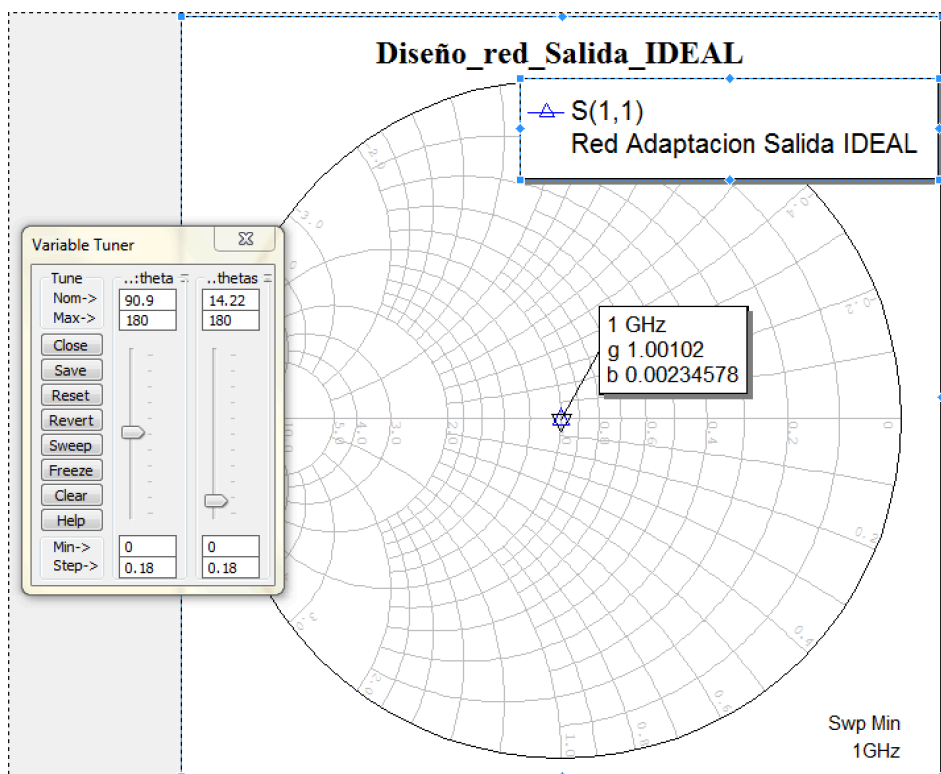
La carta de Smith sería:



Procedemos a la adaptación mediante la línea ideal:



Y con los stubs en paralelo anulamos la susceptancia como anteriormente:



Nuevamente vemos como la salida esta perfectamente adaptada.

Red ideal

El diseño final de la red de adaptación ideal sería:

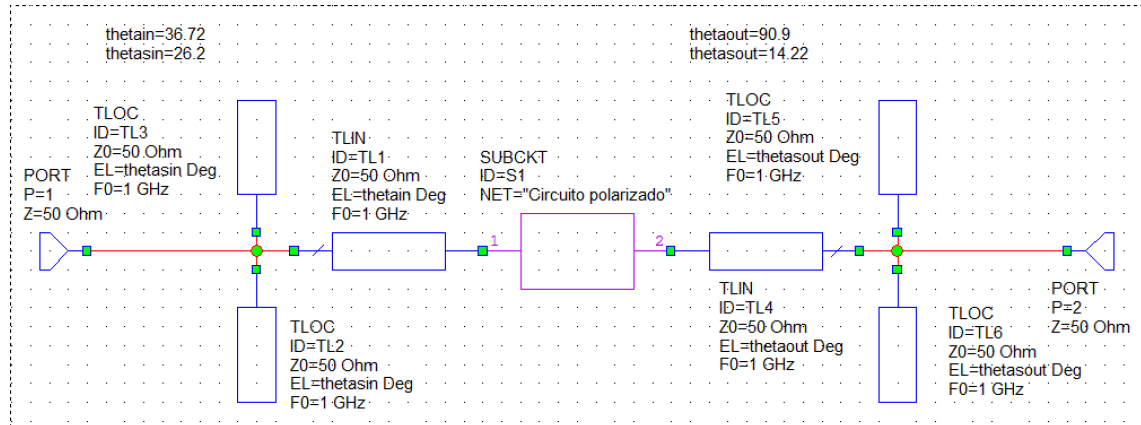
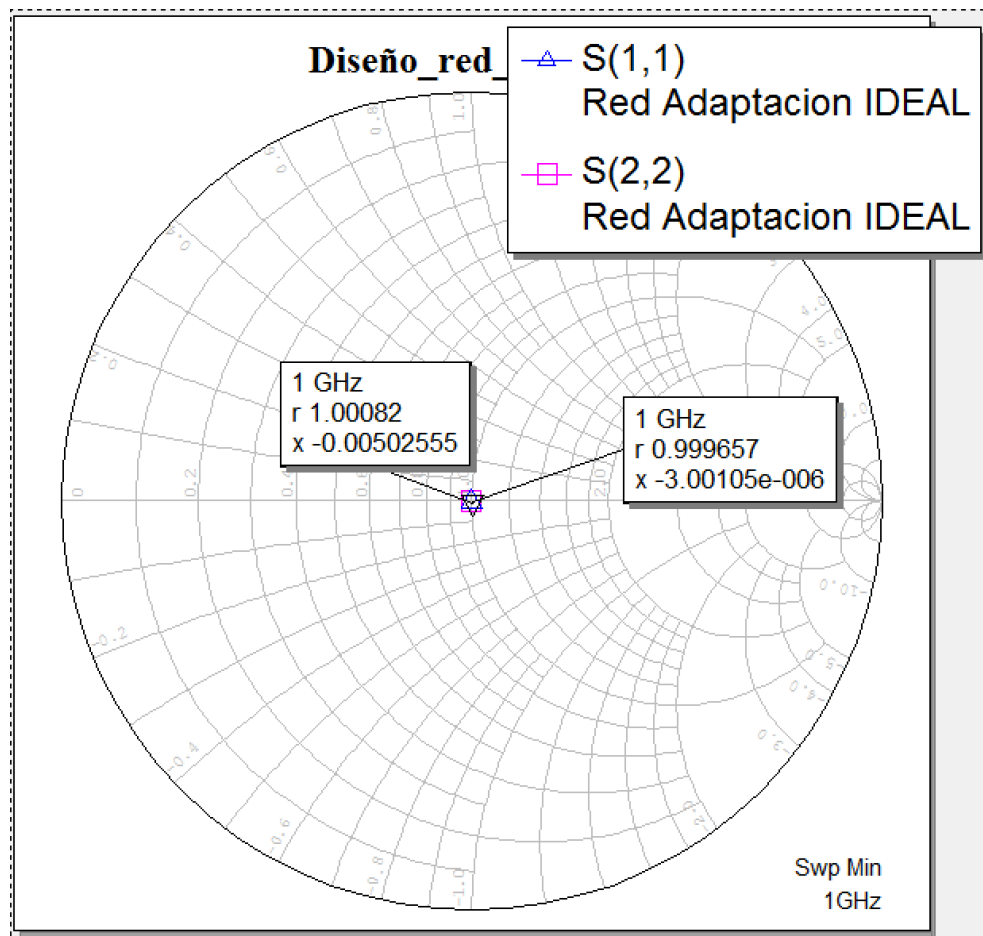


Figura 5.1-9 Red de adaptación ideal

La carta de Smith que nos informará de cómo de adaptado esta este circuito sería:



Como vemos tanto la entrada como la salida siguen perfectamente adaptadas. Esta reflexión puede verse también bien en una gráfica con la respuesta del diseño (sus parámetros S).

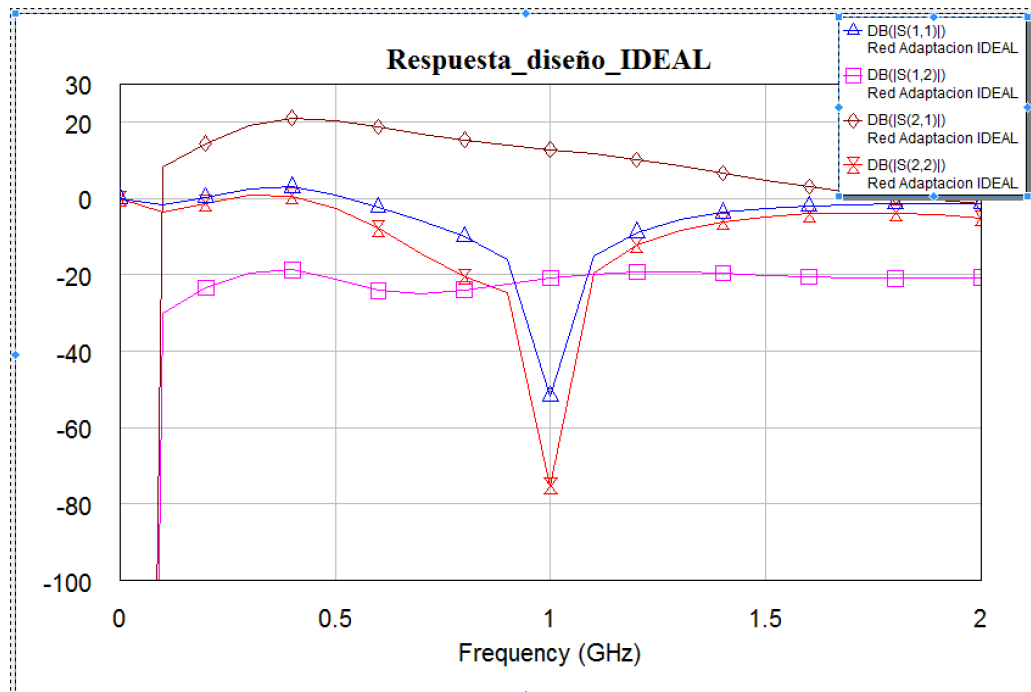


Figura 5.1-10 Parámetros S del circuito adaptado ideal en dB

Aquí podemos ver como los valores de s_{11} y s_{22} en decibelios son muy bajos (idealmente debería ser $-\infty$) lo que significa que están adaptados.

Ya podríamos decir que hemos acabado el diseño de la red de adaptación ideal y hemos obtenido muy buenos resultados que los valores de adaptación son muy altos como hemos visto.

5.1.5.2 Redes de adaptación reales

En este apartado vamos a realizar las redes de adaptación reales de nuestro amplificador de máxima ganancia. Para ello usaremos la herramienta TXLine para calcular la longitud física y el ancho de las líneas reales (*Tools* → *TXLine*) y luego ajustar el valor con la herramienta Tune Tool nuevamente para mejorar la adaptación, pero antes de esto, debemos definir el sustrato que vamos a utilizar. Recordemos que vamos a usar la tecnología microstrip. A Continuación vamos a caracterizar el sustrato a utilizar:

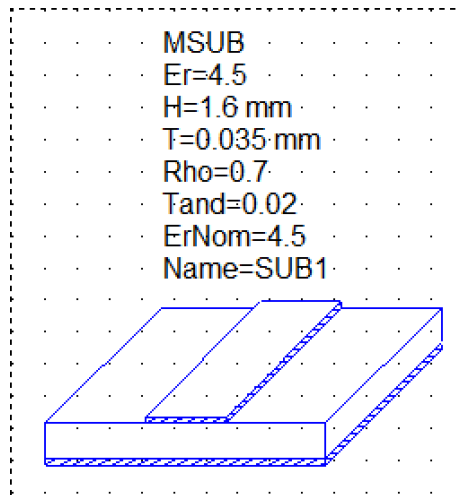


Figura 5.1-11 Sustrato

Las características del sustrato son las vistas al principio de este capítulo.

Constante dieléctrica relativa: $\epsilon_r=4.5$

Altura del sustrato: $H=1.6$ mm

Espesor del material conductor: $T=0.035$ mm

Tangente de pérdidas: $\tan\delta=0.02$

Resistividad normalizada respecto del oro: $Rho=0.7$

Red de entrada real

Para la red de entrada real comenzaremos usando la herramienta TXLine mencionada con anterioridad.

En el caso de la línea de transmisión de entrada el resultado sería:

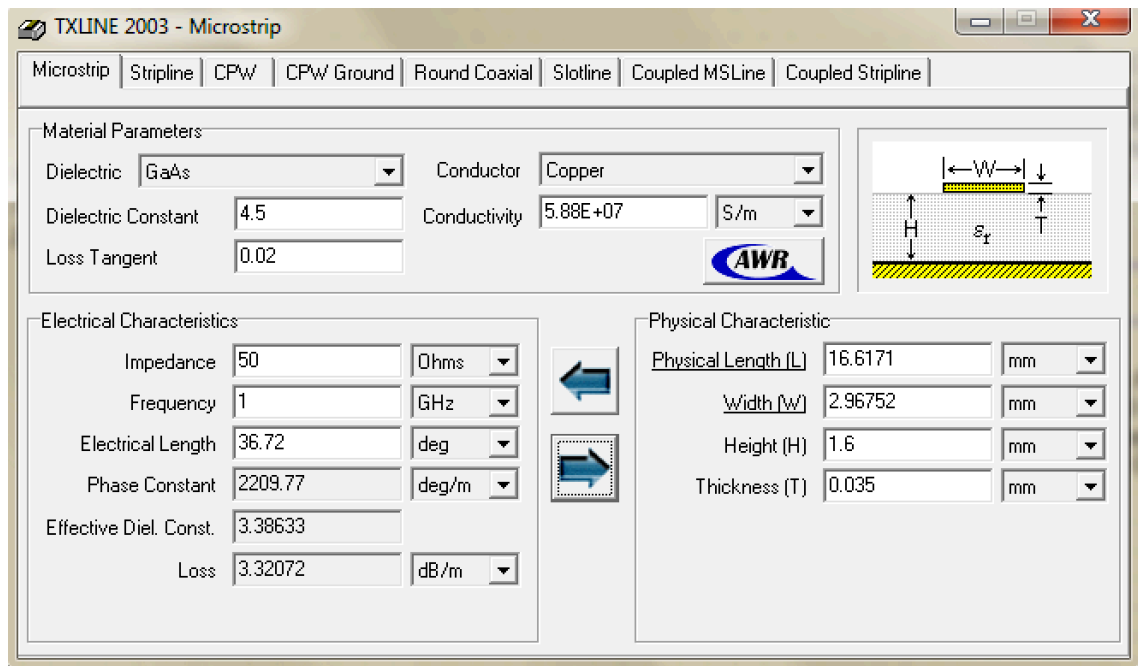


Figura 5.1-12 TXLine de la línea de entrada

Y para los stubs:

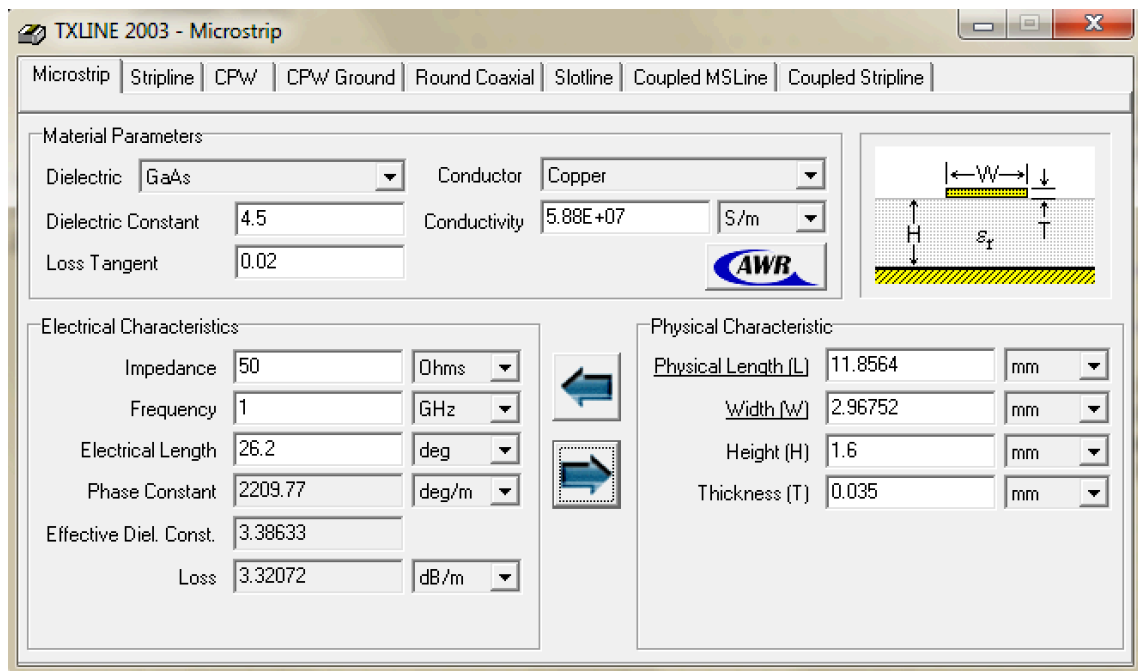


Figura 5.1-13 TXLine de los stubs de entrada

Con esto el circuito de entrada que nos quedaría sería:

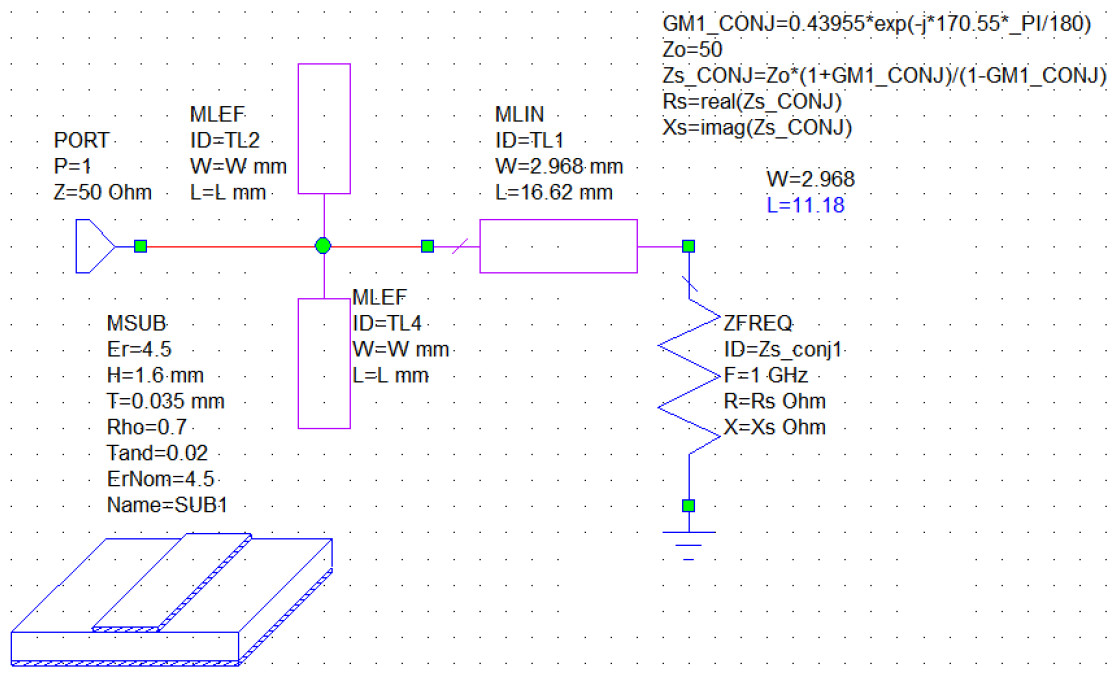
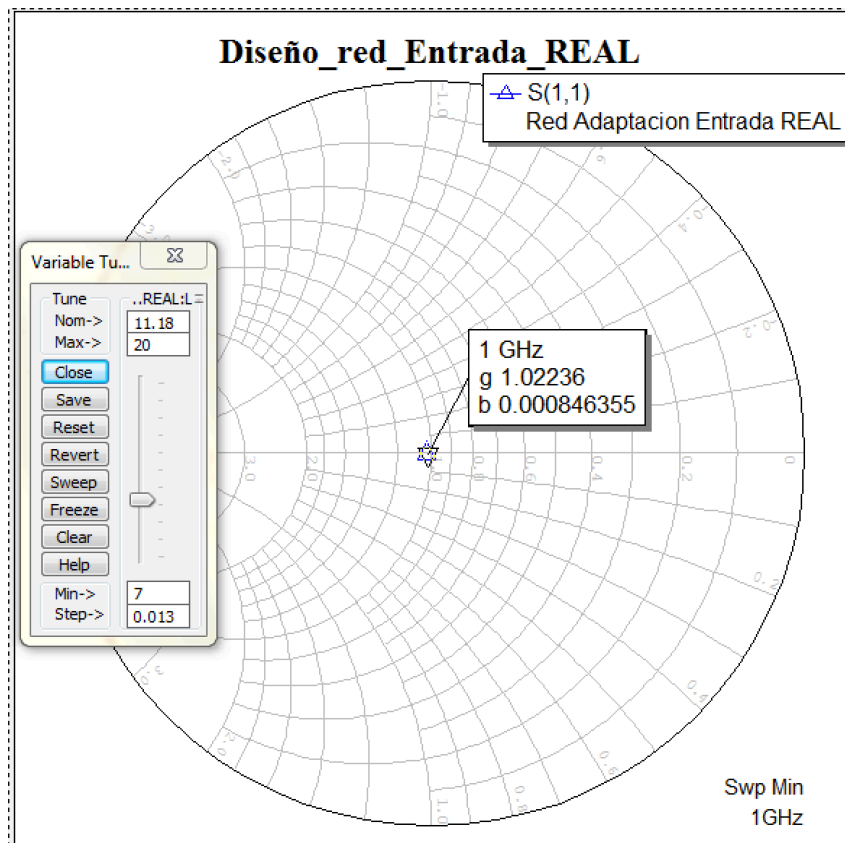


Figura 5.1-14 Red de adaptación de entrada real

Donde podemos observar que la longitud física de los stubs (la L que vemos en azul) ha experimentado un pequeño cambio con referencia a lo que aparece en la figura 5.1-11, esto sucede, como hemos dicho antes, por ese pequeño ajuste que hacemos para mejorar la adaptación. Esta puede verse en la siguiente imagen:



Vemos como la adaptación empeora un poco con respecto a de la red ideal, pero sigue estando bien adaptado.

Red de salida real

El proceso para la red de salida será el mismo que para la de entrada. Lo primero será el TXLine.

La línea de transmisión de salida:

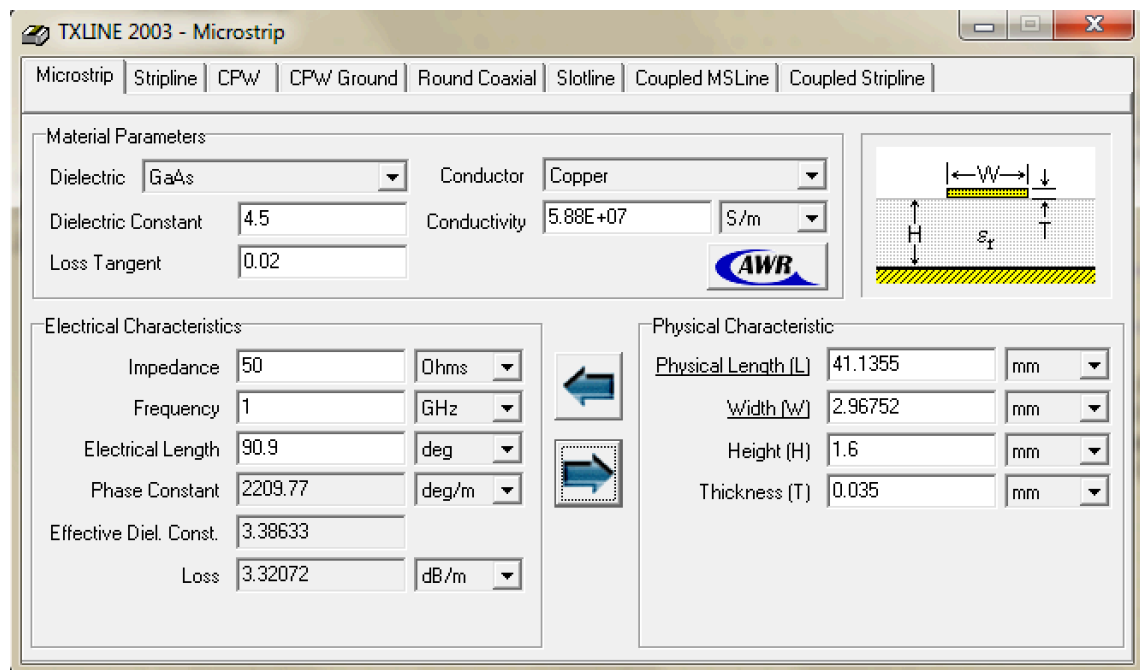


Figura 5.1-15 TXLine de la línea de salida

Y para los stubs:

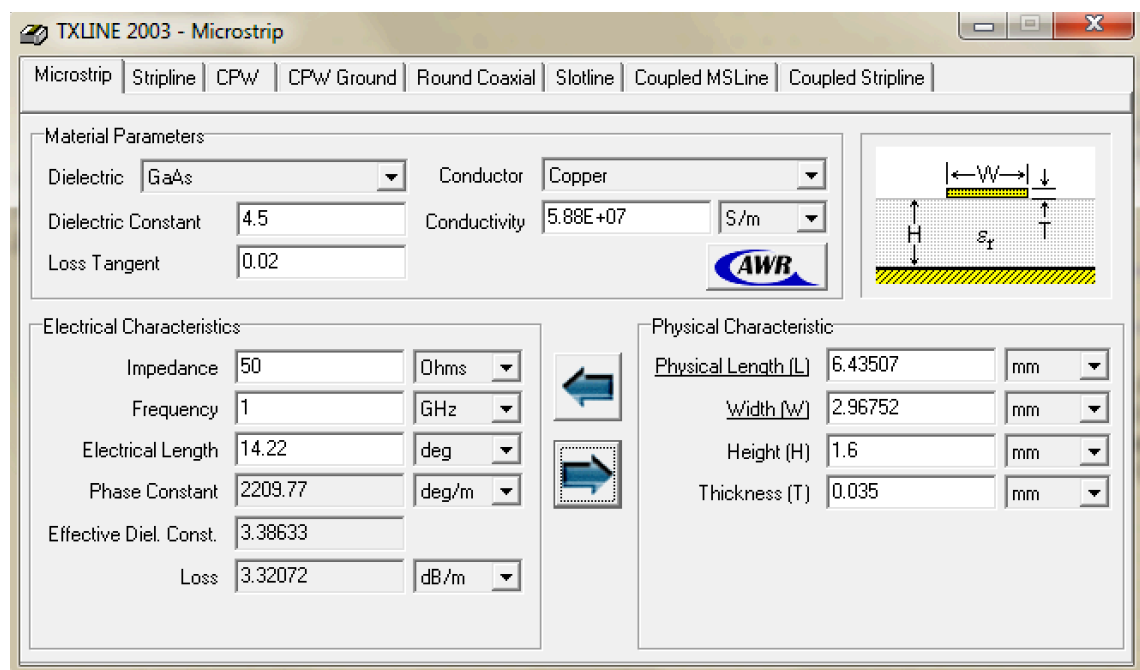


Figura 5.1-16 TXLine de los stubs de salida

Lo que nos da como resultado el siguiente circuito:

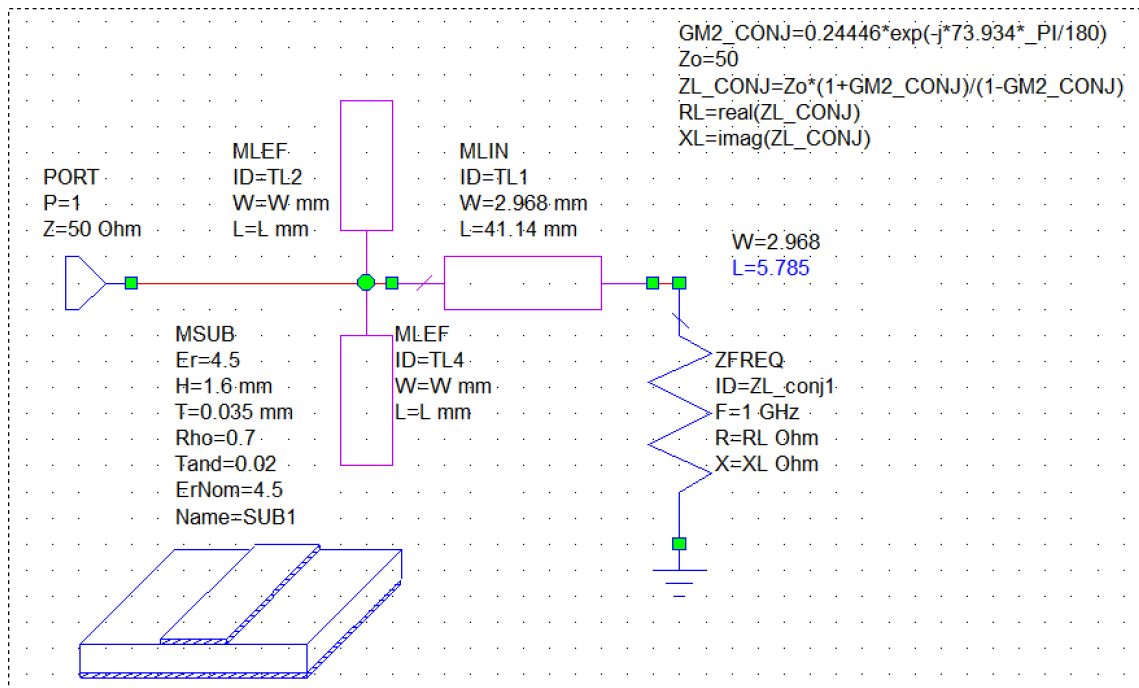
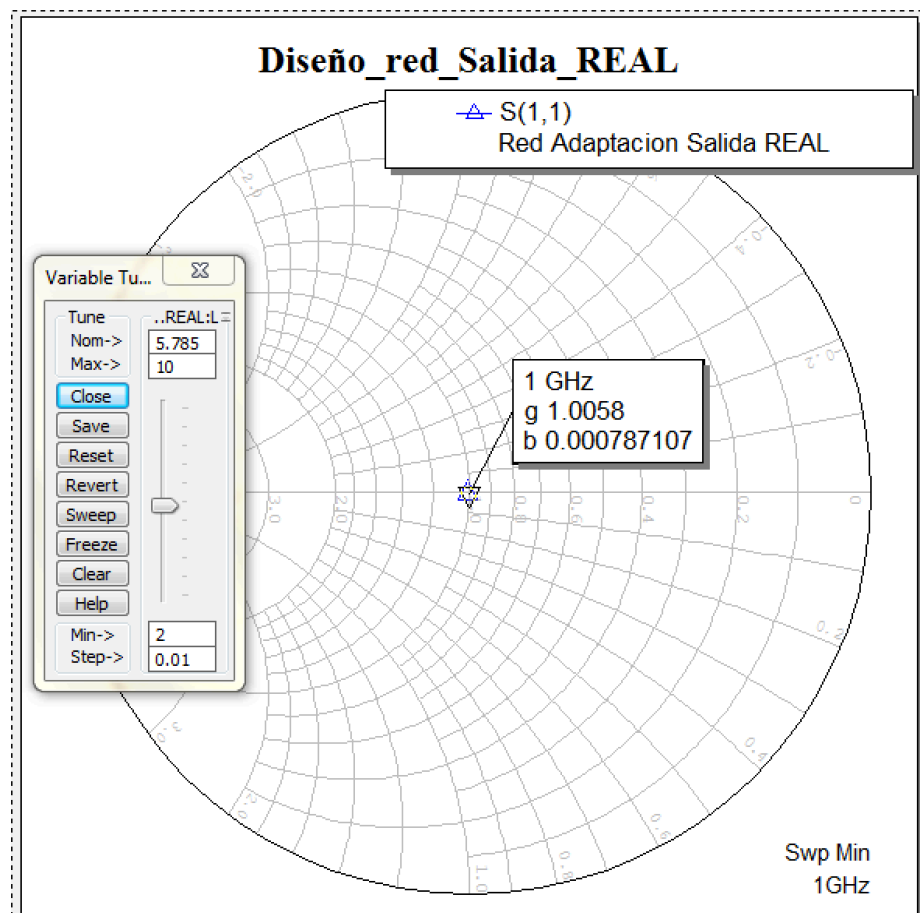


Figura 5.1-17 Red de adaptación de salida real

Nuevamente vemos como la longitud física de los stubs ha sido ajustada para mejorar la adaptación. El resultado es:



Red real

Una vez diseñadas cada una de las redes de adaptación y obtenidos sus parámetros físicos óptimos, se procede a implementar el circuito final. Para ello se unen las dos redes de entrada y de salida diseñadas con el subcircuito, que contiene los parámetros S medidos del transistor polarizado. Además se añaden dos líneas de $50\ \Omega$ en la entrada y salida de circuito para la conexión con los conectores, siendo su longitud $\lambda/4$ que han sufrido un pequeño ajuste para mejorar la adaptación, y los cruces en forma de cruz que son imprescindibles para la unión de cuatro líneas de transmisión, estas también introducirán pérdidas.

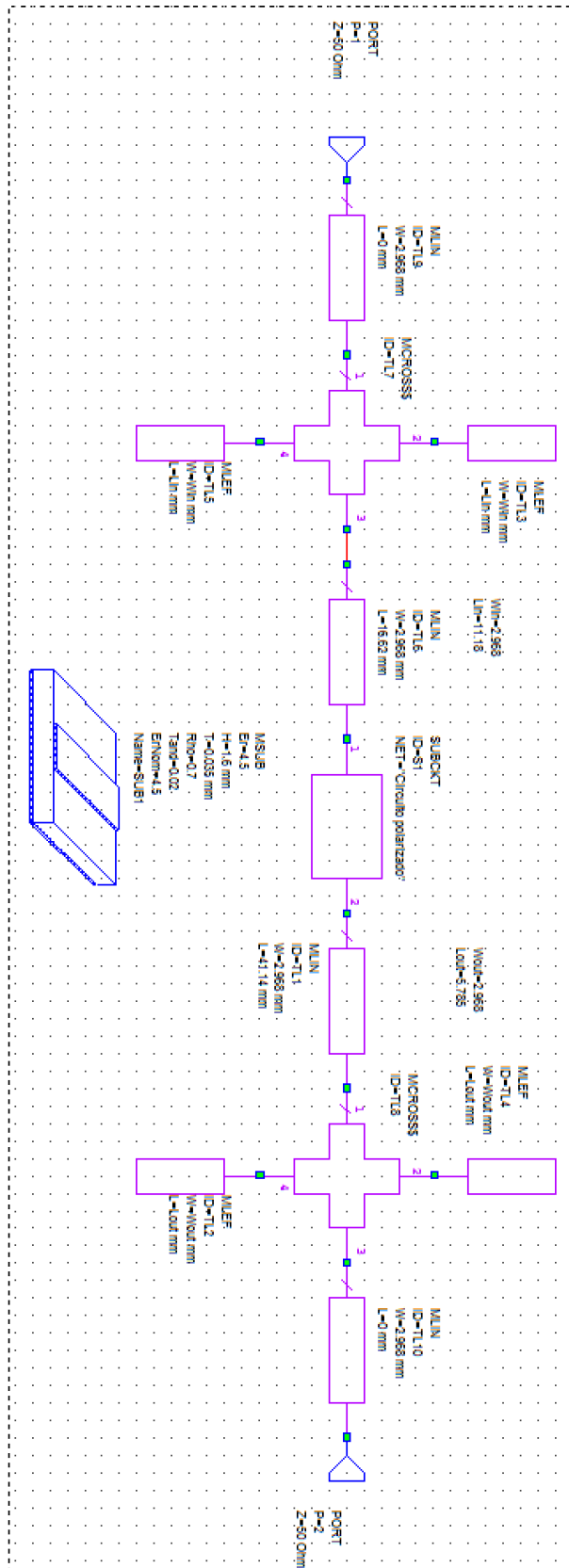
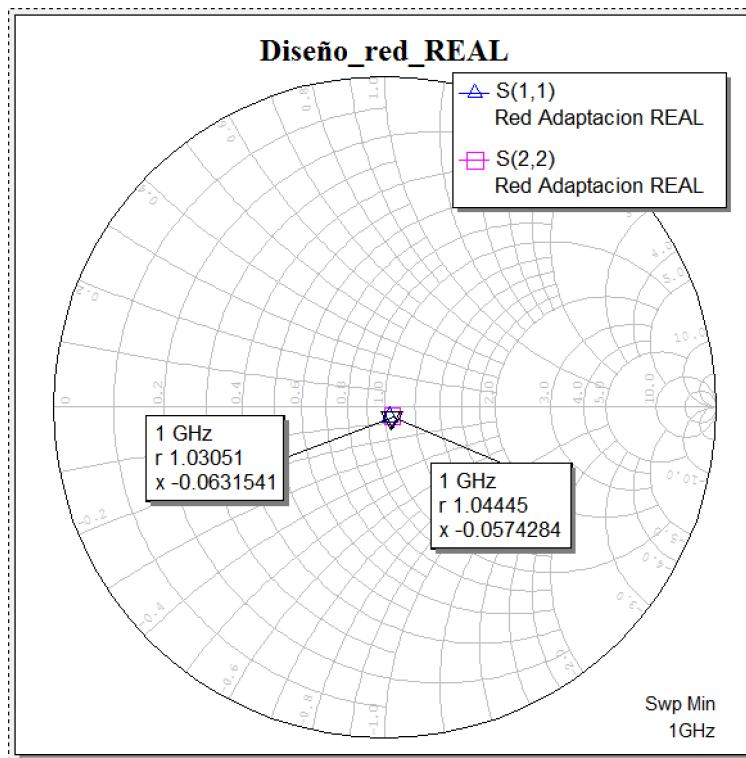


Figura 5.1-18 Red de adaptación real

Los resultados de adaptación serían:



Vemos que al diseñarla con redes reales la adaptación empeora un poco con relación a los resultados obtenidos con la red de adaptación ideal, pero se puede seguir considerando una buena adaptación.

En la gráfica con la respuesta del circuito también se puede apreciar este empeoramiento de la adaptación:

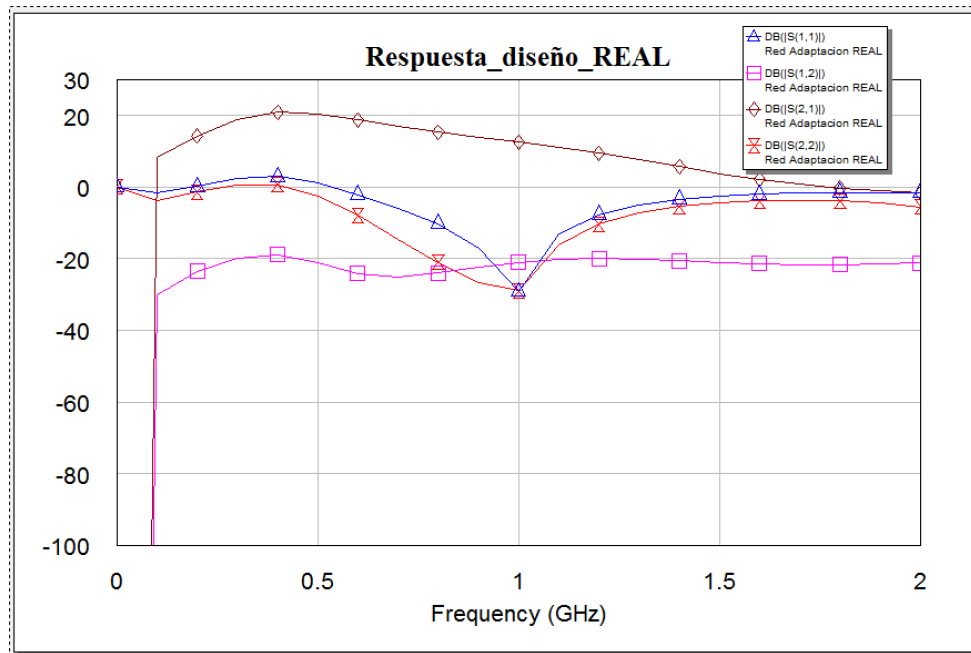


Figura 5.1-19 Parámetros S del circuito adaptado real en dB

Ya tenemos el amplificador perfectamente caracterizado con su red de polarización y sus redes de adaptación reales, en el siguiente apartado procederemos a analizar los resultados obtenidos con este diseño.

También podemos ver estos parámetros en forma de tabla:

Frequency (GHz)	S(1,1) Red Adaptacion REAL	Ang(S(1,1)) (Deg) Red Adaptacion REAL	S(1,2) Red Adaptacion REAL	Ang(S(1,2)) (Deg) Red Adaptacion REAL	S(2,1) Red Adaptacion REAL	Ang(S(2,1)) (Deg) Red Adaptacion REAL	S(2,2) Red Adaptacion REAL	Ang(S(2,2)) (Deg) Red Adaptacion REAL
0	1	0	0	0	0	0	1	0
0.1	0.82057	-26.514	0.030785	71.753	2.5551	-145.79	0.65791	-25.208
0.2	1.0195	-54.118	0.066495	41.223	5.1667	-167.29	0.85257	-53.921
0.3	1.3062	-88.387	0.10298	4.3772	8.6603	154.43	1.0801	-93.623
0.4	1.3996	-129.43	0.11391	-37.963	11.098	104.96	1.0715	-141.14
0.5	1.1254	-165.76	0.088598	-71.263	10.485	57.363	0.74432	176.76
0.6	0.77561	169.79	0.062556	-84.155	8.6487	19.082	0.40439	149.41
0.7	0.50512	154.67	0.05541	-82.757	7.0309	-12.185	0.18674	140.69
0.8	0.30591	144.78	0.062949	-85.383	5.8344	-39.619	0.088867	156.98
0.9	0.13754	136.76	0.075511	-96.63	4.9541	-65.397	0.045771	179.31
1	0.034525	-62.434	0.087964	-113.4	4.2508	-90.87	0.035506	-50.652
1.1	0.22062	-69.407	0.097106	-133.26	3.6104	-116.43	0.15588	-44.696
1.2	0.40481	-83.16	0.10069	-154.18	2.985	-141.4	0.30241	-59.372
1.3	0.55973	-96.9	0.098901	-174.26	2.4042	-164.53	0.43789	-75.907
1.4	0.67228	-109.11	0.094142	167.61	1.9191	174.92	0.54066	-91.278
1.5	0.74663	-119.37	0.088973	151.55	1.5485	156.88	0.60761	-104.74
1.6	0.79308	-127.81	0.084923	137.1	1.2808	140.75	0.64385	-116.43
1.7	0.82063	-134.77	0.082639	123.55	1.0936	125.75	0.65428	-126.72
1.8	0.83532	-140.52	0.082309	110.17	0.96595	111.11	0.64053	-135.94
1.9	0.84113	-145.23	0.083849	96.193	0.88064	95.996	0.60057	-144.11
2	0.84166	-148.92	0.086795	80.792	0.82234	79.578	0.53056	-150.44

Tabla 5.1-8 Parametros S del circuito con la red real

De esta tabla se puede sacar en claro que tanto el modulo de s_{11} como de s_{22} son pequeños por lo que aquí tenemos otra forma de ver que la adaptación es buena. También obtenemos un valor bajo de s_{12} que provocaría unilateralidad como se desea, y un valor alto de s_{21} que proporciona una ganancia del transistor, G_0 , mayor.

Los parámetros físicos optimizados de las líneas se resumen en la siguiente tabla:

	Anchura (mm)	Longitud (mm)
Líneas de transmisión de entrada	2.96752	16.62
Stubs de entrada	2.96752	11.18
Líneas de transmisión de salida	2.96752	41.14
Stubs de salida	2.96752	5.785

Tabla 5.1-9 Parámetros físicos de las líneas

5.1.6 Resultados obtenidos de ganancia y ruido

En este apartado vamos a ver los resultados que nos proporciona el diseño anterior desde el punto de vista de ganancia como el de ruido

Ganancias

En la siguiente tabla podemos ver las ganancias obtenidas con este diseño, que recordemos que es de máxima ganancia.

- Con líneas ideales

Frequency (GHz)	DB(GA()) Red Adaptacion IDEAL	DB(GP()) Red Adaptacion IDEAL	DB(GT()) Red Adaptacion IDEAL	DB(GMax()) Red Adaptacion IDEAL
0	-400	-400	-400	-400
0.1	10.724	13.168	8.2161	19.191
0.2	20.432	26.331	14.447	18.904
0.3	25.622	20.147	19.058	19.248
0.4	28.743	21.15	21.129	19.887
0.5	23.864	26.655	20.436	20.731
0.6	19.499	22.589	18.72	21.407
0.7	17.138	18.269	16.974	20.238
0.8	15.466	15.885	15.427	16.106
0.9	14.101	14.195	14.086	14.227
1	12.865	12.865	12.865	12.865
1.1	11.662	11.752	11.613	11.774
1.2	10.44	10.771	10.17	10.856
1.3	9.1827	9.8743	8.4802	10.061
1.4	7.8934	9.0289	6.6328	9.3584
1.5	6.5886	8.2182	4.7908	8.7298
1.6	5.2873	7.437	3.0936	8.1614
1.7	4.006	6.6887	1.6258	7.6435
1.8	2.7566	5.9817	0.42528	7.1686
1.9	1.5462	5.3269	-0.50541	6.7309
2	0.37771	4.7348	-1.2016	6.326

Tabla 5.1-10 Ganancias del amplificador de máxima ganancia

Vemos como la ganancia disponible es $G_A = 12.865 \text{ dB}$, la ganancia de potencia $G_P = 12.865 \text{ dB}$, la ganancia de transducción $G_T = 12.865 \text{ dB}$ y la ganancia máxima

disponible $MAG = 12.865 \text{ dB}$. Resultados lógicos ya que las líneas no tienen pérdidas por lo que se consigue la MAG y al producirse adaptación conjugada simultanea en ambos puertos, $M_1=1$ y $M_2=1$ todas las ganancias son iguales.

$$G_A = G_P = G_T = MAG$$

	Circuito polarizado	Circuido con líneas ideales
Ganancia disponible, G_A	12.07 dB	12.865 dB
Ganancia de potencia, G_P	12.64 dB	12.865 dB
Ganancia de transducción, G_T	11.973 dB	12.865 dB
MAG	12.865 dB	12.865 dB

Tabla 5.1-11 Comparación de ganancias

- Con líneas Microstip

Frequency (GHz)	DB(GA()) Red Adaptacion REAL	DB(GP()) Red Adaptacion REAL	DB(GT()) Red Adaptacion REAL	DB(GMax()) Red Adaptacion REAL
0	-400	-400	-400	-400
0.1	10.611	13.007	8.148	19.191
0.2	19.901	28.304	14.264	18.904
0.3	26.535	20.261	18.751	19.248
0.4	29.2	21.087	20.905	19.887
0.5	23.918	26.153	20.411	20.731
0.6	19.515	22.735	18.739	21.407
0.7	17.094	18.219	16.94	19.873
0.8	15.354	15.747	15.32	15.917
0.9	13.908	13.982	13.899	13.995
1	12.575	12.575	12.569	12.582
1.1	11.258	11.368	11.151	11.433
1.2	9.9153	10.276	9.4988	10.451
1.3	8.5441	9.2519	7.6195	9.5869
1.4	7.1633	8.2737	5.6618	8.8112
1.5	5.7994	7.3388	3.7984	8.1056
1.6	4.4749	6.4559	2.1499	7.4578
1.7	3.2042	5.6378	0.77749	6.8589
1.8	1.9926	4.8955	-0.30088	6.3022
1.9	0.83878	4.2347	-1.1041	5.7818
2	-0.26331	3.6529	-1.699	5.2926

Tabla 5.1-12 Ganancias del amplificador de máxima ganancia

Vemos como la ganancia disponible es $G_A = 12.575 \text{ dB}$, la ganancia de potencia $G_P = 12.575 \text{ dB}$, la ganancia de transducción $G_T = 12.569 \text{ dB}$ y la ganancia máxima disponible $MAG = 12.582 \text{ dB}$. En este caso podemos ver como la ganancia ha disminuido

debido a las pérdidas de los conductores y los valores de las ganancias no son exactamente iguales, aunque parecidos.

$$G_A = G_P \approx G_T \approx MAG$$

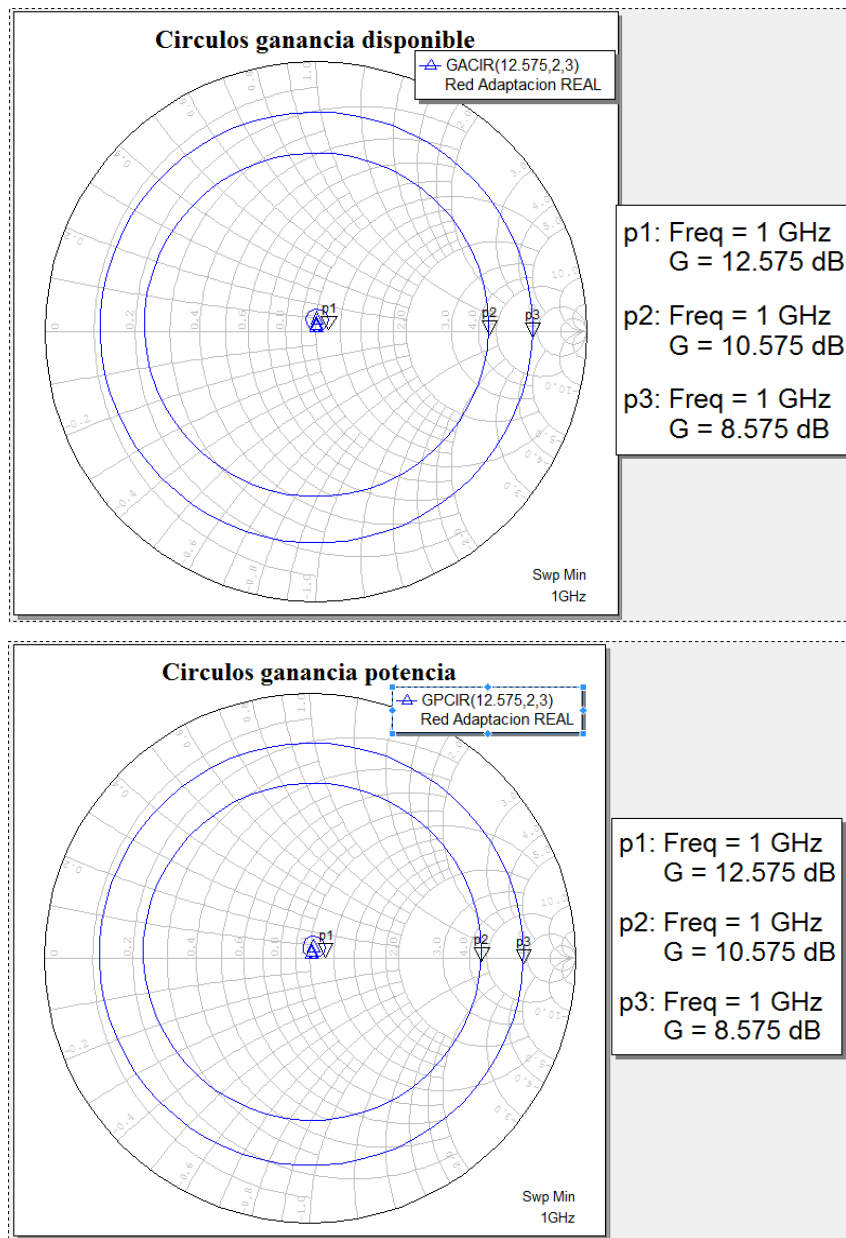
Si comparamos estos valores de ganancia con los obtenidos anteriormente podemos comprobar como, al ser un diseño de máxima ganancia, algunos valores son mayores y en el caso de la ganancia de potencia es un valor cercano.

	Circuito polarizado	Circuito con líneas Microstrip
Ganancia disponible, G_A	12.07 dB	12.575 dB
Ganancia de potencia, G_P	12.64 dB	12.575 dB
Ganancia de transducción, G_T	11.973 dB	12.569 dB
MAG	12.865 dB	12.582 dB

Tabla 5.1-13 Comparación de ganancias

Con lo que podemos concluir que los resultados obtenidos hablando desde el punto de vista de las ganancias son satisfactorios.

A continuación vamos a mostrar los círculos de ganancia constante tanto de ganancia disponible como de ganancia de potencia a nuestra frecuencia de diseño, 1 GHz:



Vemos como ambas graficas son similares ya que los valores de ganancia disponible y ganancia de potencia son idénticos.

Ruido

Ahora vamos a ver las características de ruido:

Frequency (GHz)	DB(NF()) Red Adaptacion REAL	DB(NFMin()) Red Adaptacion REAL	ZMN() Red Adaptacion REAL	Ang(ZMN()) (Deg) Red Adaptacion REAL	RN() Red Adaptacion REAL
0	686.68	613.36	4.295e+009	0	2.3283e+070
0.1	4.4383	4.0488	62.195	32.891	40.229
0.2	3.3711	3.1461	43.792	27.596	19.597
0.3	3.0648	2.8702	38.469	23.11	14.868
0.4	2.9512	2.7682	36.847	20.734	13.424
0.5	2.9099	2.7312	36.572	20.103	13.063
0.6	2.9096	2.7275	36.886	20.833	13.216
0.7	2.9431	2.7457	37.472	22.742	13.71
0.8	3.0126	2.7809	38.109	25.789	14.493
0.9	3.1266	2.8306	38.546	29.968	15.55
1	3.2981	2.8932	38.487	35.168	16.875
1.1	3.5434	2.9675	37.671	41.092	18.449
1.2	3.8777	3.0526	35.999	47.267	20.237
1.3	4.3119	3.1477	33.606	53.19	22.178
1.4	4.8483	3.2522	30.775	58.481	24.193
1.5	5.4793	3.3654	27.804	62.961	26.18
1.6	6.189	3.4866	24.907	66.614	28.028
1.7	6.9567	3.6152	22.201	69.519	29.617
1.8	7.7611	3.7503	19.73	71.79	30.832
1.9	8.5832	3.8914	17.493	73.537	31.566
2	9.4078	4.038	15.471	74.853	31.73

Tabla 5.1-14 Parámetros de ruido del amplificador

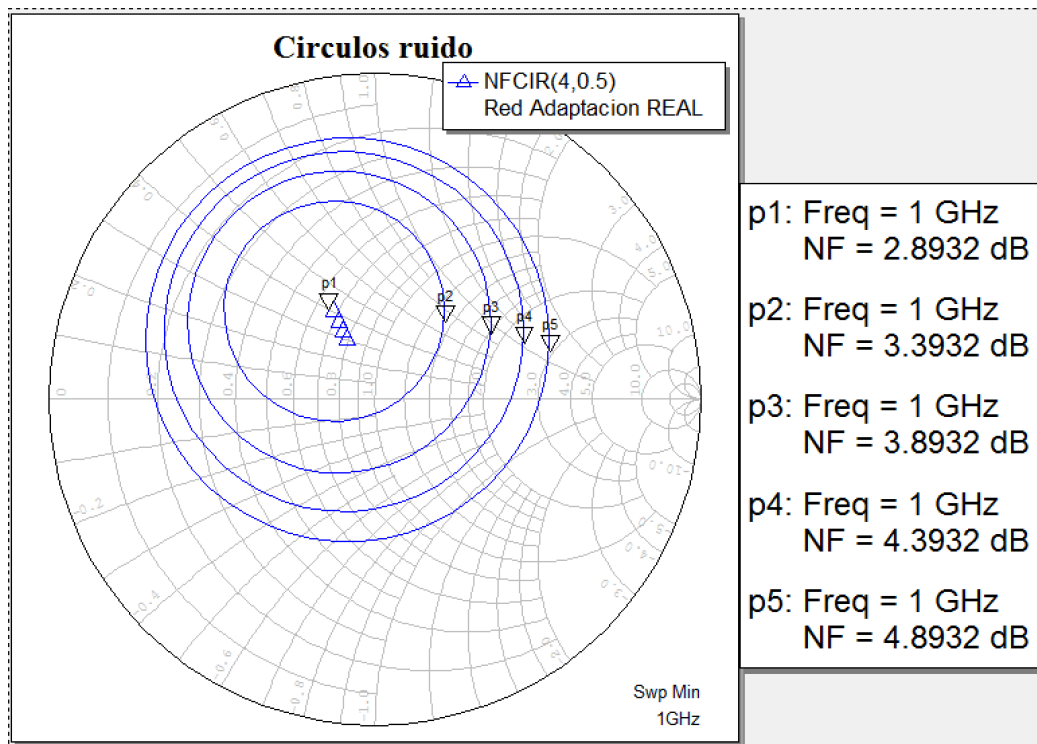
Vemos como la figura de ruido, $F = 3.2981 \text{ dB}$ y la figura mínima de ruido, $F_{min} = 2.8932 \text{ dB}$ son un poco altas, pero tampoco podemos considerar que sea un amplificador muy ruidoso, entran dentro de lo que puede llamarse aceptable para nuestra frecuencia de trabajo. Destacar de nuevo que este amplificador es de máxima ganancia, el de mínimo ruido lo diseñaremos posteriormente.

Como ya advertimos, estos parámetros de ruido son peores que los obtenidos solo en el circuito de polarización debido al ruido introducido en la adaptación.

	Circuito polarizado	Circuido con líneas Microstrip
Factor de ruido, F	2.8268 dB	3.2981 dB
Figura mínima de ruido, F_{min}	2.7589 dB	2.8932 dB

Tabla 5.1-15 Comparación de los parámetros de ruido

También vamos a mostrar los círculos de ruido contante a 1 GHz:



5.1.7 Creación del layout

Para elaborar el layout del circuito final se deberán tener en cuenta varios detalles. Ya tenemos calculadas las longitudes de las líneas de transmisión así como de la cruz utilizada para unirlos, por lo que lo primero sería calcular el subcircuito creado para la elaboración del diseño, que incluía la red de polarización, deberá ser sustituido por una caja con las dimensiones que tendría de hacerlo con componentes smd. Segundo, esta caja deberá ir conectada en la misma posición que en el circuito real. Las dimensiones de la caja serían la suma de las longitudes de los componentes que hay en su interior, se puede ver en la tabla que se muestra a continuación:

	Largo (mm)	Ancho(mm)
Transistor	3	1.4
Bobinas 100nH (3)	1.6	0.8
Condensador 50pF	1.6	0.8

Condensadores 100pF (2)	3.2	2.5
Resistencia 49.38 Ω	1.6	0.8
Resistencia 200 Ω	1.6	0.8
Resistencia 487 Ω	1	0.5
Resistencia 2073 Ω	1.6	0.8
<u>Total</u>	21.6	12.5

Tabla 5.1-14 Componentes de la red de polarización

En el anexo podremos ver las hojas de características de estos componentes de donde se han obtenido las medidas.

El layout del circuito final que nos proporciona el MWO es:

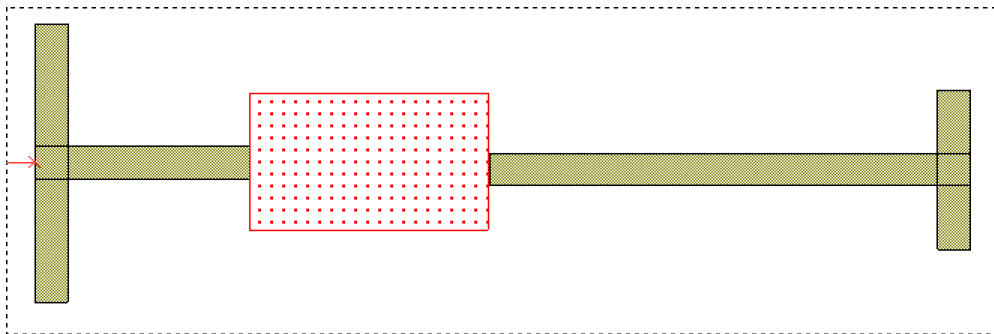


Figura 5.1-20 Layout proporcionado por MWO 1

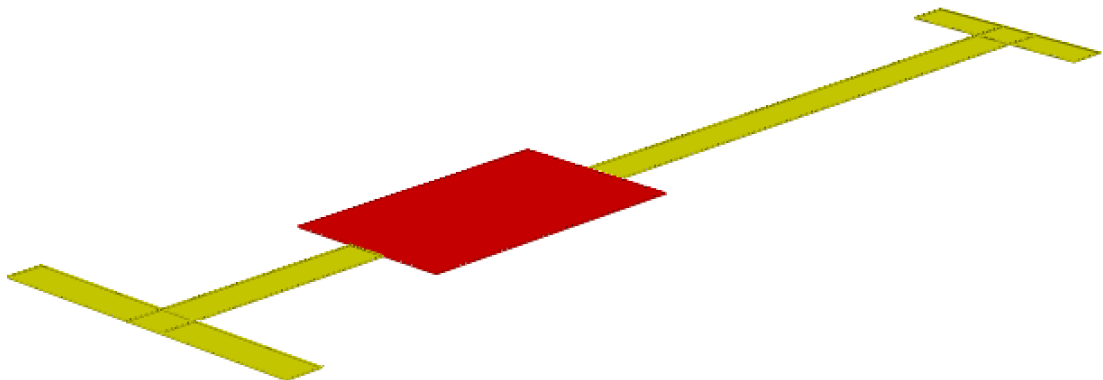


Figura 5.1-21 Layout proporcionado por MWO 2

Este layout lo hemos extraído de MWO y lo hemos abierto en AutoCAD para acotar las medidas de las líneas de transmisión así como la longitud total del amplificador (*Layout* → *Export* → “*layout*”.*dxf*). El plano obtenidos se muestran a continuación a tamaño real y con sus respectivas medidas:

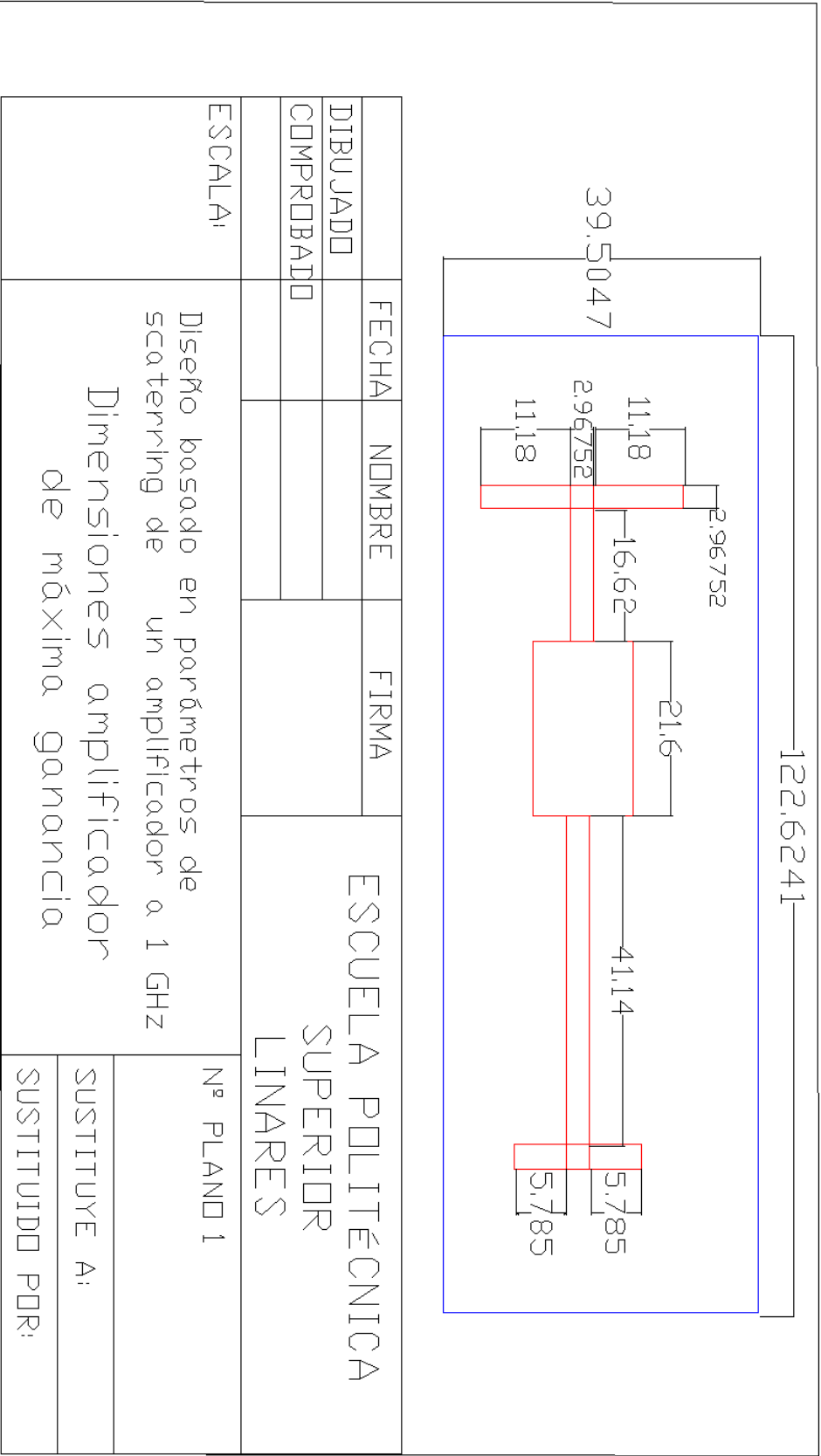


Figura 5.1-22 Layout proporcionado por AutoCAD

5.2 Diseño del amplificador de mínimo ruido con MWO

5.2.1 Introducción y consideraciones del diseño

En este apartado se procederá al diseño de un amplificador de mínimo ruido, se seguirá un desarrollo muy similar al del apartado anterior, pero a la hora de diseñar las redes de adaptación se tomarán consideraciones de mínimo ruido. Para la implementación del dicho circuito se ha optado también por un transistor de tecnología BJT de modelo BFR-93A.

Una vez elegido el transistor se elegirá su punto de polarización y se diseñará su red de polarización, necesaria para su funcionamiento activo en la zona de interés, optando por una red de polarización universal, en este caso con un punto de polarización distinta al del apartado anterior (con menos intensidad para que produzca menos ruido). Se introducirán en el diseño elementos como condensadores de desacoplo o bypass, bobinas de choque para asegurar una correcta trayectoria de la señal de RF y de DC.

Una vez diseñado el circuito se procederá a las mediciones de los parámetros S, la ganancia y de la figura de ruido.

Las especificaciones del transistor serán las mismas que en el apartado 5.1.2.

5.2.2 Estabilidad del transistor

Comprobamos la estabilidad del dispositivo, para ello se calcula el factor de Rollett K y el factor μ , tal y como se explicó en el punto 2.2.4:

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} = 1.024$$

$$\mu = \frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{22} - s_{11}^* \cdot \Delta| + |s_{21}s_{12}|} = 1.0243$$

Podemos ver estos resultados en la siguiente tabla:

Frequency (MHz)	K() CE_5V_10mA	MU1() CE_5V_10mA
40	0.159	0.55572
100	0.31915	0.474
200	0.49866	0.57091
300	0.65846	0.68295
400	0.77414	0.78655
500	0.82799	0.83305
600	0.90222	0.90399
700	0.95299	0.95284
800	0.96912	0.96937
900	0.99707	0.99704
1000	1.024	1.0243
1200	1.0386	1.04
1400	1.0351	1.0366
1600	1.0389	1.0412
1800	1.0594	1.0632
2000	1.0148	1.0163
2200	1.034	1.0396
2400	1.0026	1.0031
2600	1.0074	1.009
2800	1.0156	1.0197
3000	0.98914	0.9858

Tabla 5.2-1 Parámetros de estabilidad

Se observa que $K > 1$ y $\mu > 1$. Según lo visto en el capítulo del desarrollo teórico, esto significa que el dispositivo es “*incondicionalmente estable y adaptable*”.

Nuevamente podemos observar que los círculos de estabilidad a 1GHz no incluyen la carta de Smith, toda la carta de Smith proporciona estabilidad.

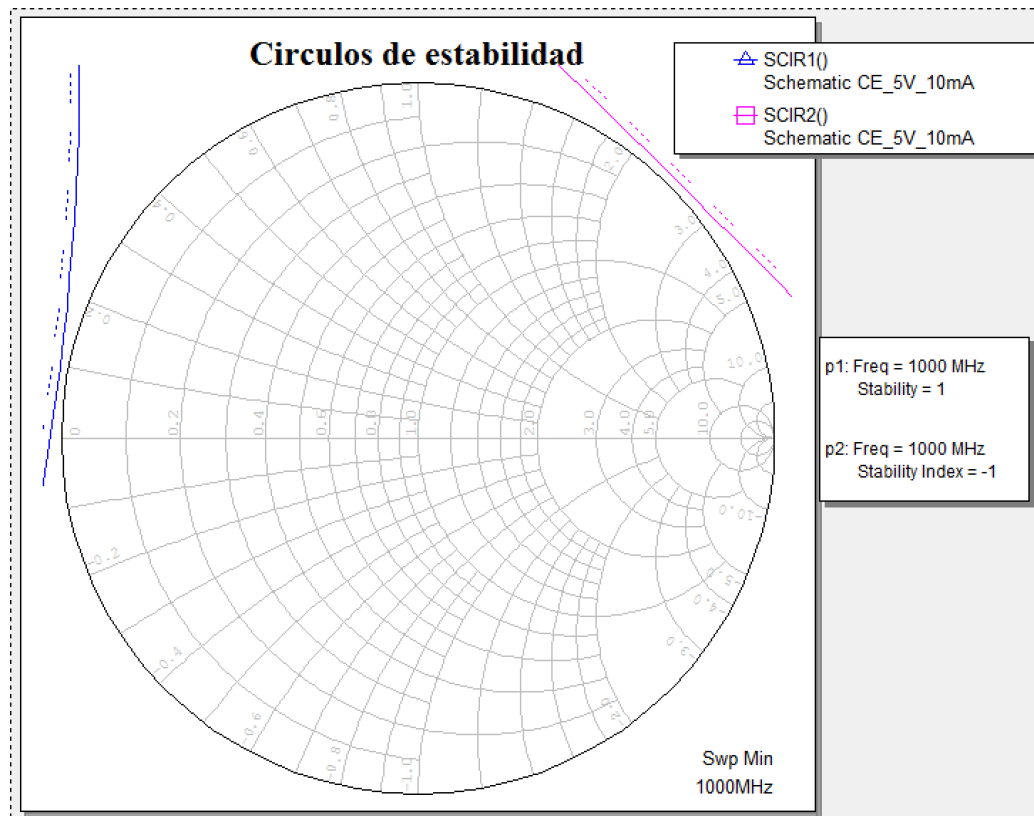


Figura 5.2-1 Círculos de estabilidad de entrada (azul) y de salida (rosa)

Tras esto podemos proceder a la elaboración del circuito de polarización, posteriormente volveremos a ver la estabilidad del circuito ya polarizado.

5.2.3 Red de polarización

Se usa el punto de polarización $V_{ce}=5V$ y $I_c=10mA$ ya que al tener una intensidad menor nos proporciona menos ruido.

- Análisis teórico del circuito de polarización a $V_{ce}=5V$ y $I_c=10mA$

$$V_{ce} = \frac{V_{CC}}{2} \text{ donde } V_{CC} = 10V \rightarrow V_{ce} = 5V$$

$$I_{CQ} = 10 \text{ mA}$$

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC}$$

Para el cálculo de β utilizaremos el MWO para simular las curvas de polarización del transistor:

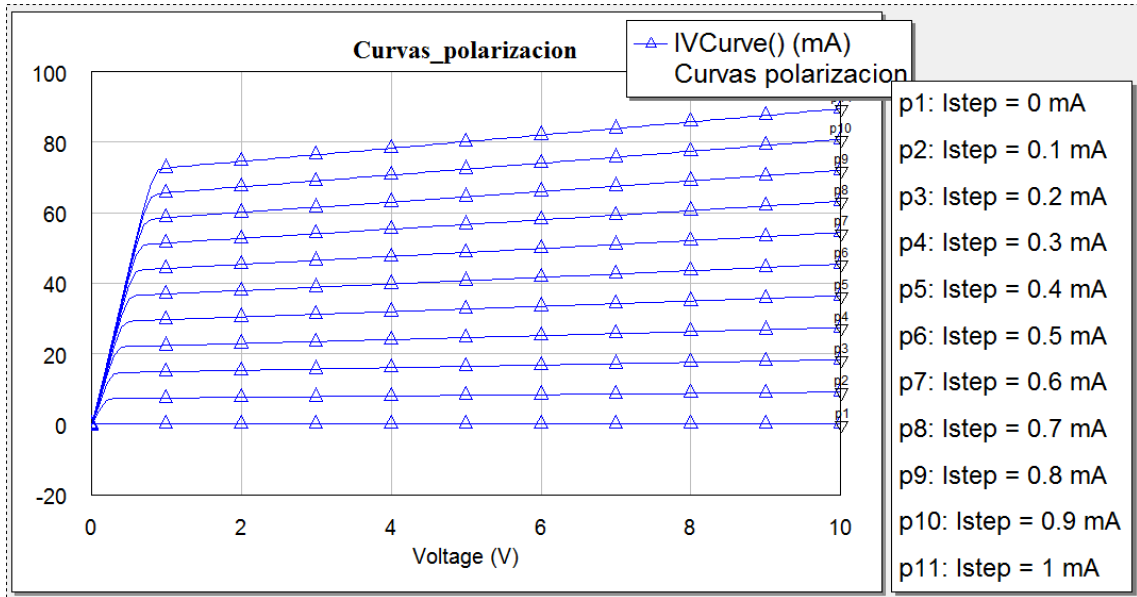


Figura 5.2-2 Curvas de polarizacion del transistor

Donde podemos observar que $i_E = 0.12 \text{ mA}$ por lo que:

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{10 \text{ mA}}{0.12 \text{ mA}} = 83$$

Procedemos al cálculo de las resistencias:

$$R_E = \frac{V_E}{I_{EQ}} \rightarrow R_E \approx \frac{V_E}{I_{CQ}} = \frac{10/10}{10 \cdot 10^{-3}} = 100 \Omega$$

En el caso de $I_{BQ} \rightarrow I_{EQ} = 0.12 \text{ mA} \rightarrow I_{BQ} = I_{EQ} + I_{CQ} = 10.12 \text{ mA}$

$$R_E = \frac{V_E}{I_{EQ}} = \frac{10/10}{10.12 \cdot 10^{-3}} = 98.81 \text{ mA}$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ} - V_E}{I_{CQ}} = \frac{10 - 5 - 1}{10 \cdot 10^{-3}} = 400 \Omega$$

Como

$$\frac{R_B}{\beta} = R_E \rightarrow R_B = 0.1\beta R_E = 830 \Omega$$

Entonces el voltaje V_{BB} necesario:

$$V_{BB} = I_{CQ} \left(\frac{R_B}{\beta} + R_E \right) + V_{BE} \{ \text{donde } V_{BE_{act}} = 0.7V \}$$

$$V_{BB} = 10 \cdot 10^{-3} \left(\frac{830}{83} + 100 \right) + 0.7 = 1.8V$$

Para determinar R_1 y R_2 tenemos un sistema de ecuaciones con dos incógnitas procedentes del circuito Thévenin:

$$V_{BB} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Dividiendo las dos expresiones anteriores:

$$\frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{V_{CC}}{R_2}$$

Por lo que R_2 :

$$R_2 = R_B \frac{V_{CC}}{V_{BB}} = 830 \frac{10}{1.8} = 4611.11 \Omega = 4.6 K\Omega$$

Para calcular R_1 :

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_B} - \frac{1}{R_2}$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_B} - \frac{V_{BB}}{V_{CC} R_B}$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{V_{CC} - V_{BB}}{V_{CC} R_B}$$

Por lo que

$$R_1 = R_B \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}} = 830 \frac{10}{10 - 1.8} = 1012.2 \Omega = 1K\Omega$$

En resumen

$$R_E = 98.81 \Omega \quad R_C = 400 \Omega$$

$$R_1 = 1 K\Omega \quad R_2 = 4.6 K\Omega$$

• **Análisis mediante simulación del circuito de polarización a $V_{ce}=5V$ y $I_c=10mA$**

Mediante MWO calculamos también el circuito de polarización y vemos como los valores coinciden con los calculados analíticamente:

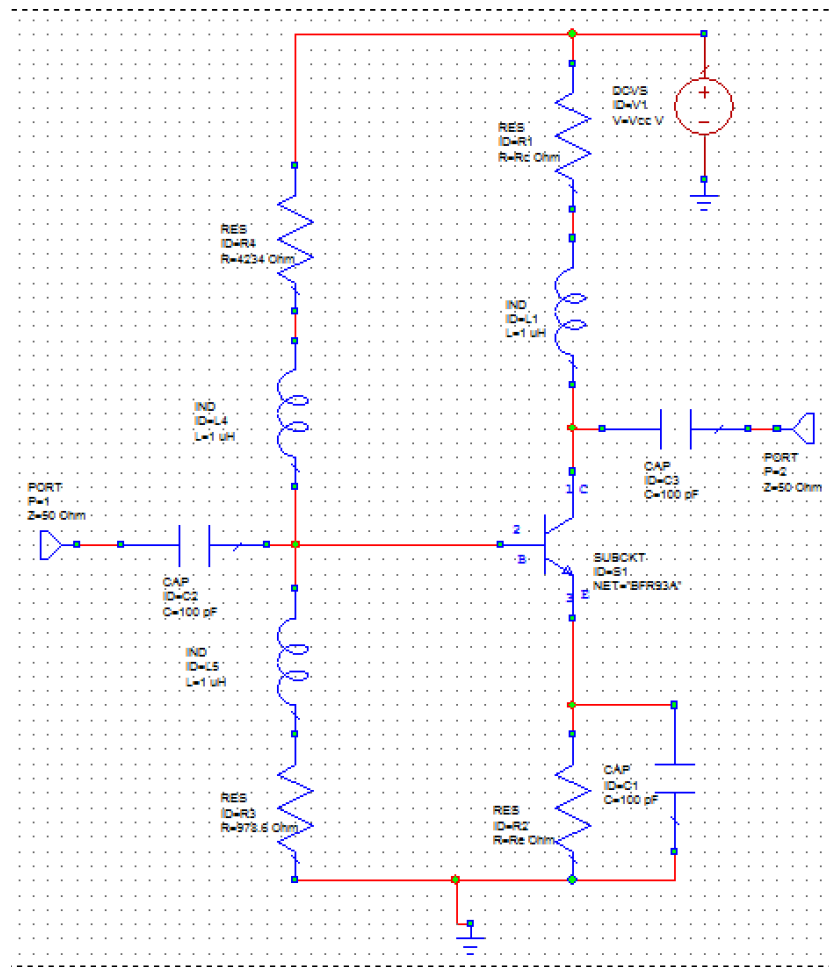


Figura 5.2-4 Circuito de polarización final

Como anteriormente, los valores aportados a las bobinas de choque y condensadores de bypass son suficientemente grandes para no dejar pasar la corriente continua cuando subamos en frecuencia (a 1GHz).

Procedemos al último paso, comprobar si este circuito polarizado sigue siendo estable, los parámetros S, las ganancias y los parámetros de ruido.

Para ello hemos creado un subcircuito que se caracteriza por el circuito de polarización de la Figura 5.2-4:

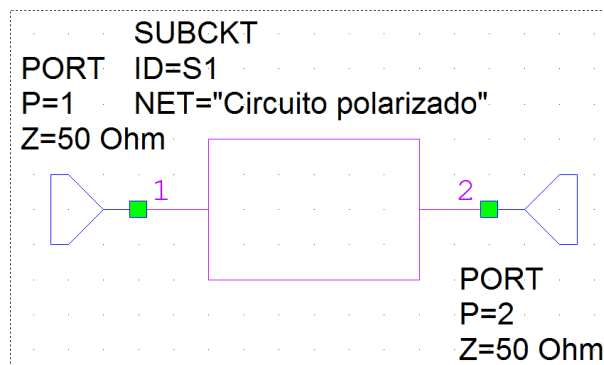


Figura 5.2-5 Subcircuito creado a partir del circuito polarizado

- Estabilidad

Frequency (GHz)	K() Circuito polarizado	MU1() Circuito polarizado
0	1000	0
0.1	-0.89186	-0.27727
0.2	-0.77051	-0.53077
0.3	-0.43981	-0.18576
0.4	0.078769	0.25936
0.5	0.61434	0.67168
0.6	0.97201	0.97342
0.7	1.1635	1.1733
0.8	1.2629	1.3052
0.9	1.3166	1.3946
1	1.3468	1.4571
1.1	1.364	1.5019
1.2	1.3737	1.5344
1.3	1.3786	1.5583
1.4	1.3804	1.5759
1.5	1.3801	1.5886
1.6	1.3781	1.5977
1.7	1.375	1.6039
1.8	1.3711	1.6078
1.9	1.3664	1.6099
2	1.3613	1.6104

Tabla 5.2-2 Factor K de estabilidad

El transistor sigue siendo incondicionalmente estable.

- Parámetros S

Frequency (GHz)	S(1,1) Parametros S y ruido	Ang(S(1,1)) (Deg) Parametros S y ruido	S(1,2) Parametros S y ruido	Ang(S(1,2)) (Deg) Parametros S y ruido	S(2,1) Parametros S y ruido	Ang(S(2,1)) (Deg) Parametros S y ruido	S(2,2) Parametros S y ruido	Ang(S(2,2)) (Deg) Parametros S y ruido
0	1	0	0	0	0	0	1	0
0.1	1.0562	-10.293	0.042132	85.059	6.0654	-117.01	1.0461	-2.0784
0.2	1.5022	-45.436	0.097608	55.239	14.737	-157.89	1.3745	-32.665
0.3	1.2212	-95.858	0.093276	20.014	14.906	148.33	1.0034	-73.807
0.4	0.78403	-121.27	0.067211	18.134	10.523	122.02	0.5883	-87.713
0.5	0.56822	-134.69	0.059664	30.645	7.8943	109.4	0.39838	-88.957
0.6	0.45481	-144.25	0.062779	42.781	6.3246	101.72	0.30369	-86.593
0.7	0.38826	-152.25	0.070508	51.097	5.2946	96.24	0.25018	-83.385
0.8	0.34614	-159.41	0.080103	56.375	4.5673	91.924	0.21692	-80.269
0.9	0.31819	-166.02	0.090455	59.719	4.0257	88.308	0.19469	-77.564
1	0.29917	-172.19	0.10111	61.854	3.6063	85.151	0.17894	-75.359
1.1	0.28611	-177.98	0.11186	63.212	3.2719	82.313	0.16725	-73.648
1.2	0.27724	-176.57	0.12263	64.048	2.999	79.711	0.15821	-72.395
1.3	0.27141	-171.45	0.13337	64.52	2.772	77.289	0.15096	-71.551
1.4	0.26786	-166.62	0.14405	64.73	2.5804	75.01	0.14497	-71.071
1.5	0.26606	-162.07	0.15465	64.745	2.4165	72.849	0.13989	-70.913
1.6	0.26563	-157.78	0.16519	64.612	2.2749	70.787	0.13546	-71.04
1.7	0.26628	-153.73	0.17564	64.363	2.1513	68.81	0.13153	-71.423
1.8	0.26779	-149.9	0.186	64.023	2.0425	66.907	0.12797	-72.035
1.9	0.27	-146.29	0.19627	63.61	1.9462	65.07	0.12469	-72.856
2	0.27279	-142.86	0.20646	63.136	1.8604	63.294	0.12165	-73.87

Tabla 5.2-3 Parámetros S circuito polarizado

Comparamos los parámetros S a 1GHz proporcionados por el fabricante y los obtenidos tras simulación:

$$[S]_{fabricante} = \begin{pmatrix} 0.39_{\angle -173^\circ} & 0.12_{\angle 66^\circ} \\ 3.469_{\angle 77.6^\circ} & 0.294_{\angle -46.2^\circ} \end{pmatrix}$$

$$[S]_{simulacion} = \begin{pmatrix} 0.29917_{\angle -172.19^\circ} & 0.1011_{\angle 61.854^\circ} \\ 3.6063_{\angle 85.151^\circ} & 0.17894_{\angle -75.359^\circ} \end{pmatrix}$$

Podemos ver otra vez las variaciones producidas por las bobinas de choque y los condensadores de desacoplo.

- Ganancias

Frequency (GHz)	DB(GA()) Circuito polarizado	DB(GP()) Circuito polarizado	DB(GT()) Circuito polarizado	DB(GMax()) Parametros S y ruido
0.1	25.915	25.029	15.657	21.582
0.2	23.878	22.377	23.368	21.789
0.3	45.171	26.554	23.467	22.036
0.4	22.288	24.585	20.443	21.947
0.5	18.697	19.64	17.946	21.216
0.6	16.441	17.027	16.021	20.032
0.7	14.757	15.186	14.477	16.305
0.8	13.402	13.747	13.193	14.476
0.9	12.265	12.56	12.097	13.113
1	11.283	11.549	11.141	12.003
1.1	10.419	10.667	10.296	11.06
1.2	9.6496	9.8868	9.5395	10.237
1.3	8.9561	9.1883	8.856	9.5083
1.4	8.326	8.5571	8.2338	8.8545
1.5	7.7497	7.9827	7.6638	8.2626
1.6	7.2196	7.4569	7.1391	7.723
1.7	6.7297	6.9733	6.6539	7.2282
1.8	6.2751	6.5266	6.2034	6.7722
1.9	5.852	6.1126	5.7839	6.3505
2	5.4568	5.7279	5.392	5.9591

Tabla 5.2-4 Ganancias del circuito polarizado

Donde G_A se refiere a la ganancia disponible, G_P la ganancia de potencia y G_T la ganancia de transducción del circuito polarizado.

- Parámetros de ruido

Frequency (GHz)	DB(NF()) Parametros S y ruido	DB(NFMin()) Parametros S y ruido	ZMN() Parametros S y ruido	Ang(ZMN()) (Deg) Parametros S y ruido	RN() Parametros S y ruido
0	0	0	1.#QNB	1.#QNB	1e-018
0.1	2.1985	2.0103	72.641	21.078	18.593
0.2	1.869	1.7878	66.902	12.432	14.413
0.3	1.801	1.7381	65.786	9.8167	13.634
0.4	1.7928	1.7404	64.306	8.8605	13.314
0.5	1.8112	1.7689	62.295	8.3764	13.112
0.6	1.8461	1.8141	59.923	7.9459	12.949
0.7	1.8935	1.8712	57.359	7.3911	12.803
0.8	1.9512	1.9374	54.742	6.631	12.669
0.9	2.0179	2.0103	52.174	5.6312	12.548
1	2.0923	2.0883	49.726	4.3819	12.444
1.1	2.1736	2.17	47.445	2.8872	12.364
1.2	2.261	2.2541	45.359	1.1595	12.314
1.3	2.3537	2.3396	43.482	-0.78327	12.3
1.4	2.451	2.4258	41.82	-2.9194	12.332
1.5	2.5523	2.5119	40.373	-5.2239	12.415
1.6	2.6569	2.5974	39.136	-7.6694	12.557
1.7	2.7643	2.6819	38.101	-10.227	12.765
1.8	2.874	2.7649	37.26	-12.866	13.047
1.9	2.9854	2.8461	36.602	-15.556	13.407
2	3.0981	2.9253	36.117	-18.268	13.852

Tabla 5.2-5 Parámetros de ruido circuito polarizado

Vemos que la figura de ruido mínima $F_{min} = 2.0883 \text{ dB}$ a 1 GHz y factor de ruido $F = 2.0923 \text{ dB}$. La resistencia de ruido $R_N = 12.444$ y $Z_N = 49.726 \angle 4.3819^\circ$.

Después del diseño de las redes de adaptación mostraremos nuevamente estos valores para ver las variaciones producidas.

5.2.4 Red de adaptación

El LNA o Mínimo Nivel de Ruido se consigue para:

$$\Gamma_S = \Gamma_{opt}$$

o lo que es lo mismo:

$$Z_S = Z_{opt}$$

Una vez determinado el coeficiente de reflexión de fuente se puede elegir el coeficiente de reflexión de carga para conseguir la *Máxima Transferencia de Potencia* en la etapa de salida, es decir, $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ ($Z_L = Z_{out}^*$) lo que supondría:

$$\Gamma_S = \Gamma_{opt}$$

$$\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_{opt}}{1 - s_{11}\Gamma_{opt}}$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

El valor del coeficiente de reflexión óptimo para conseguir la figura mínima de ruido normalmente viene proporcionado por el fabricante del transistor en caso contrario habría que realizar mediciones.

A pesar de que usando ese valor de coeficiente de reflexión de fuente se obtenga la figura de ruido mínima, a la hora de diseñar se deberá buscar un compromiso entre mínimo ruido y buena adaptación ya que, en caso contrario, el circuito no funcionará correctamente.

El proceso de diseño que seguiremos para diseñar estas redes será el mismo que en el apartado anterior:

- Primer paso: diseñar las redes *ideales* de entrada y salida por separado.

- Segundo paso: conectar las redes *ideales* al transistor para obtener el circuito completo y se simula la respuesta del circuito para comprobar si esta bien adaptado.
- Tercer paso: diseñar las redes *reales* de entrada y salida por separado.
- Cuarto paso: conectar las redes *reales* al transistor para obtener el circuito completo y se simula la respuesta del circuito para comprobar si esta bien adaptado así como ver las características de ganancia y ruido del sistema.

5.2.4.1 Redes de adaptación ideales

Comenzaremos calculando la impedancia óptima de ruido, a partir de ella podremos calcular el coeficiente de reflexión óptimo de ruido, Γ_{opt} , a 1GHz mediante MWO:

Frequency (GHz)	ZMN() Parametros S y ruido	Ang(ZMN()) (Deg) Parametros S y ruido
0	1.#QNB	1.#QNB
0.1	72.641	21.078
0.2	66.902	12.432
0.3	65.786	9.8167
0.4	64.306	8.8605
0.5	62.295	8.3764
0.6	59.923	7.9459
0.7	57.359	7.3911
0.8	54.742	6.631
0.9	52.174	5.6312
1	49.726	4.3819
1.1	47.445	2.8872
1.2	45.359	1.1595
1.3	43.482	-0.78327
1.4	41.82	-2.9194
1.5	40.373	-5.2239
1.6	39.136	-7.6694
1.7	38.101	-10.227
1.8	37.26	-12.866
1.9	36.602	-15.556
2	36.117	-18.268

Tabla 5.2-6 Impedancia de ruido óptima

La impedancia de ruido obtenidos a 1GHz serán los que utilizaremos para el diseño de nuestra red ya que esa es nuestra frecuencia de trabajo.

Procedemos al diseño de las redes de entrada y de salida por separado:

Red de entrada ideal

El circuito sería:

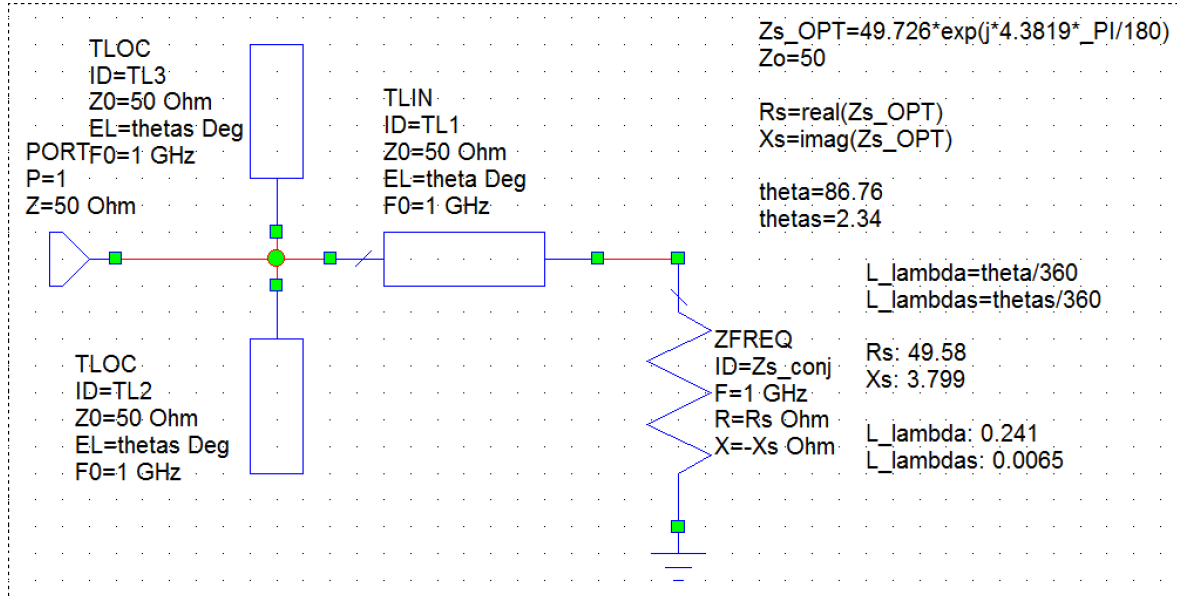


Figura 5.2-6 Red de adaptación de entrada ideal

Ahora vamos a explicar paso a paso como hemos realizado la red.

En este caso la Tabla 5.2-6 nos proporciona directamente el valor de Z_{opt} por lo que el valor de nuestra resistencia será:

$$Z_S = Z_{opt}$$

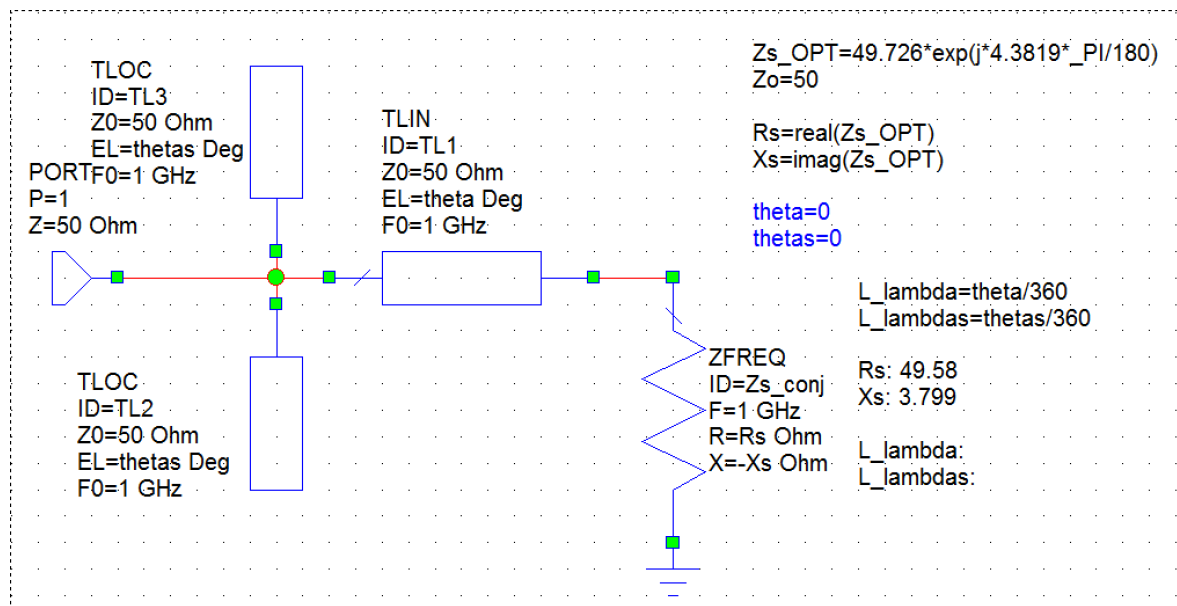
Entonces tenemos:

$$Z_S = Z_{opt} = 49.58 + 3.799j$$

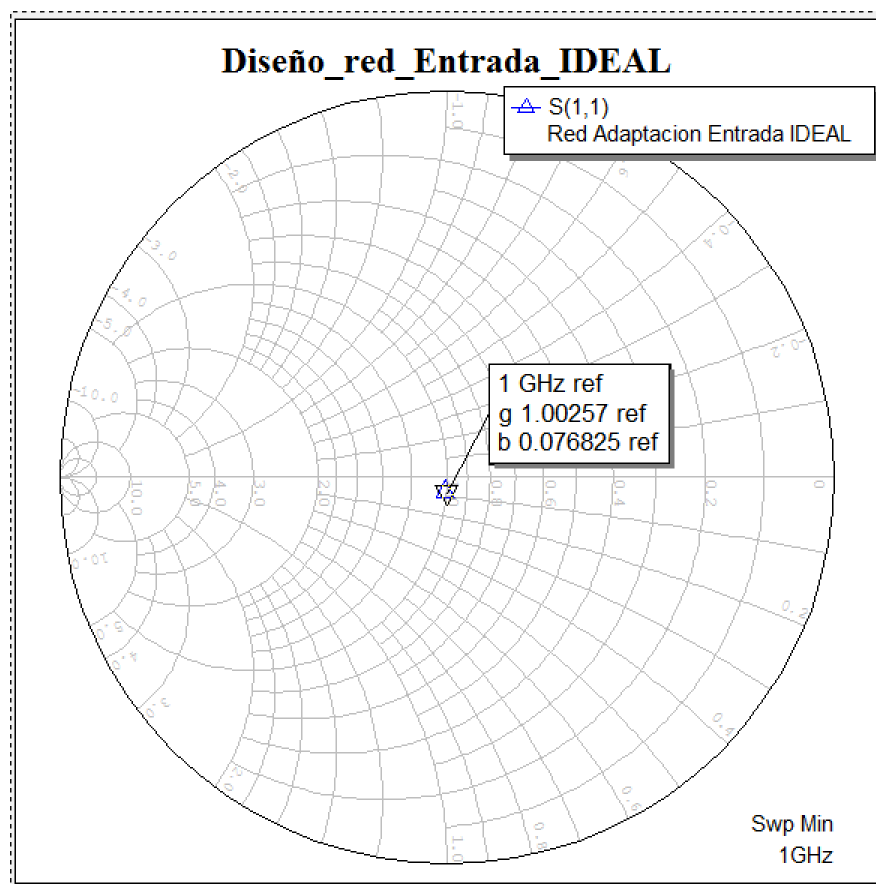
La carga que colocamos sería $Z_S^* = Z_{opt}^* = 49.58 - 3.799j$ ya que buscamos convertir $Z_0 \rightarrow Z_S$ y por cuestión de comodidad (para acabar en el centro de la carta de Smith) nos es mas fácil transformar $Z_S^* \rightarrow Z_0^*$ ya que estas transformaciones son duales. Como también podemos ver la longitud de la línea es prácticamente $\lambda/4$.

Los pasos a seguir son los mismos, ponemos los valores de las longitudes eléctricas, θ . Comenzamos la adaptación poniendo los valores de la longitud eléctrica de las líneas, θ , a 0, y moviéndonos a lo largo de la carta de Smith con la herramienta *Tune Tool* hasta conseguir adaptación (parámetro S en el centro de la carta de Smith).

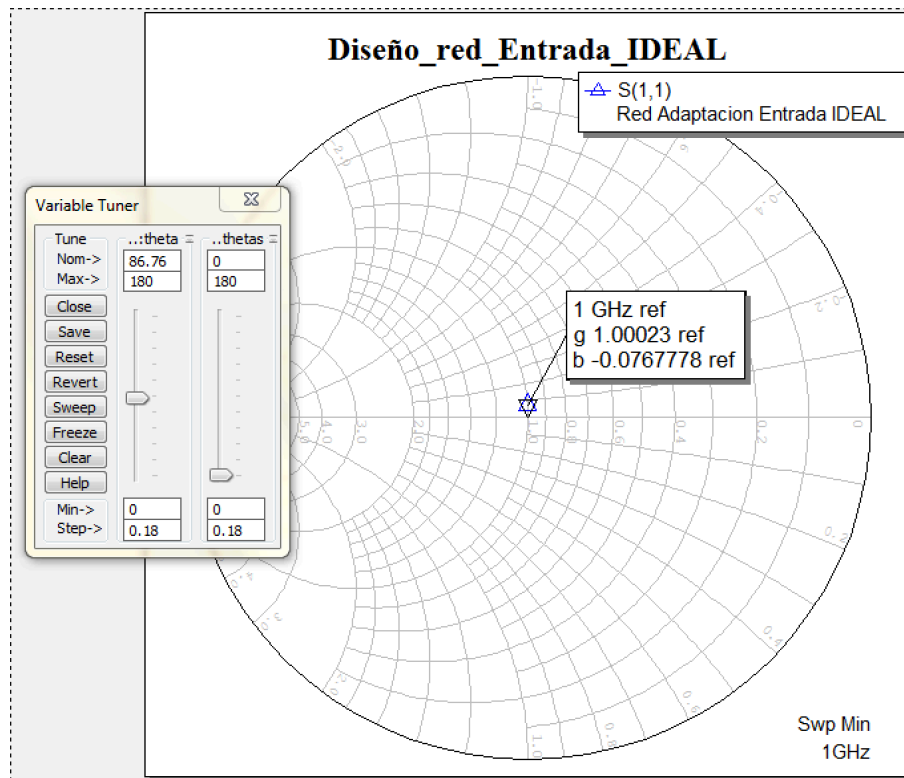
El circuito inicial sería:



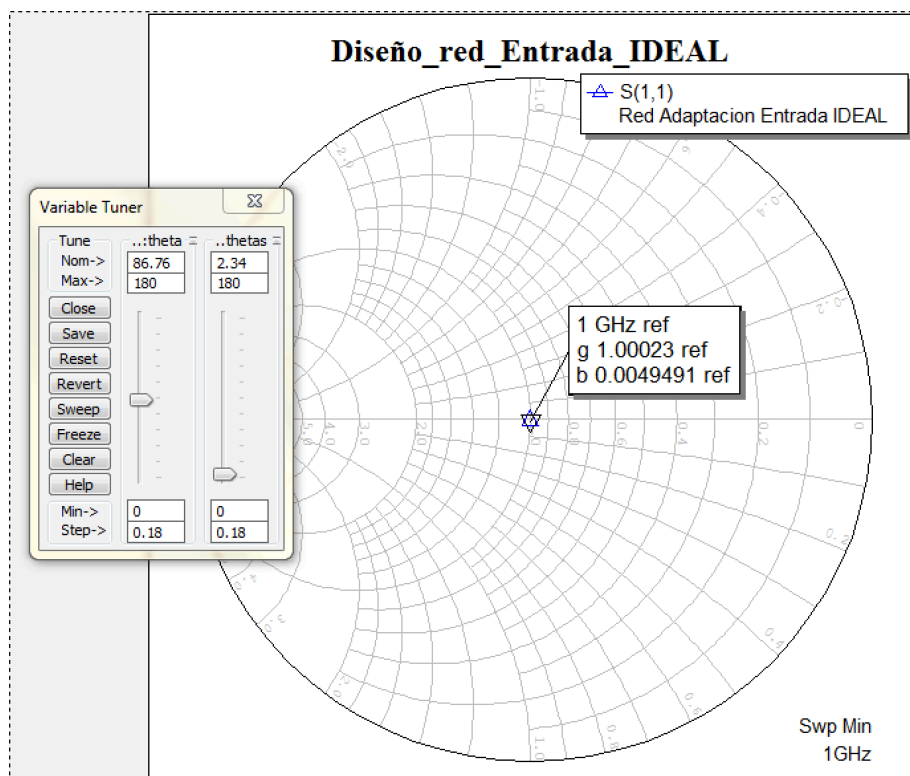
La carta de Smith sería:



Moviéndonos sobre los Stubs conseguimos que G sea igual a 1 para un valor de $\theta = 86.76^\circ$:



Para conseguir B igual a 1 $\theta_s = 2.34^\circ$:

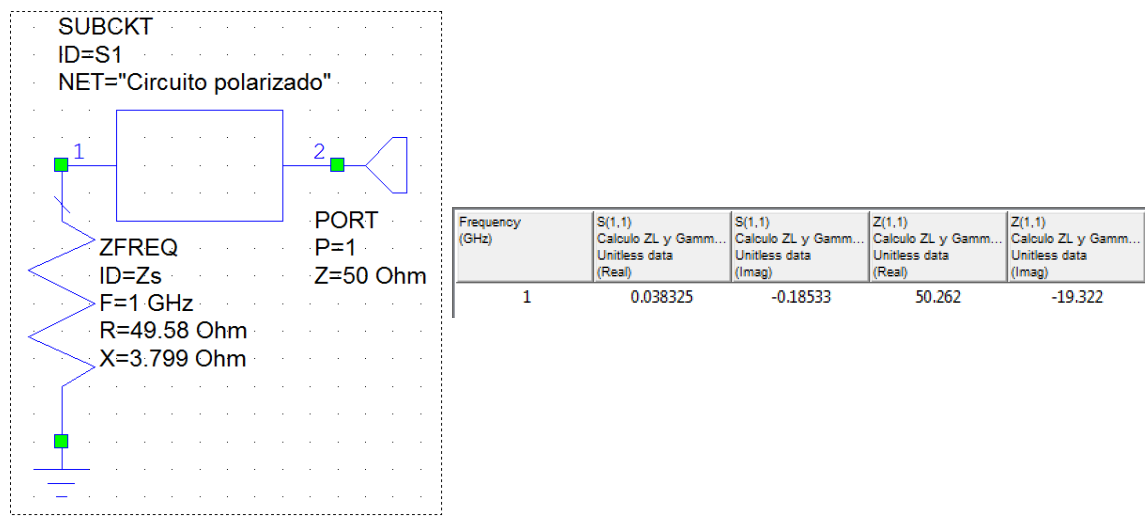


Vemos como se podría decir que la entrada esta perfectamente adaptada mediante líneas ideales.

Red de salida ideal

Para la red de salida si usaremos la misma configuración que en el caso de máxima ganancia, línea mas dos stubs en paralelo y daremos media vuelta a la carta de Smith para ver otro modo de conseguir líneas más largas en el caso que tuviéramos este problema. Al ser líneas ideales no tenemos problemas de perdidas ni dispersión.

En este caso $Z_L = Z_{out}^*$ para conseguir máxima transferencia de potencia. Para ello hemos creado un esquemático que nos proporcionará el valor de Γ_{out} y de Z_{out} :



Por lo que entonces:

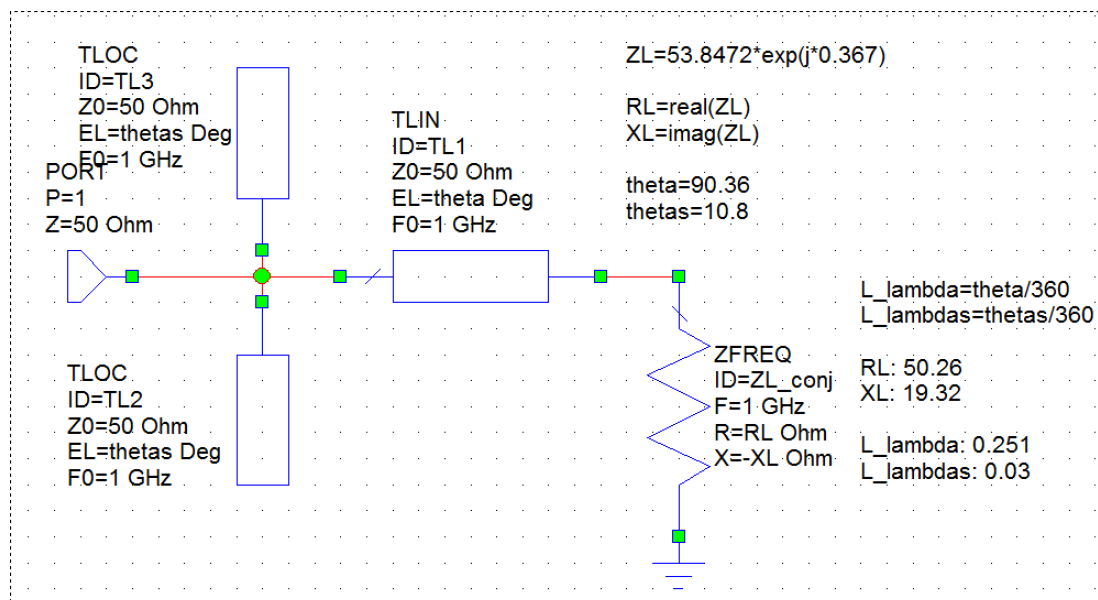
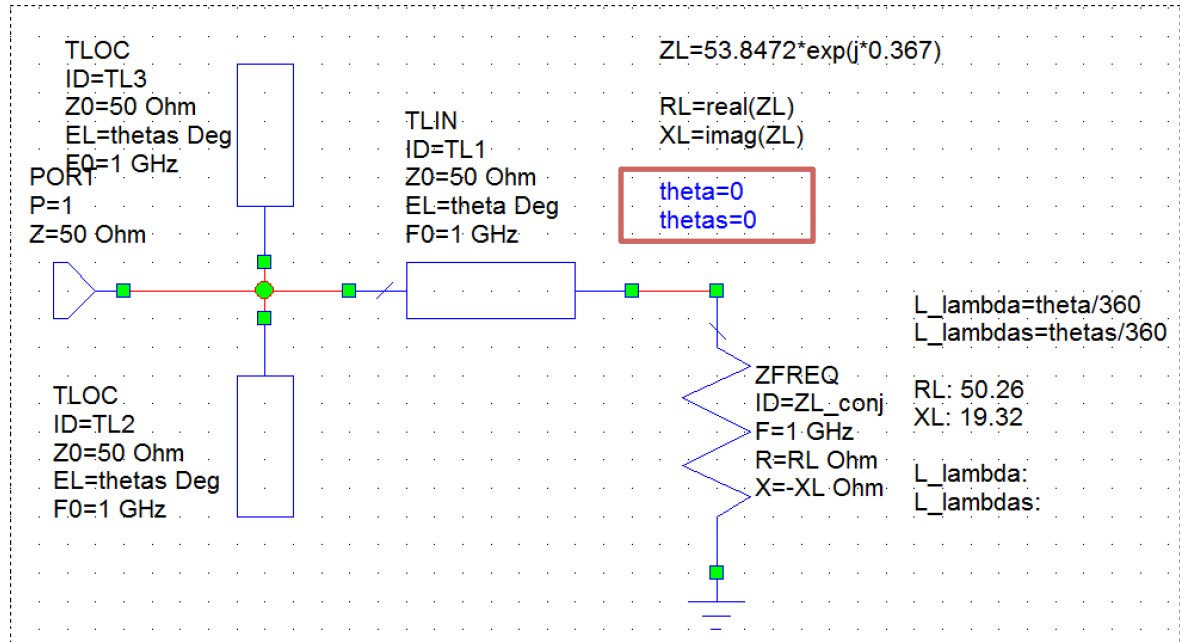
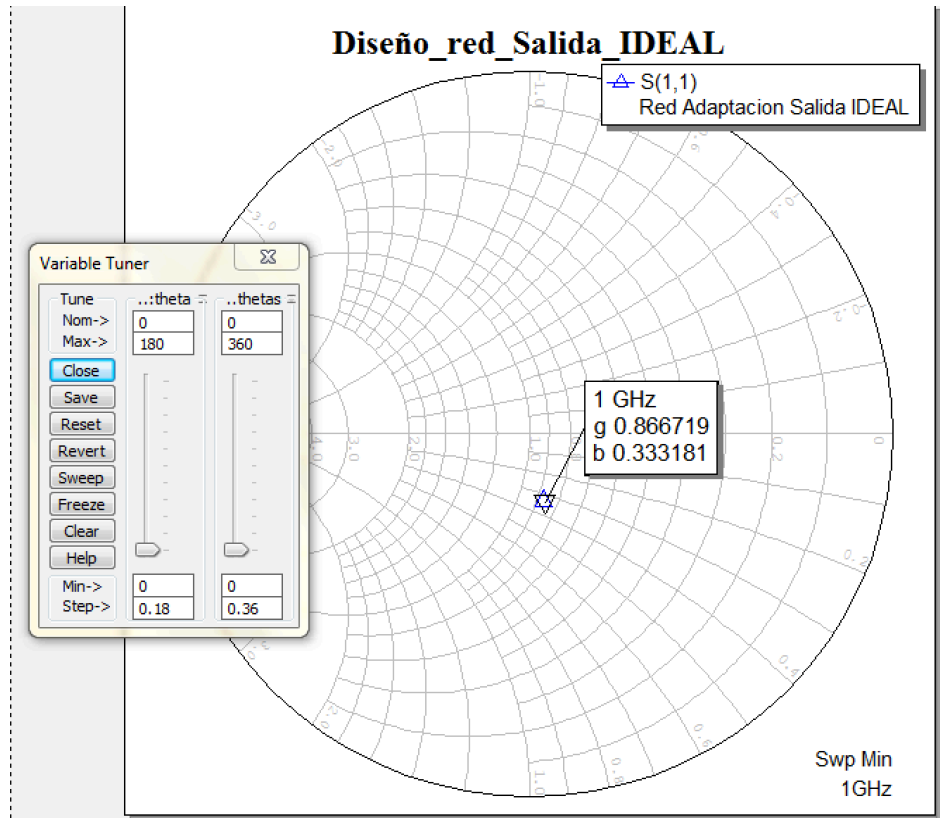


Figura 5.2-7 Red de adaptación de salida ideal

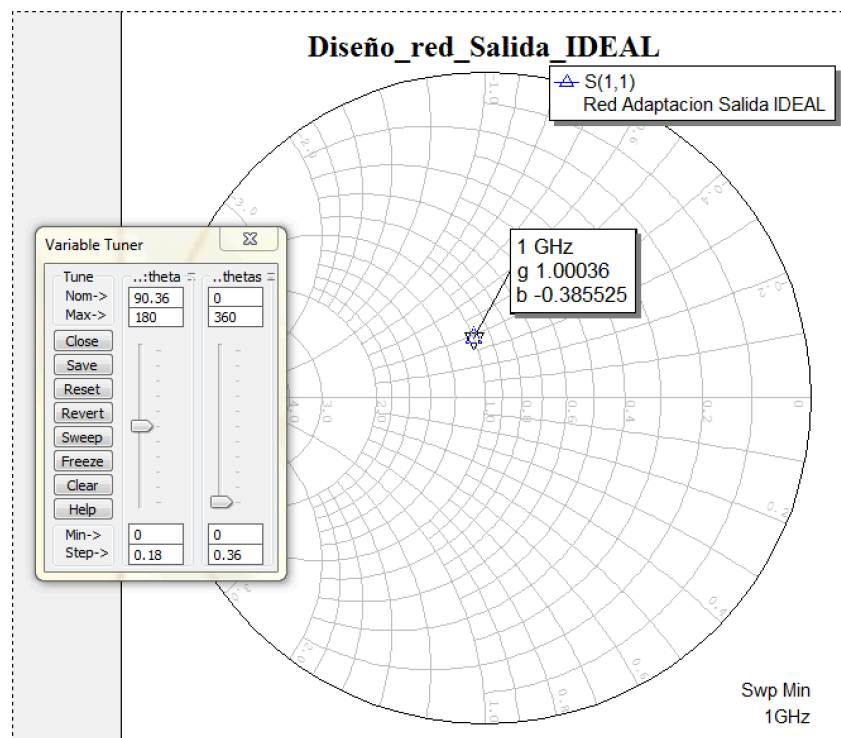
Volvemos a darle valor nulo a la longitud eléctrica y vamos variando su valor mediante Tune Tool para adaptar.



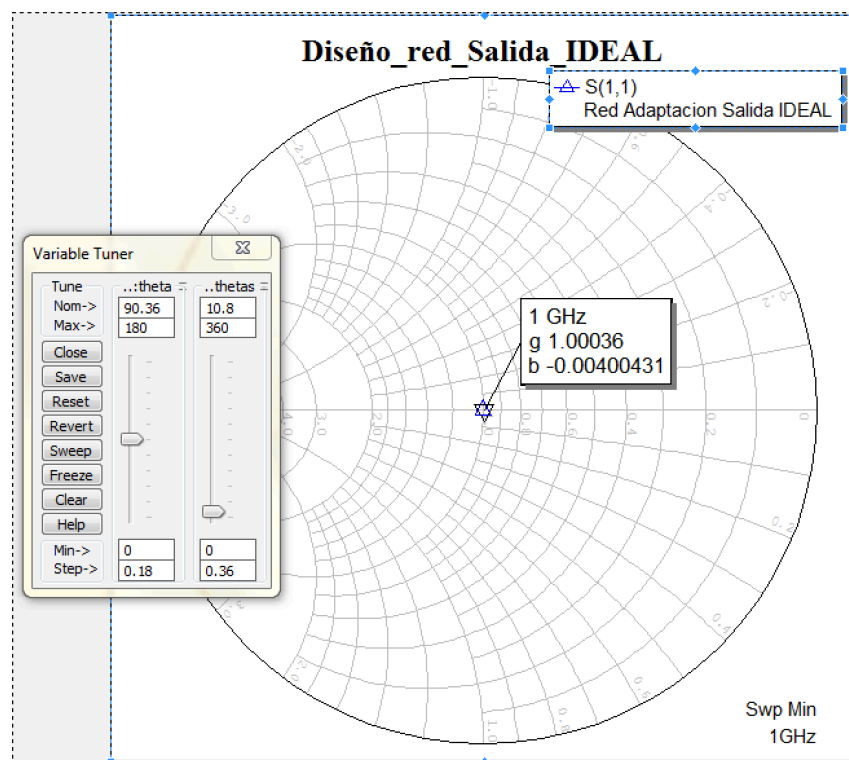
La carta de Smith sería:



Procedemos a la adaptación mediante la línea ideal:



Y con los stubs en paralelo anulamos la susceptancia:



Nuevamente vemos como la salida esta perfectamente adaptada.

Red ideal

El diseño final de la red de adaptación ideal sería:

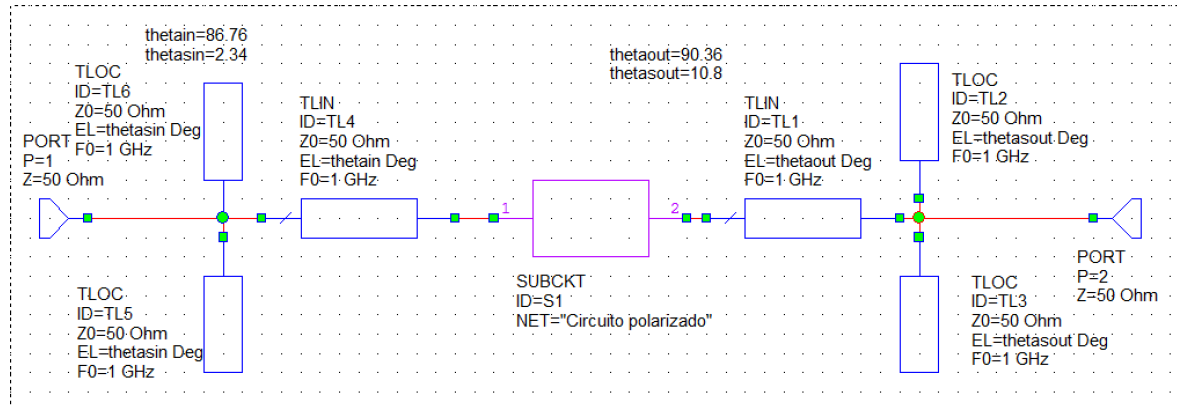
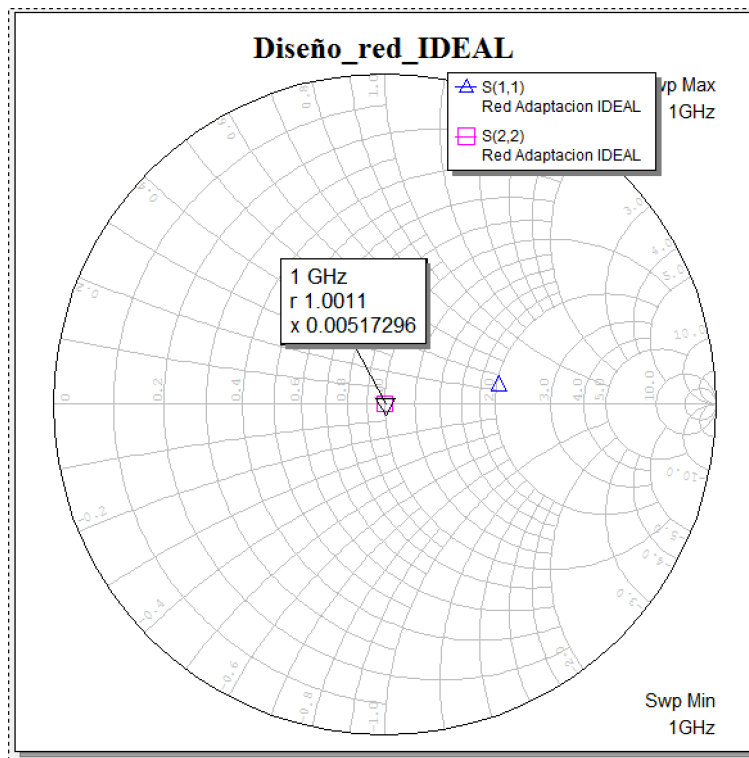


Figura 5.2-8 Red de adaptación ideal

La carta de Smith que nos informará de cómo de adaptado esta este circuito sería:



Como podemos observar, la parte de la salida, puerto 2, esta bien adaptada, por lo que ese puerto proporcionará máxima transferencia de potencia, y gracias a la red de transformación del puerto 1 tendremos mínima figura de ruido.

5.2.4.2 Redes de adaptación reales

En este apartado vamos a realizar las redes de adaptación reales de nuestro amplificador de mínimo ruido, LNA. Usaremos la herramienta TXLine para calcular la longitud física y el ancho de las líneas reales (*Tools* → *TXLine*) y luego ajustar el valor con la herramienta Tune Tool nuevamente para mejorar la adaptación, con el mismo sustrato que para máxima ganancia.

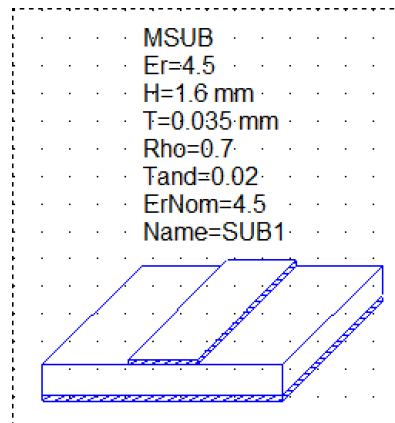


Figura 5.2-9 Sustrato

Las características del sustrato son las vistas al principio de este capítulo.

Constante dieléctrica relativa: $\epsilon_r=4.5$

Altura del sustrato: $H=1.6\text{ mm}$

Espesor del material conductor: $T=0.035\text{ mm}$

Tangente de pérdidas: $\tan\delta=0.02$

Resistividad normalizada respecto del oro: $\rho=0.7$

Red de entrada real

Para la red de entrada real comenzaremos usando la herramienta TXLine.

En el caso de la línea de transmisión de entrada el resultado sería:

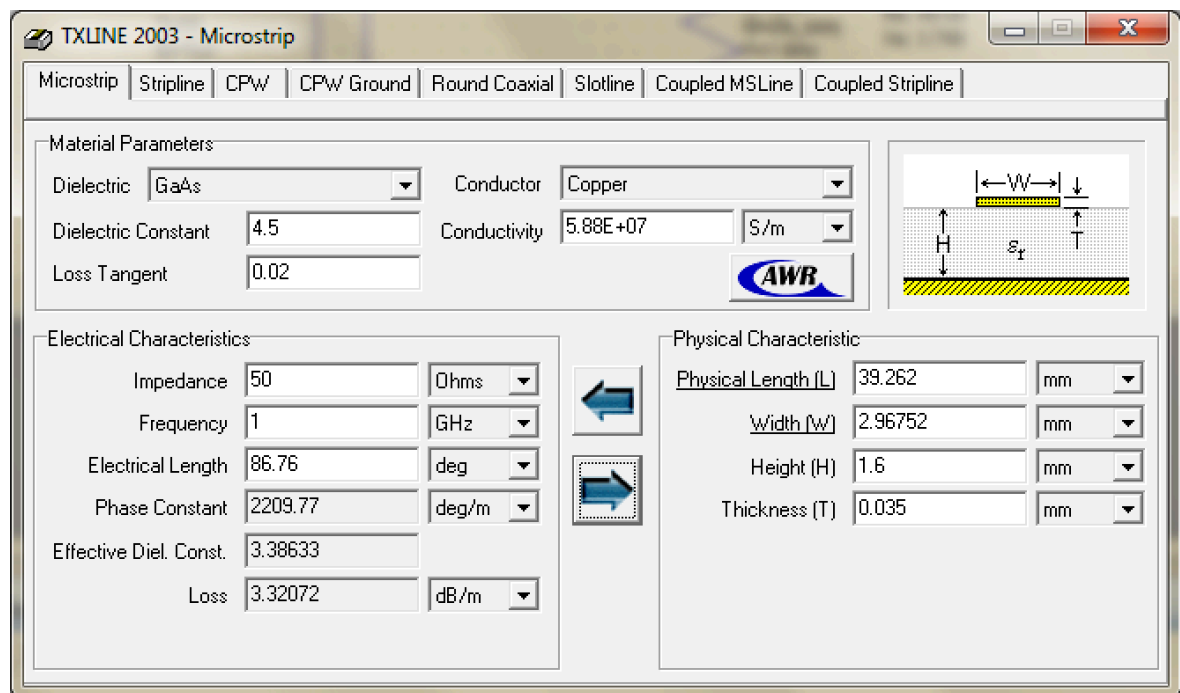


Figura 5.2-10 TXLine de la línea de entrada

Y para los stubs:

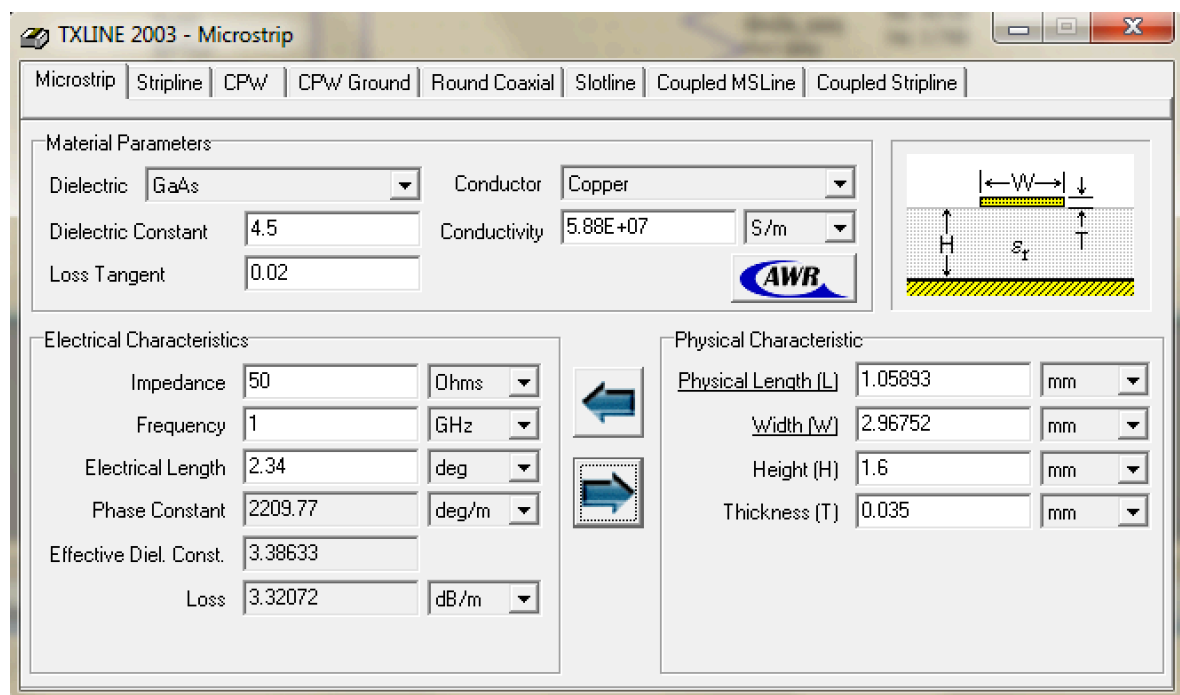


Figura 5.2-11 TXLine de los stubs de entrada

Con esto el circuito de entrada que nos quedaría sería:

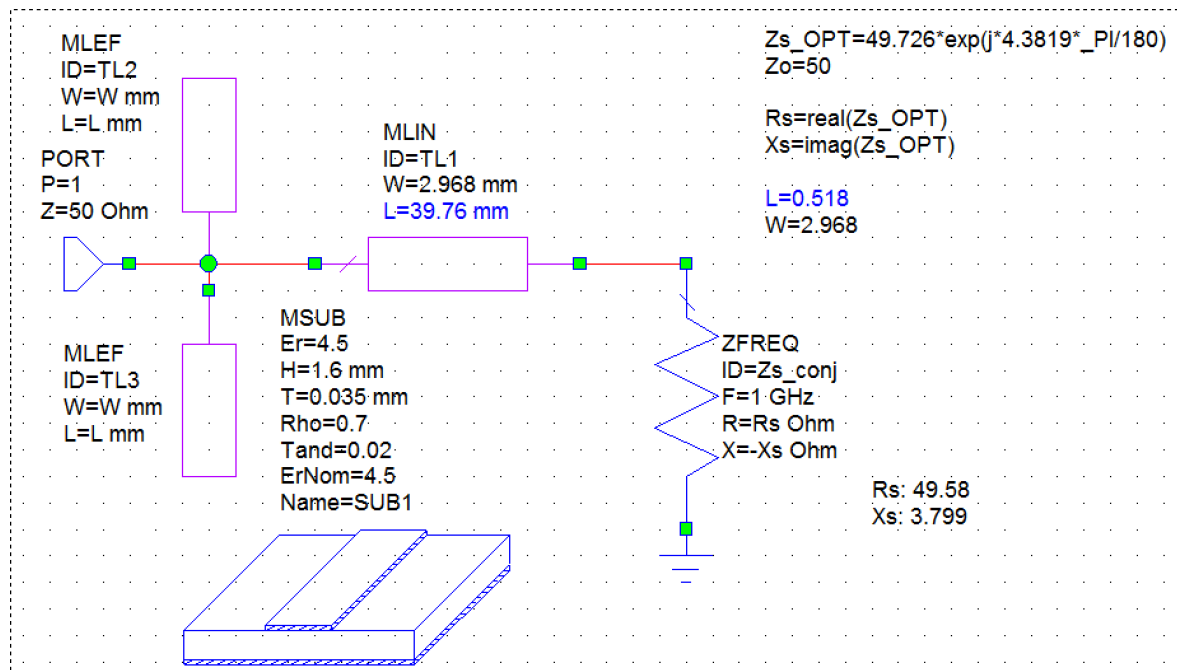
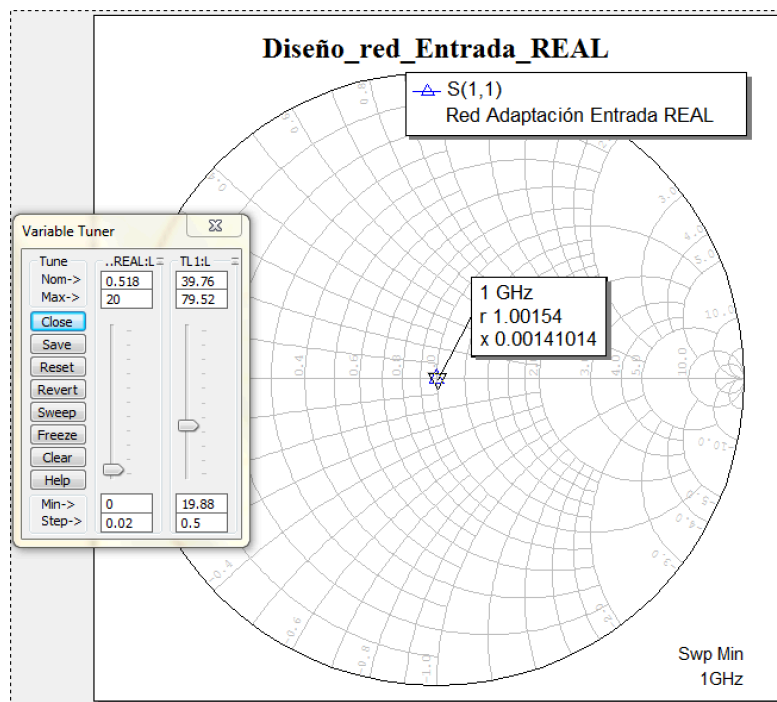


Figura 5.2-12 Red de adaptación de entrada real

Donde podemos observar que la longitud física de la línea y de los stubs (las L que vemos en azul) han experimentado un pequeño cambio con referencia a lo que aparece en la figura 5.2-11, esto sucede, como hemos dicho antes, por ese pequeño ajuste que hacemos para mejorar la adaptación, refinamos. Esta puede verse en la siguiente imagen:



Vemos como la adaptación empeora un poco con respecto a de la red ideal, pero sigue estando bien adaptado.

Red de salida real

El proceso para la red de salida será el mismo que para la de entrada. Lo primero será el TXLine.

La línea de transmisión de salida:

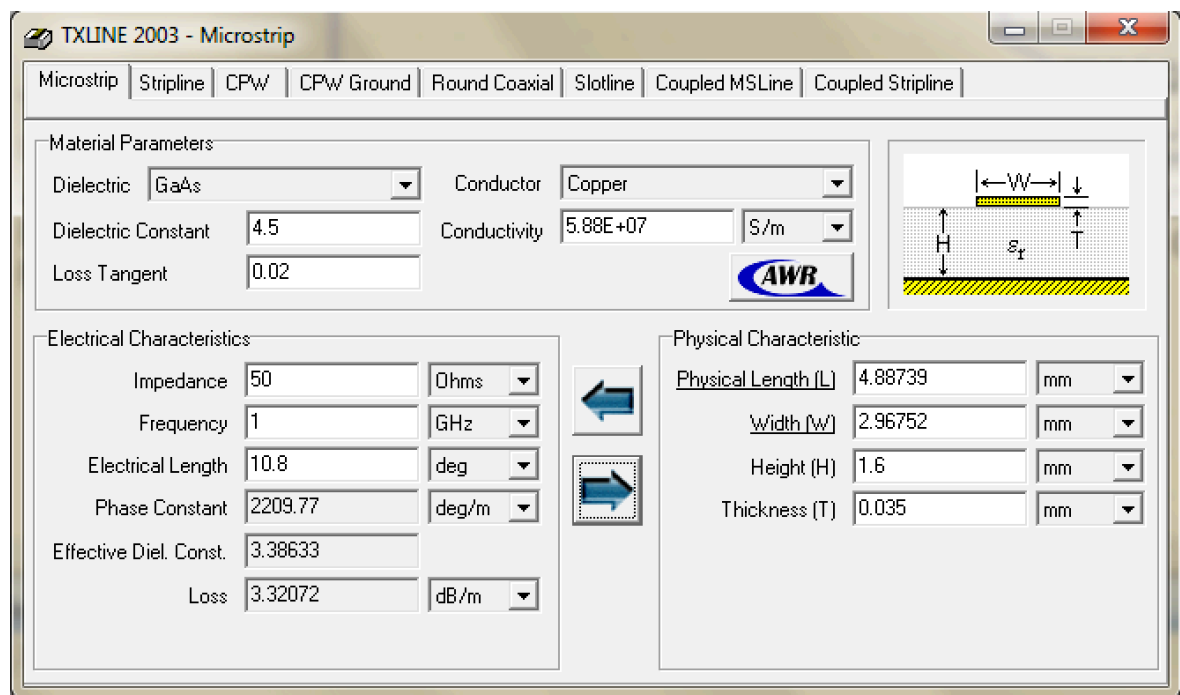


Figura 5.2-13 TXLine de la línea de salida

Y para los stubs:

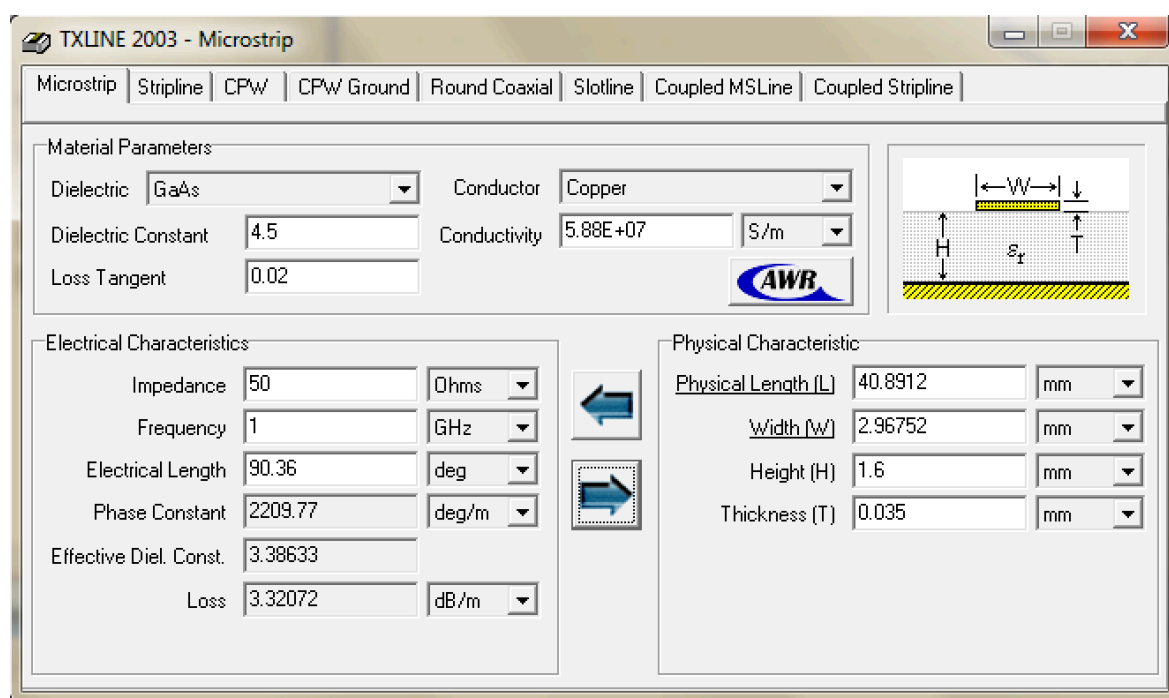


Figura 5.2-14 TXLine de los stubs de salida

Lo que nos da como resultado el siguiente circuito:

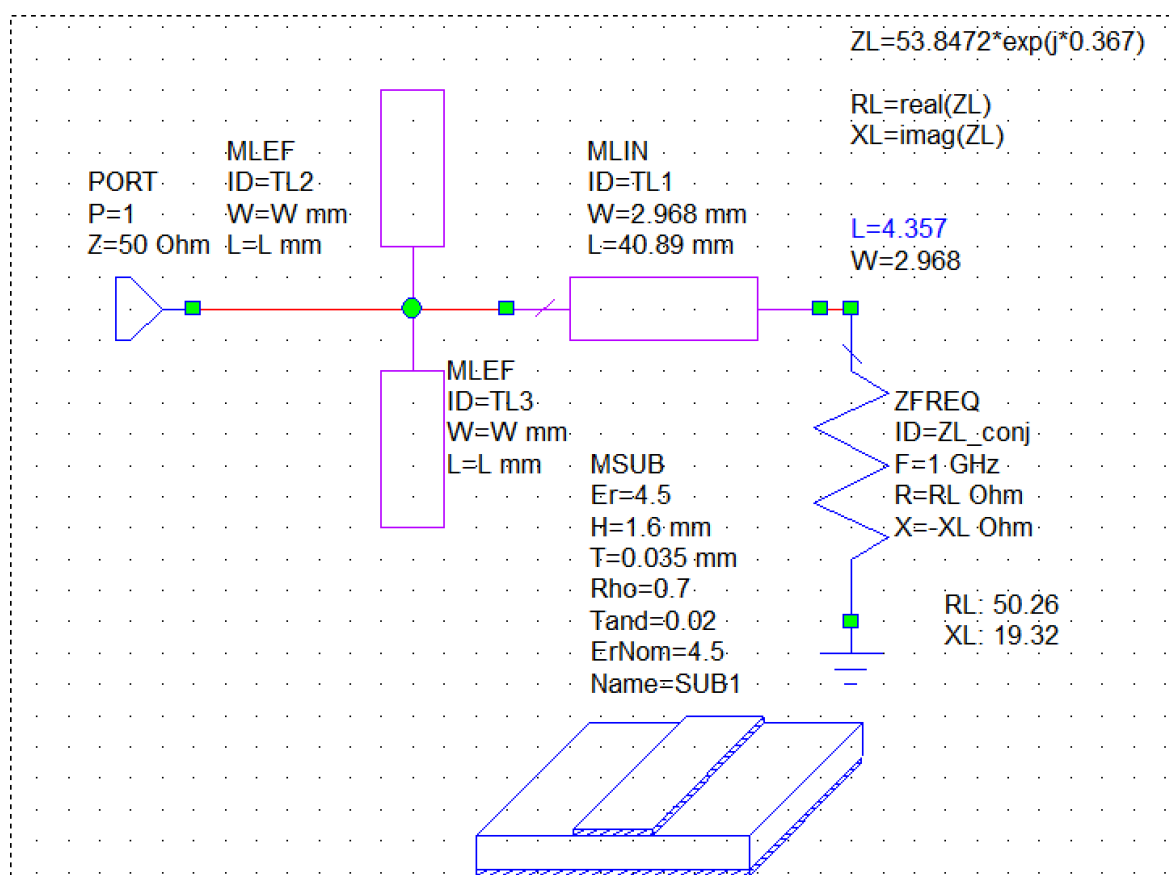
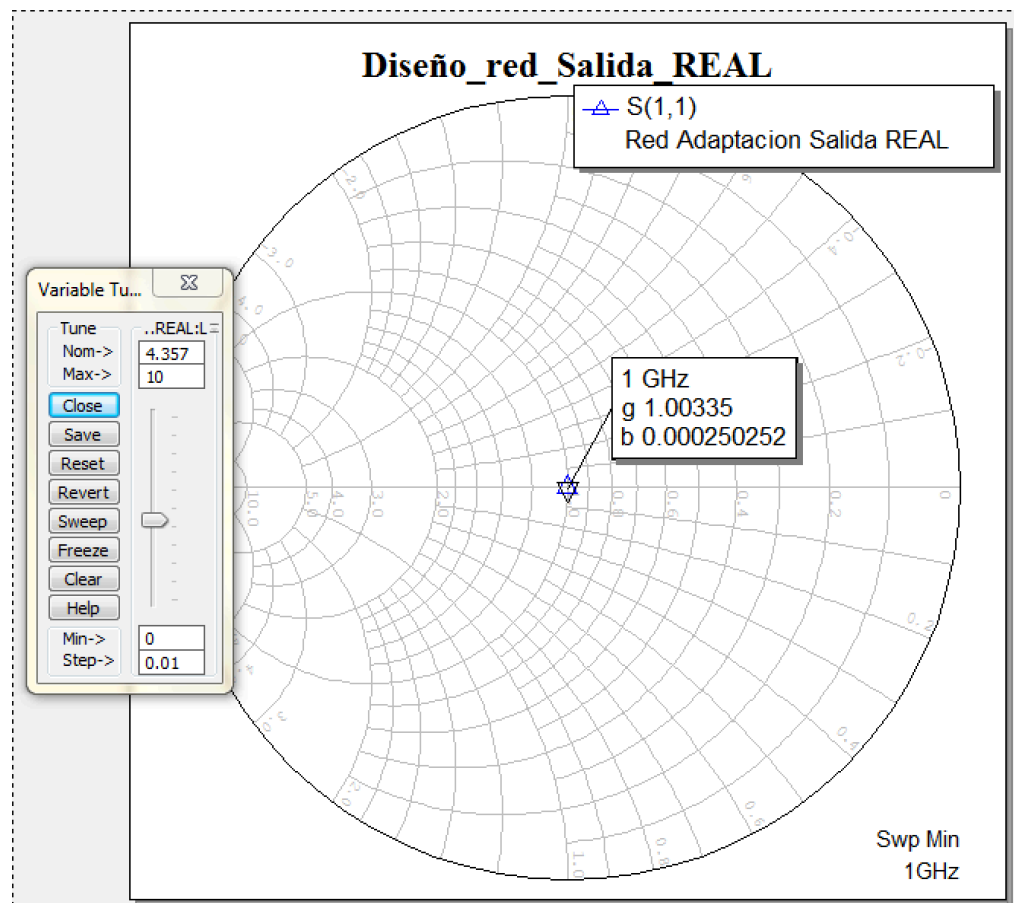


Figura 5.2-15 Red de adaptación de salida real

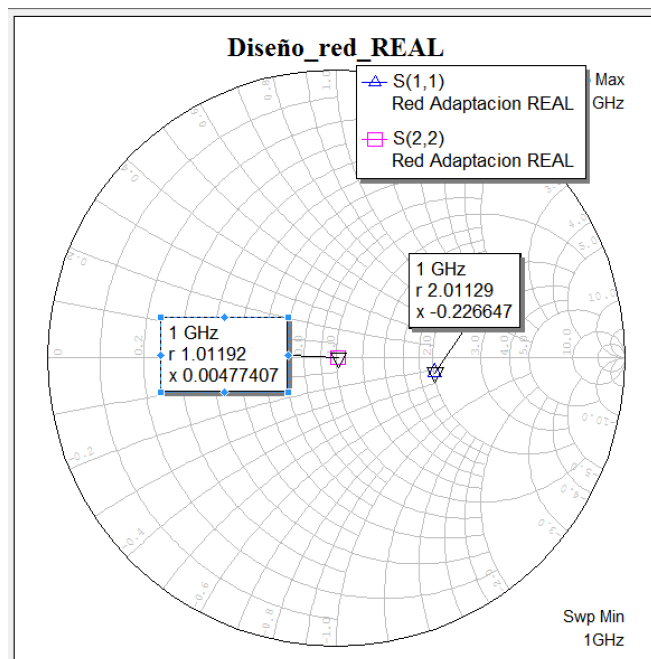
Nuevamente vemos como la longitud física de los stubs ha sido ajustada para mejorar la adaptación. El resultado es:



Red real

Una vez diseñadas cada una de las redes de adaptación y obtenidos sus parámetros físicos óptimos, se procede a implementar el circuito final. Para ello se unen las dos redes de entrada y de salida diseñadas con el subcircuito, que contiene los parámetros S medidos del transistor polarizado. Además se añaden dos líneas de 50Ω en la entrada y salida de circuito para la conexión con los conectores.

Los resultados de adaptación serían:



Vemos como la salida esta bien adaptada por lo que proporcionará máxima ganancia de salida, y la entrada proporcionará mínima figura de ruido.

Ya tenemos el amplificador perfectamente caracterizado con su red de polarización y sus redes de adaptación reales, en el siguiente apartado procederemos a analizar los resultados obtenidos con este diseño. También podemos ver estos parámetros en forma de tabla:

Frequency (GHz)	S(1,1) Red Adaptacion REAL	Ang(S(1,1)) (Deg) Red Adaptacion REAL	S(1,2) Red Adaptacion REAL	Ang(S(1,2)) (Deg) Red Adaptacion REAL	S(2,1) Red Adaptacion REAL	Ang(S(2,1)) (Deg) Red Adaptacion REAL	S(2,2) Red Adaptacion REAL	Ang(S(2,2)) (Deg) Red Adaptacion REAL
0	1	0	0	0	0	0	1	0
0.1	1.0463	-30.199	0.041387	63.99	5.9581	-138.08	1.0369	-24.518
0.2	1.4194	-83.15	0.089831	15.186	13.563	162.06	1.3107	-74.314
0.3	1.1752	-146.92	0.08706	-35.012	13.913	93.31	0.99423	-128.68
0.4	0.77551	170.65	0.065744	-56.265	10.293	47.62	0.61607	-157.74
0.5	0.55144	139.4	0.059602	-64.192	7.8861	14.567	0.42031	-173.02
0.6	0.42532	111.13	0.063323	-72.592	6.3794	-13.65	0.30883	176.41
0.7	0.35426	82.434	0.071378	-84.881	5.36	-39.738	0.22872	166.68
0.8	0.32215	52.187	0.080964	-100.31	4.6163	-64.763	0.1556	155.99
0.9	0.32133	21.306	0.090713	-117.76	4.0371	-89.171	0.079153	142.89
1	0.34319	-8.3279	0.099856	-136.39	3.5617	-113.09	0.0063833	21.686
1.1	0.3762	-35.581	0.108	-155.57	3.1589	-136.47	0.085067	-52.699
1.2	0.4086	-60.386	0.11516	-174.88	2.8162	-159.21	0.16157	-66.167
1.3	0.43109	-83.164	0.1217	165.96	2.5294	178.73	0.22671	-77.421
1.4	0.43743	-104.44	0.12818	146.97	2.2962	157.25	0.27752	-86.958
1.5	0.42382	-124.74	0.13514	128.04	2.1116	136.14	0.31449	-94.624
1.6	0.38812	-144.51	0.14283	108.94	1.967	115.12	0.34142	-100.27
1.7	0.32999	-164.07	0.15113	89.481	1.8512	93.927	0.365	-104.05
1.8	0.25205	176.43	0.15954	69.562	1.752	72.446	0.39266	-106.7
1.9	0.16142	157.12	0.16738	49.278	1.6597	50.739	0.42831	-109.51
2	0.069676	138.3	0.17424	28.872	1.5701	29.03	0.4687	-113.55

Tabla 5.2-7 Parámetros S del circuito con la red real

Fácilmente podemos comprobar que los resultados obtenidos tienen lógica, el valor de s_{11} no se aproxima a 0 ya que no lo hemos diseñado para máxima ganancia en la entrada, sino para mínimo ruido, en cambio el valor de s_{22} si es pequeño ya que si se diseñó con este propósito. También obtenemos un valor bajo de s_{12} que provocaría unilateralidad como se desea, y un valor alto de s_{21} que proporciona una ganancia del transistor, G_0 , mayor.

Los parámetros físicos optimizados de las líneas se resumen en la siguiente tabla:

	Anchura (mm)	Longitud (mm)
Líneas de transmisión de entrada	2.96752	39.76
Stubs de entrada	2.96752	0.518
Líneas de transmisión de salida	2.96752	39.69
Stubs de salida	2.96752	3.637

Tabla 5.2-8 Parámetros físicos de las líneas

5.2.5 Resultados obtenidos de ganancia y ruido

En este apartado vamos a ver los resultados que nos proporciona el diseño anterior desde el punto de vista de ganancia como el de ruido

Ganancias

- Con líneas ideales

Frequency (GHz)	DB(GA()) Red Adaptacion IDEAL	DB(GP()) Red Adaptacion IDEAL	DB(GT()) Red Adaptacion IDEAL	DB(GMax()) Red Adaptacion IDEAL
0	-400	-400	-400	-400
0.1	25.972	25.225	15.575	21.582
0.2	23.926	22.513	22.844	21.789
0.3	53.067	26.975	23.013	22.036
0.4	22.343	24.364	20.32	21.947
0.5	18.789	19.628	17.989	21.216
0.6	16.553	17.105	16.156	20.032
0.7	14.875	15.341	14.67	16.305
0.8	13.508	13.973	13.417	14.476
0.9	12.34	12.847	12.317	13.113
1	11.315	11.876	11.315	12.003
1.1	10.399	11.003	10.376	11.06
1.2	9.5755	10.188	9.4836	10.237
1.3	8.8337	9.4039	8.6379	9.5083
1.4	8.1683	8.6357	7.8497	8.8545
1.5	7.5753	7.8791	7.1312	8.2626
1.6	7.0508	7.1389	6.488	7.723
1.7	6.5897	6.4259	5.9153	7.2282
1.8	6.1852	5.7537	5.3996	6.7722
1.9	5.8282	5.1365	4.9253	6.3505
2	5.5075	4.5866	4.4825	5.9591

Tabla 5.2-9 Ganancias del amplificador de mínimo ruido

Vemos como la ganancia disponible es $G_A = 11.315 \text{ dB}$, la ganancia de potencia $G_P = 11.876 \text{ dB}$, la ganancia de transducción $G_T = 11.315 \text{ dB}$ y la ganancia máxima disponible $MAG = 12.003 \text{ dB}$. Resultados lógicos ya que no se consigue la MAG puesto que solo hemos adaptado el puerto 2 y al producirse adaptación conjugada en el puerto 2, $M_2=1$ la ganancia disponible y la de transducción son iguales.

$$G_A = G_T$$

	Circuito polarizado	Circuido con líneas ideales
Ganancia disponible, G_A	11.283 dB	11.315 dB
Ganancia de potencia, G_P	11.549 dB	11.876 dB
Ganancia de transducción, G_T	11.141 dB	11.315 dB
MAG	12.003 dB	12.003 dB

Tabla 5.2-10 Comparación de ganancias

- Con líneas Microstip

Frequency (GHz)	DB(GA()) Red Adaptacion REAL	DB(GP()) Red Adaptacion REAL	DB(GT()) Red Adaptacion REAL	DB(GMax()) Red Adaptacion REAL
0	-400	-400	-400	-400
0.1	26.737	25.737	15.502	21.582
0.2	24.087	22.584	22.647	21.789
0.3	42.261	27.058	22.868	22.036
0.4	22.324	24.246	20.251	21.947
0.5	18.782	19.512	17.937	21.216
0.6	16.531	16.962	16.096	20.032
0.7	14.817	15.166	14.583	16.082
0.8	13.392	13.762	13.286	14.233
0.9	12.149	12.595	12.121	12.832
1	11.033	11.577	11.033	11.677
1.1	10.022	10.654	9.9908	10.686
1.2	9.108	9.7865	8.9932	9.8165
1.3	8.2896	8.9533	8.0605	9.0418
1.4	7.5684	8.1427	7.2204	8.3451
1.5	6.9445	7.3521	6.4922	7.7137
1.6	6.4143	6.5851	5.876	7.1383
1.7	5.9698	5.8496	5.3489	6.6111
1.8	5.598	5.1558	4.8708	6.1256
1.9	5.2809	4.5154	4.4007	5.6763
2	4.9957	3.9396	3.9184	5.2584

Tabla 5.2-11 Ganancias del amplificador de mínimo ruido

Vemos como la ganancia disponible es $G_A = 11.033 \text{ dB}$, la ganancia de potencia $G_P = 11.577 \text{ dB}$, la ganancia de transducción $G_T = 11.033 \text{ dB}$ y la ganancia máxima disponible $MAG = 11.677 \text{ dB}$. En este caso podemos ver como la ganancia ha disminuido debido a las perdidas de los conductores y los valores de las ganancias no son exactamente iguales, aunque oarecidos.

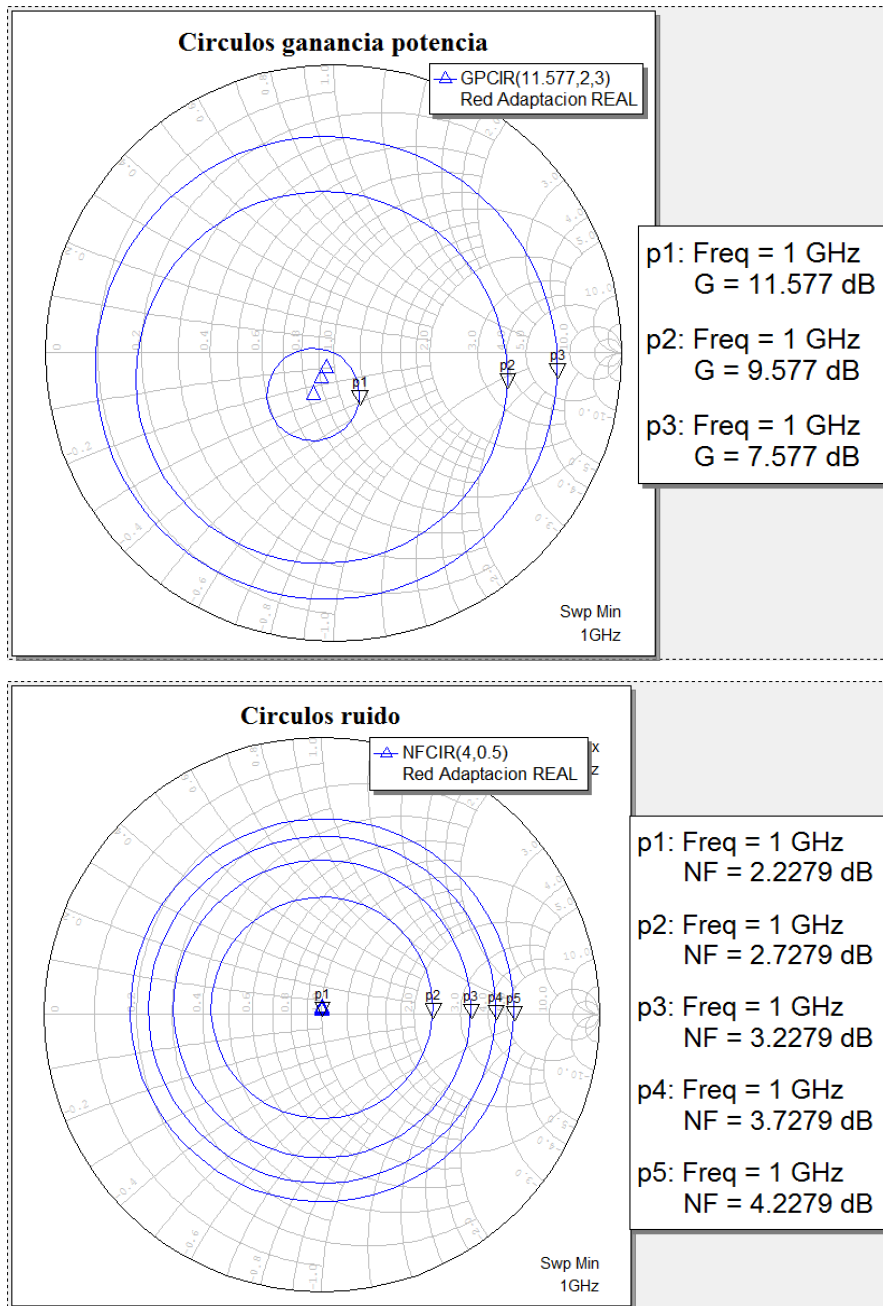
$$G_A = G_T$$

	Circuito polarizado	Circuido con red de adaptación real
Ganancia disponible, G_A	11.283 dB	11.003 dB
Ganancia de potencia, G_P	11.549 dB	11.577 dB
Ganancia de transducción, G_T	11.141 dB	11.003 dB
MAG	12.003 dB	11.677 dB

Tabla 5.2-12 Comparación de ganancias

Con lo que podemos concluir que los resultados obtenidos hablando desde el punto de vista de las ganancias son satisfactorios.

A continuación vamos a mostrar los círculos de ganancia constante tanto de ganancia disponible como de ganancia de potencia a nuestra frecuencia de diseño, 1 GHz:



Podemos comprobar como los valores de ganancia disponible y de potencia en este caso no son iguales.

Ruido

Ahora vamos a ver las características de ruido:

Frequency (GHz)	DB(NF()) Red Adaptacion REAL	DB(NFMin()) Red Adaptacion REAL	ZMN() Red Adaptacion REAL	Ang(ZMN()) (Deg) Red Adaptacion REAL	RN() Red Adaptacion REAL	K() Red Adaptacion REAL
0	686.68	613.36	4.295e+009	0	2.3283e+070	1000
0.1	2.2262	2.0327	62.633	26.954	16.986	-0.88577
0.2	1.9146	1.8247	54.361	20.875	12.512	-0.77395
0.3	1.8658	1.7897	49.606	19.866	11.112	-0.4454
0.4	1.8749	1.8051	45.197	18.146	10.116	0.076726
0.5	1.9063	1.8451	41.959	14.698	9.4485	0.62173
0.6	1.949	1.901	40.472	10.029	9.2466	0.99155
0.7	2.0005	1.9689	40.933	5.3775	9.6098	1.1957
0.8	2.0622	2.047	43.161	2.1469	10.532	1.308
0.9	2.1376	2.1338	46.568	1.3385	11.887	1.3748
1	2.2302	2.2279	50.15	3.2487	13.441	1.4183
1.1	2.3419	2.328	52.625	7.4151	14.906	1.4489
1.2	2.4713	2.4322	52.926	12.716	15.999	1.4715
1.3	2.6133	2.5391	50.844	17.725	16.513	1.4887
1.4	2.7597	2.6469	47.095	21.219	16.377	1.5018
1.5	2.9007	2.7544	42.748	22.439	15.683	1.5116
1.6	3.0269	2.8606	38.731	21.037	14.692	1.5187
1.7	3.132	2.965	35.743	16.998	13.79	1.5235
1.8	3.2139	3.0676	34.36	10.785	13.424	1.5265
1.9	3.2766	3.1687	35.091	3.599	14.016	1.5281
2	3.3307	3.2691	38.335	-2.7262	15.873	1.5287

Tabla 5.2-13 Parámetros de ruido del amplificador

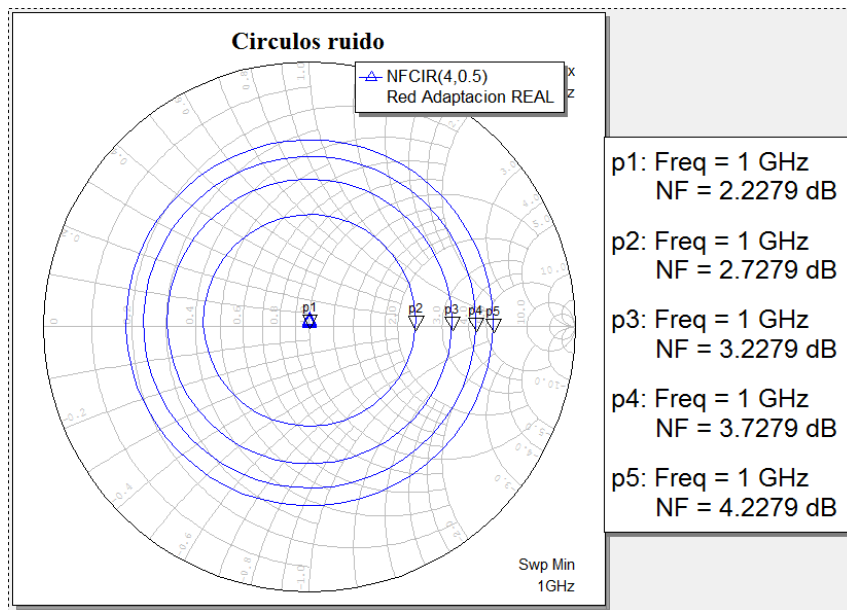
Vemos como la figura de ruido, $F = 2.2302 \text{ dB}$ y la figura mínima de ruido, $F_{min} = 2.2279 \text{ dB}$ en este caso son bastante menores por lo que podríamos decir que el diseño de mínimo ruido ha sido satisfactorio.

Como ya advertimos, estos parámetros de ruido son peores que los obtenidos solo en el circuito de polarización debido al ruido introducido en la adaptación.

	Circuito polarizado	Circuido con líneas Microstip
Factor de ruido, F	2.0923 dB	2.2302 dB
Figura mínima de ruido, F_{min}	2.0883 dB	2.2279 dB

Tabla 5.2-14 Comparación de los parámetros de ruido

También vamos a mostrar los círculos de ruido contante a 1 GHz:



5.2.6 Creación del layout

Las longitudes de los componentes necesarios para el circuito de polarización en este caso serían:

	Largo (mm)	Ancho(mm)
Transistor	3	1.4
Bobinas 1nH (3)	2	1.25
Condensadores 100pF (3)	3.2	2.5
Resistencia 98.8 Ω	1.6	0.8
Resistencia 400 Ω	3.2	1.6
Resistencia 978.6 Ω	1.6	0.8
Resistencia 4234 Ω	1.6	0.8
<u>Total</u>	26.6	16.65

Tabla 5.2-15 Componentes de la red de polarización

Estas hojas de características también están incluidas en los anexos.

El layout del circuito final que nos proporciona el MWO es:

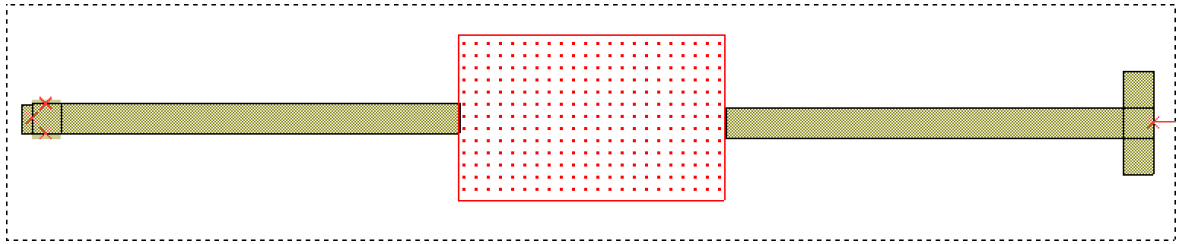


Figura 5.2-17 Layout proporcionado por MWO 1

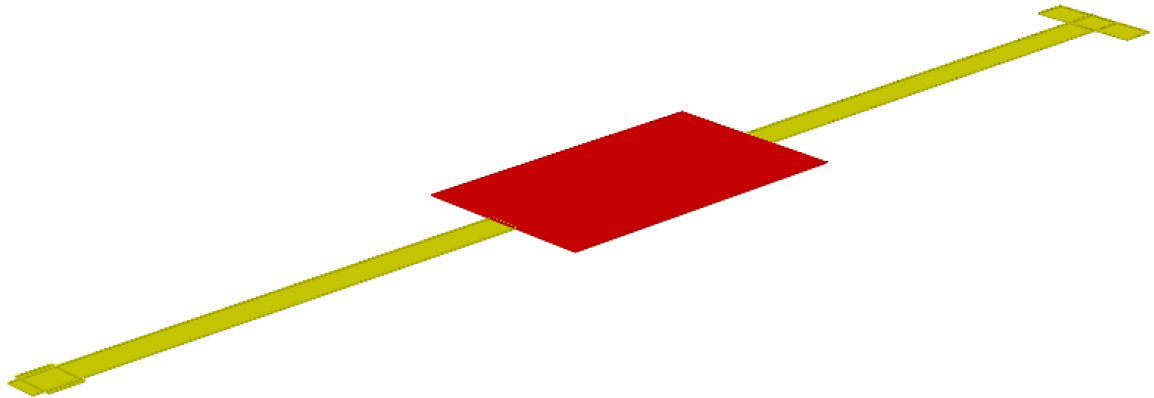


Figura 5.2-18 Layout proporcionado por MWO 2

Este layout lo hemos extraído de MWO y lo hemos abierto en AutoCAD para acotar las medidas de las líneas de transmisión así como la longitud total del amplificador (*Layout* → *Export* → “*layout*”.*dxf*).

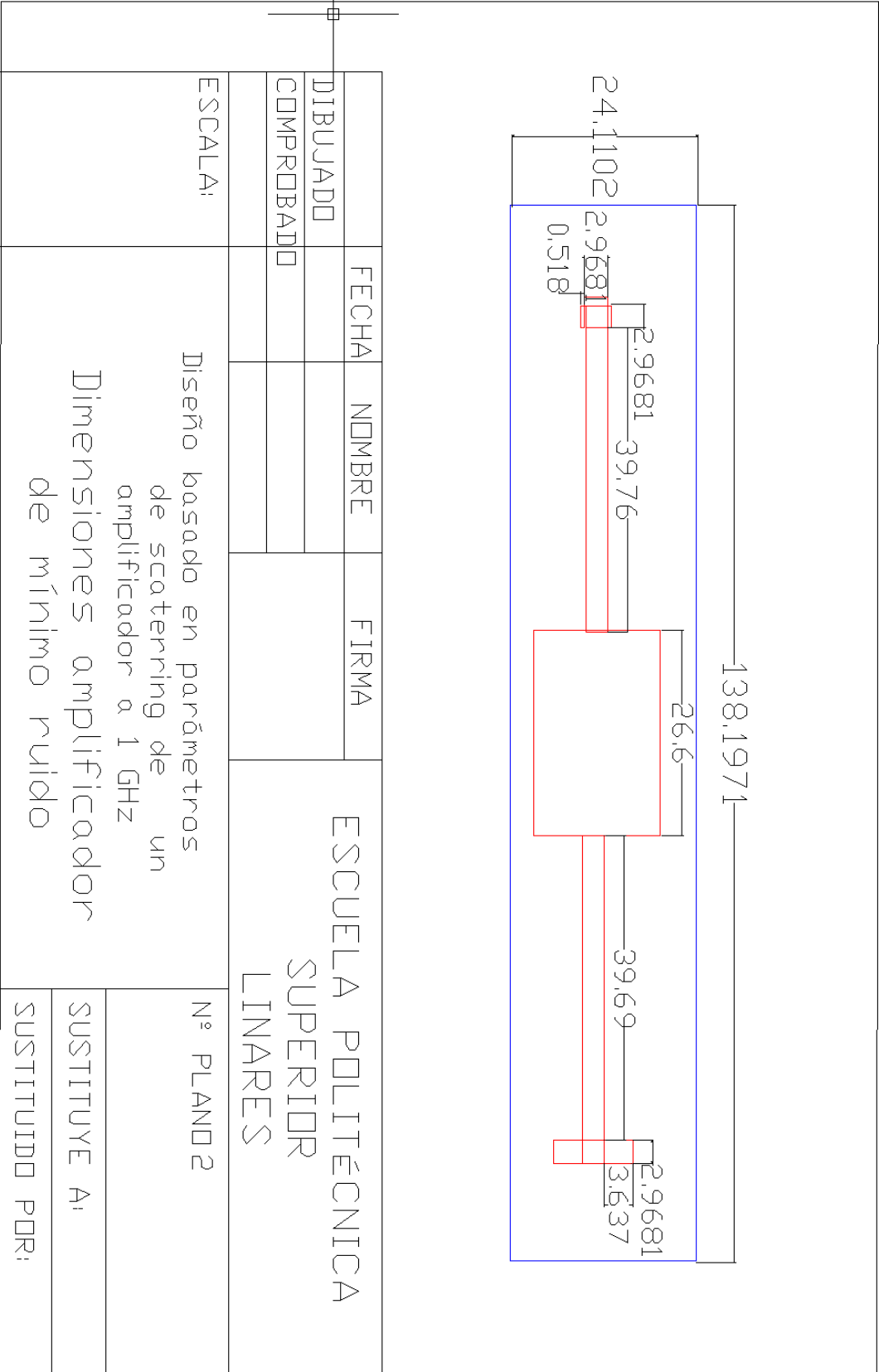


Figura 5.2-18 Layout proporcionado por AutoCAD

5.3 Toolbox para el diseño de amplificadores con Matlab

En este último apartado del capítulo vamos a proceder a la realización de una toolbox para el diseño de amplificadores en Matlab. Esta toolbox tendrá como parámetros de entrada los parámetros S del amplificador y con ellos mostrará la estabilidad, la ganancia, los coeficientes de reflexión necesarios para el diseño de las redes de adaptación, los centros y radios para dibujar distintas circunferencias, etc.

Este sería el contenido de nuestra toolbox:

```
>> help DisenioAmplificador
DisenioAmplificador Libreria de diseño de un amplificador de microondas
Version 1.0 (Junio 2014)

Contenido de DiseñoAmplificador:

Funciones para diseñar un amplificador de microondas:

CoefRefAdap1          - Método analítico para calcular los coeficientes
                      de reflexión de entrada y salida para
                      condiciones de adaptación.
CoefRefAdap2          - Método para calcular los coeficientes de
                      reflexión de entrada y salida para
                      condiciones de adaptación mediante punto fijo.
EstabilidadK          - Calcula el factor de Rollett o factor de
                      estabilidad.
Estabilidadmu         - Calcula el factor mu de inestabilidad
                      condicional.
CircunferenciasEstabilidad - Muestra el centro y el radio de las
                      circunferencias de estabilidad.
Ganancias             - Calcula las ganancias del amplificador
                      (ganancias efectivas Gs,Go y GL, Gp, Ga,
                      GT).
FiguraMeritoUnilateral - Calcula la figura de mérito unilateral.
CircunferenciasRuido  - Muestra el centro y el radio de las
                      circunferencias de ruido constante.
```

Figura 3.3-1 Contenido toolbox

Vamos a proceder a ver la ayuda de cada una de las funciones y por ultimo veremos algunos ejemplos.

- CoefRefAdap1

CoefRefAdap1 método analítico que nos proporciona el valor del coeficiente de reflexión de entrada y de salida que produce adaptación conjugada simultánea para obtener máxima ganancia de transducción.

Uso:

```
[Ts,modTs,angTs,TL,modTL,angTL] = CoefRefAdap1( mod1, mod2, mod3, mod4, arg1, arg2, arg3, arg4)
```

Variables de entrada:

```
mod1 = modulo del parametro s11 (en unidades lineales)
mod2 = modulo del parametro s12 (en unidades lineales)
mod3 = modulo del parametro s21 (en unidades lineales)
mod4 = modulo del parametro s22 (en unidades lineales)
arg1 = argumento del parametro s11 (en grados)
arg2 = argumento del parametro s12 (en grados)
arg3 = argumento del parametro s21 (en grados)
arg4 = argumento del parametro s22 (en grados)
```

Variables de salida:

```
Ts = Coeficiente de reflexion de entrada
modTs = Modulo del coeficiente de reflexion de entrada
argTs = Argumento del coeficiente de reflexion de entrada (en grados)
TL = Coeficiente de reflexion de salida
modTL = Modulo del coeficiente de reflexion de salida
argTL = Agumento del coeficiente de reflexion de Salida (en grados)
```

See also [CoefRefAdap2](#), [Ganancias](#), [EstabilidadK](#).

Figura 3.3-3 Función CoefRefAdap1

- CoefRefAdap2

CoefRefAdap2 Calcula el valor del coeficiente de reflexión de entrada y de salida que nos proporciona adaptación simultánea para obtener máxima ganancia de transducción mediante una aproximación de punto fijo.

Uso:

```
[Ts,modTs,argTs,TL,modTL,argTL] = CoefRefAdap2 (mod1, mod2, mod3, mod4, arg1, arg2, arg3, arg4)
```

Variables de entrada:

```
mod1 = modulo del parametro s11 (en unidades lineales)
mod2 = modulo del parametro s12 (en unidades lineales)
mod3 = modulo del parametro s21 (en unidades lineales)
mod4 = modulo del parametro s22 (en unidades lineales)
arg1 = argumento del parametro s11 (en grados)
arg2 = argumento del parametro s12 (en grados)
arg3 = argumento del parametro s21 (en grados)
arg4 = argumento del parametro s22 (en grados)
```

Variables de salida:

```
Ts = Coeficiente de reflexion de entrada
modTs = Modulo del coeficiente de reflexion de entrada
argTs = Argumento del coeficiente de reflexion de entrada (en grados)
TL = Coeficiente de reflexion de salida
modTL = Modulo del coeficiente de reflexion de salida
argTL = Agumento del coeficiente de reflexion de Salida (en grados)
```

See also [CoefRefAdap1](#), [Ganancias](#), [EstabilidadK](#).

Figura 3.3-2 Función CoefRefAdap2

- EstabilidadK

```
>> help EstabilidadK
EstabilidadK Es una función que nos calcula el parámetro K o factor de
Rollett asi como el parámetro delta. Se puede demostrar que las
condiciones necesarias y suficientes para que un dispositivo sea
incondicionalmente estable son:

K>1
|delta|<=1

Uso:
[ s11, s12, s21, s22, delta, absdelta, K] = EstabilidadK ( mod1, mod2, mod3, mod4, arg1, arg2, arg3, arg4)

Variables de entrada:
mod1 = modulo del parametro s11 (en unidades lineales)
mod2 = modulo del parametro s12 (en unidades lineales)
mod3 = modulo del parametro s21 (en unidades lineales)
mod4 = modulo del parametro s22 (en unidades lineales)
arg1 = argumento del parametro s11 (en grados)
arg2 = argumento del parametro s12 (en grados)
arg3 = argumento del parametro s21 (en grados)
arg4 = argumento del parametro s22 (en grados)

Variables de salida:
s11 = Valor del parámetro s11
s12 = Valor del parámetro s12
s21 = Valor del parámetro s21
s22 = Valor del parámetro s22
delta = Valor del parámetro delta -> delta=det(x) donde x es una matriz
       de 2x2 con los parámetros S
absdelta = Valor absoluto de delta
K = Fator de Rollett (en unidades lineales)

See also CircunferenciasEstabilidad, Estabilidadmu.
```

Figura 3.3-4 Función EstabilidadK

- Estabilidadmu

```
>> help Estabilidadmu
Estabilidadmu Es una función que nos calcula el factor mu de estabilidad
incondicional. El test K-delta no puede usarse para comprobar dos
dispositivos y decidir cual es mejor desde el punto de vista de la
estabilidad, para esto se usa el factor mu. La condicion necesaria y
suficiente para estabilidad incondicional:

mu>1

Existe un parámetro dual llamado muprima

Uso:
[ s11, s12, s21, s22, delta, mu, muprima] = Estabilidadmu ( mod1, mod2, mod3, mod4, arg1, arg2, arg3, arg4)

Variables de entrada:
mod1 = modulo del parametro s11 (en unidades lineales)
mod2 = modulo del parametro s12 (en unidades lineales)
mod3 = modulo del parametro s21 (en unidades lineales)
mod4 = modulo del parametro s22 (en unidades lineales)
arg1 = argumento del parametro s11 (en grados)
arg2 = argumento del parametro s12 (en grados)
arg3 = argumento del parametro s21 (en grados)
arg4 = argumento del parametro s22 (en grados)

Variables de salida:
s11 = Valor del parámetro s11
s12 = Valor del parámetro s12
s21 = Valor del parámetro s21
s22 = Valor del parámetro s22
delta = Valor del parámetro delta -> delta=det(x) donde x es una matriz
       de 2x2 con los parámetros S
mu = Factor mu de estabilidad incondicional (en unidades lineales)
muprima = parámetro dual al factor mu (en unidades lineales)

See also EstabilidadK.
```

Figura 3.3-5 Función Estabilidadmu

- CircunferenciasEstabilidad

```
>> help CircunferenciasEstabilidad
CircunferenciasEstabilidad Es una función que nos proporciona el centro y el
radio de las circunferencias de estabilidad.

Uso:
[Cs,modCs,argCs,Rs,CL,modCL,argCL,RL] = CircunferenciasEstabilidad( mod1, mod2, mod3, mod4, arg1, arg2, arg3, arg4)

Variables de entrada:
mod1 = modulo del parametro s11 (en unidades lineales)
mod2 = modulo del parametro s12 (en unidades lineales)
mod3 = modulo del parametro s21 (en unidades lineales)
mod4 = modulo del parametro s22 (en unidades lineales)
arg1 = argumento del parametro s11 (en grados)
arg2 = argumento del parametro s12 (en grados)
arg3 = argumento del parametro s21 (en grados)
arg4 = argumento del parametro s22 (en grados)

Variables de salida:
Cs = Centro de la circunferencia de estabilidad a la entrada
modCs = Módulo de Cs
argCs = Argumento de Cs
Rs = Radio de la circunferencia de estabilidad a la entrada
CL = Centro de la circunferencia de estabilidad a la salida
modCL = Módulo de CL
argCL = Argumento de CL
RL = Radio de la circunferencia de estabilidad a la salida

See also EstabilidadK.
```

Figura 3.3-6 Función CircunferenciasEstabilidad

- Ganancias

Ganancias Es una función matemática que nos devuelve las ganancias efectivas(Gs,Go,GL), ganancia de potencia(Gp),ganancia disponible(Ga) y ganancia de transduccion(GT) en sus valores lineales así como en decibelios.

Podemos definir las ganancias como:
Gp=Potencia entregada a la carga/Potencia de entrada al amplificador
Ga=Potencia disponible en la carga/Potencia disponible del generador
GT=Potencia entregada a la carga/potencia disponible del generador

```
Uso:
[Tin,Tout,Gs,GsdB,Go,GoDB,GL,GLdB,GTmax,Gp,GpdB,Ga,GaDB,GT,GTdB,MAG,MAGdB] = Ganancias ( mod1, mod2, mod3, mod4, arg1, arg2, arg3, arg4)

Variables de entrada:
mod1 = modulo del parametro s11 (en unidades lineales)
mod2 = modulo del parametro s12 (en unidades lineales)
mod3 = modulo del parametro s21 (en unidades lineales)
mod4 = modulo del parametro s22 (en unidades lineales)
arg1 = argumento del parametro s11 (en grados)
arg2 = argumento del parametro s12 (en grados)
arg3 = argumento del parametro s21 (en grados)
arg4 = argumento del parametro s22 (en grados)

Variables de salida:
Tin = Coeficiente de reflexion de entrada
Tout = Coeficiente de reflexion de salida
Gs = Ganancia efectiva de entrada
GsdB = Ganancia efectiva de entrada en decibelios
Go = Ganancia efectiva del transistor
GoDB = Ganancia efectiva del transistor en decibelios
GL = Ganancia efectiva de salida
GLdB = Ganancia efectiva de salida en decibelios
GTmax = Ganancia total de transduccion
Gp = Ganancia de potencia
Gp = Ganancia de potencia en decibelios
Ga = Ganancia disponible
GaDB = Ganancia disponible en decibelios
GT = Ganancia de transduccion
GTdB = Ganancia de transduccion en decibelios
MAG = Maxima ganancia de transduccion bajo condiciones de adaptacion
conjugada simultanea en ambos puertos
MAGdB = Maxima ganancia de transduccion bajo condiciones de adaptacion
conjugada simultanea en ambos puertos en decibelios

See also CoefRefAdap1,CoefRefAdap2, PuntoFijo, EstabilidadK.
```

Figura 3.3-7 Función Ganancias

- FiguraMeritoUnilateral

```
>> help FiguraMeritoUnilateral
FiguraMeritoUnilateral Es una función que nos devuelve el valor de la
figura de mérito unilateral, U. Cuando un dispositivo es unilateral, si el
dispositivo es estable, es incondicionalmente estable. A veces se puede
despreciar el valor de s12 y aún cuando estrictamente no es un dispositivo
unilateral a efectos prácticos el error que se comete asumiendo esta
hipótesis es poco significativo, para esto sirve la figura de mérito
unilateral,U.

Si el valor de GT/GTU esta entre  $pos=1/(1+U)^2$  y  $neg=1/(1-U)^2$  ( $pos<U<neg$ )
podemos asumir que el dispositivo es unilateral ya que cometemos un error
minimo.

Uso:
[U,pos,posdB,neg,negdB] = FiguraMeritoUnilateral(mod1, mod2, mod3, mod4, arg1, arg2, arg3, arg4)

Variables de entrada:
mod1 = modulo del parametro s11 (en unidades lineales)
mod2 = modulo del parametro s12 (en unidades lineales)
mod3 = modulo del parametro s21 (en unidades lineales)
mod4 = modulo del parametro s22 (en unidades lineales)
arg1 = argumento del parametro s11 (en grados)
arg2 = argumento del parametro s12 (en grados)
arg3 = argumento del parametro s21 (en grados)
arg4 = argumento del parametro s22 (en grados)

Variables de salida:
U = Figura de merito unilateral
pos =  $1/(1+U)^2$ 
posdB = Valor de pos en decibelios
neg =  $1/(1-U)^2$ 
negdB = Valor de neg en decibelios

See also Estabilidadmu, EstabilidadK.
```

Figura 3.3-8 Función FiguraMerito

- **CircunferenciasRuido**

```
>> help CircunferenciasRuido
CircunferenciasRuido Es una función que nos proporciona el centro y el
radio de las circunferencias de ruido constante calculadas con los datos
de figura de ruido, figura de ruido minimo, coeficiente de reflexión
óptimo y resistenci de ruido que el fabricante nos proporciona en su hoja de características.

Uso:
[Cf,modCf,argCf,Rf] = CircunferenciasRuido( mod1, mod2, mod3, mod4, arg1, arg2, arg3, arg4)

Variables de entrada:
mod1 = modulo del parametro s11 (en unidades lineales)
mod2 = modulo del parametro s12 (en unidades lineales)
mod3 = modulo del parametro s21 (en unidades lineales)
mod4 = modulo del parametro s22 (en unidades lineales)
arg1 = argumento del parametro s11 (en grados)
arg2 = argumento del parametro s12 (en grados)
arg3 = argumento del parametro s21 (en grados)
arg4 = argumento del parametro s22 (en grados)

Variables de salida:
Cf = Centro de la circunferencia de ruido constante
modCf = Módulo de Cf
argCf = Argumento de Cf
Rf = Radio de la circunferencia de ruido constante
```

Figura 3.3-9 Función CircunferenciaRuido

Estas funciones nos servirán para el diseño de nuestro amplificador.

Ejemplos

Para los ejemplos vamos a usar los parámetros S de nuestro amplificador de máxima ganancia ya polarizado a 1 GHz.

- Estabilidad

Introducimos lo siguiente a Matlab:

```
[s11, s12, s21, s22, delta, absdelta, K] = EstabilidadK (0.37728, 0.08212,  
3.9686, 0.14853, -178.02, 65.645, 88.172, -117.7)
```

Y el resultado sería:

```
s11 =  
    -0.3771 - 0.0130i  
  
s12 =  
    0.0339 + 0.0748i  
  
s21 =  
    0.1266 + 3.9666i  
  
s22 =  
   -0.0690 - 0.1315i  
  
delta =  
    0.3168 - 0.0933i  
  
absdelta =  
    0.3302  
  
K =  
    1.4493
```

Que como podemos comprobar el valor de K es el mismo que el obtenido mediante Microwave Office.

- Coeficientes de reflexión que proporcionan adaptación simultanea conjugada

- Mediante el método de punto fijo:

```
[Ts,modTs,argTs,TL,modTL,argTL] = CoefRefAdap2 ( 0.37728, 0.08212, 3.9686,
0.14853, -178.02, 65.645, 88.172, -117.7)
```

```
Ts =
-0.4336 + 0.0721i
```

```
modTs =
0.4395
```

```
argTs =
170.5537|
```

```
TL =
0.0676 + 0.2349i
```

```
modTL =
0.2444
```

```
argTL =
73.9376
```

- Mediante el método analítico:

```
[Ts,modTs,argTs,TL,modTL,argTL] = CoefRefAdap1 ( 0.37728, 0.08212, 3.9686,
0.14853, -178.02, 65.645, 88.172, -117.7)
```



```

Ts =
    -0.4336 + 0.0721i

modTs =
    0.4395

angTs =
    170.5537

TL =
    0.0676 + 0.2349i

modTL =
    0.2444

angTL =
    73.9376

```

Vemos como los resultados producidos por ambos métodos son los mismos e iguales a los obtenidos con Microwafe Office.

- Ganancias

```

[Tin,Tout,Gs,GsdB,Go,GodB,GL,GLdB,GTmax,Gp,GpdB,Ga,GadB,GT,GTdB,MAG,MAGdB] =
Ganancias ( 0.37728, 0.08212, 3.9686, 0.14853, -178.02, 65.645, 88.172, -117.7)

```

El transistor es incondicionalmente estable

El transistor no es unilateral

Gs =

1.2395

GsdB =

0.9323

Go =

15.7498

GodB =

11.9727

GL =

1.0635

GLdB =

0.2676

GTmax =

13.1726

Gp =

17.4164

GpdB =

12.4096

Ga =

19.3437

GadB =

12.8654

GT =

15.1185

GTdB =

11.7951

MAG =

19.3437

MAGdB =

12.8654

CAPÍTULO 6 CONCLUSIÓN Y LÍNEAS FUTURAS

6.1 Conclusiones

Antes de comentar los logros obtenidos tras la realización de este proyecto, es muy importante destacar que todos los diseños realizados han sido elaborados con los recursos disponibles y conocimientos adquiridos en la universidad. El software empleado en los diseños ha sido *Microwave Office* como ya hemos expuesto con antelación. Se ha elegido este programa de diseño debido a que es una herramienta gráfica de fácil manejo y que permite desarrollar diseños reales, teniendo en cuenta los efectos de las líneas con pérdidas. Resulta ser una herramienta de optimización capaz de ajustar los parámetros del circuito a los criterios exigidos por el diseño.

El principal objetivo perseguido en este proyecto consiste en diseñar un amplificador de máxima transferencia de potencia, MTP, y otro de mínimo ruido, ambos de la manera más optima posible. Los resultados en relación a los parámetros S a 1GHz obtenidos en ambos diseños se muestran a continuación para ver las diferencias entre ellos.

Parámetro	Máxima ganancia	Mínimo ruido
$ S_{11} $	0.034525	0.34319
$ S_{12} $	0.087964	0.099856
$ S_{21} $	4.2508	3.5617
$ S_{22} $	0.035506	0.0063833

Tabla 6.1-1 Parámetros S a 1GHz

Podemos observar como los valores $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ de el amplificador de máxima ganancia son cercanos a cero como cabía esperar ya que eso significa que hay una buena adaptación por lo que se transmitirá máxima ganancia, en el amplificador de mínimo ruido vemos como únicamente el parámetro $|S_{22}|$ se aproxima a cero, ya que lo hemos diseñado así para al menos obtener máxima ganancia en la salida. También se aprecia como el parámetro $|S_{21}|$ es mayor en el caso del amplificador de máxima ganancia, ya que esto significa que la ganancia será mayor.

Si nos centramos ahora en el tema de las ganancias a 1GHz los resultados obtenidos serían:

Ganancias (dB)	Máxima ganancia	Mínimo ruido
Ganancia disponible, G_A	12.575	11.033
Ganancia de potencia, G_P	12.575	11.577
Ganancia de transducción, G_T	12.569	11.033
MAG	12.582	11.677

Tabla 6.1-2 Ganancias a 1GHz

Podemos ver como por ahora se están cumpliendo los requisitos marcados ya que el amplificador de máxima ganancia proporciona ganancias superiores a el de mínimo ruido con valores como cercanas a su MAG, casi iguales, gracias a las dos redes de adaptación para máxima ganancia, mientras que el de mínimo ruido proporciona ganancias de unos 1dB menores aproximadamente, más distantes a su MAG y con $G_A=G_T$, esto se debe a que solo hemos diseñado para máxima ganancia la salida.

Para lo relacionado con el ruido de los amplificadores hemos obtenido la siguiente tabla:

Ruido (dB)	Máxima ganancia	Mínimo ruido
Factor de ruido, F	3.2981	2.2302
Mínima figura de ruido, F_{min}	2.8932	2.2279

Tabla 6.1-3 Parámetros de ruido a 1GHz

Podemos decir que 2.23dB de ruido no son unas características muy buenas de ruido pero si remontamos a la Tabla 4.2-1 podemos ver que los valores del factor de ruido están dentro de lo que se espera obtener.

Como consecuencia, nuevamente hemos obtenido valores lógicos ya que el amplificador de mínimo ruido tiene 1dB aproximadamente menos de ruido y sus valores de F y F_{min} son próximos lo que significa que la red de adaptación diseñada para mínimo ruido ha funcionado, mientras que los valores de F y F_{min} del de máxima ganancia son más distantes y mayores como hemos dicho.

Para conseguir los objetivos citados, en el presente trabajo fin de grado se han realizado dos diseños diferentes del circuito de amplificador de una etapa, llevando a cabo dos procedimientos distintos, uno para máxima ganancia y otro para mínimo ruido.

Como se puede observar, mediante el primer diseño se consigue mejorar la caracterización de la ganancia, haciéndose cumplir de esta manera los objetivos de este amplificador. También se puede comprobar como los parámetros de ruido no son muy

elevados por lo que existe un compromiso entre ganancia y ruido. Comparándolo con los resultados obtenidos para el segundo diseño, los resultados obtenidos para este vemos que son menores tanto desde el punto de vista del ruido como de la ganancia, tenemos un ruido menor pero tenemos que sacrificar un poco las ganancias, aún así los valores de ganancia serían aceptables por lo que también existiría un compromiso entre tales valores, esto es muy importante ya que el amplificador de bajo ruido, LNA, que se utilizaría para el LNB tiene que tener una figura de ruido muy baja ya que es el primer elemento del sistema y como hemos visto por la fórmula de Friis marcará el ruido total del sistema pero también tiene que tener una ganancia medianamente alta.

Por lo que en general se puede decir que los resultados obtenidos son satisfactorios.

6.2 Líneas futuras

Debido a la dificultad relacionada con la fabricación de los dispositivos a frecuencias de microondas, especialmente cuando incorporan componentes activos, cabe considerar la fabricación de un prototipo dentro de este apartado de líneas futuras, este será el mayor objetivo de las líneas futuras, la realización del prototipo y, si todo funciona correctamente, el posible diseño de un dispositivo. Por otro lado, con los diseños realizados se han conseguido los objetivos propuestos en este TFG, sin embargo todavía hay margen de mejora. Por esta razón, en este apartado se proponen distintas opciones a seguir en la mejora del diseño de tales amplificadores.

En primer lugar, la parte que más debería ser mejorada sería la relacionada con las redes de polarización, ya que los valores de bobinas y condensadores nos varían significativamente los parámetros S ya que no podemos usar componentes que tengan valores infinitos. Para ello podrían usarse líneas de transmisión $\lambda/4$ que simularan el comportamiento de las bobinas de choque y el condensador de bypass en lugar de usar estos componentes.

En segundo lugar, podría optimizarse el tamaño de dispositivo, haciéndolo más pequeño para gente más experimentada la cual el tamaño no fuera un impedimento a la hora de montar el circuito.

El substrato también podría ser tenido en cuenta a la hora de mejorar los circuitos, utilizando otro mejor que costara más caro. Todos los cálculos y las elecciones de los componentes se han elegido de manera que pudiera ser implementado de la manera más fácil posible (tanto para montarlo como para la obtención de los componentes), por lo que para unos mejores resultados se propone experimentar con otros sustratos.

Debido a que, como se ha dicho al principio del TFG, la principal fuente de ruido en un circuito es el ruido térmico, una vez montado, para reducirlo no se descarta la posibilidad de criogenizar o refrigerar el amplificador final.

CAPÍTULO 7 PRESUPUESTO

En este capítulo vamos a analizar el presupuesto de cada amplificador

7.1 Presupuesto del amplificador de máxima ganancia

	Cantidad	Precio/unidad (€)	Precio total (€)
Sustrato	1m	10	10
Transistor BFR-93A	1	0.25	0.25
Bobina 100nH	3	0.076	0.228
Condensador 50pF	1	0.198	0.198
Condensador 100PF	2	0.011	0.022
Resistencia 49.38 Ω	1	0.13	0.13
Resistencia 200 Ω	1	0.44	0.44
Resistencia 487 Ω	1	0.16	0.16
Resistencia 2073 Ω	1	0.101	0.101
Mano de obra	10 horas	25	250
Total			261.529

Tabla 7.1-1 Presupuesto del amplificador de máxima ganancia

7.2 Presupuesto del amplificador de mínimo ruido

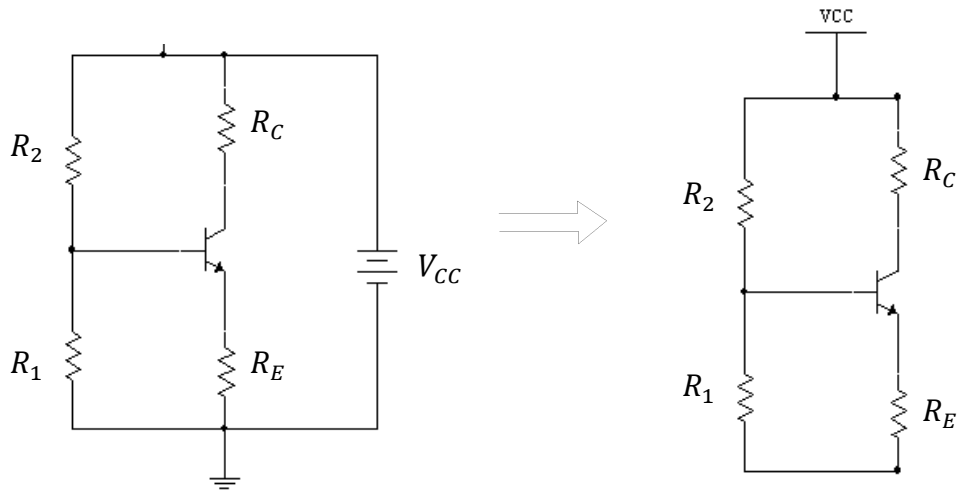
	Cantidad	Precio/unidad (€)	Precio total (€)
Sustrato	1m	10	10
Transistor BFR-93A	1	0.25	0.25
Bobina 1nH	3	0.082	0.246
Condensador 100PF	3	0.011	0.033
Resistencia 98.8 Ω	1	0.13	0.13
Resistencia 400 Ω	1	0.5	0.5
Resistencia 978.6 Ω	1	0.38	0.38
Resistencia 4234 Ω	1	0.5	0.5
Mano de obra	10 horas	25	250
Total			262.039

Tabla 7.2-1 Presupuesto del amplificador de mínimo ruido

ANEXOS

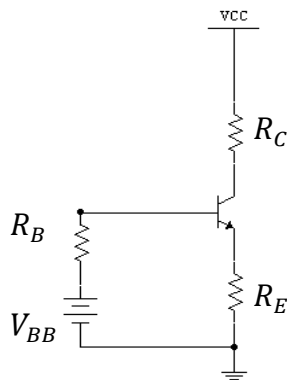
Anexo A Polarización del transistor

Vamos a utilizar una polarización universal como bien hemos dicho.



Análisis en la malla de base:

En la terminal de base existen dos mallas por lo que se empleara el teorema de Thévenin para simplificar a una sola malla, como se ve en la siguiente figura:



donde

$$R_B = R_1 \parallel R_2$$

y

$$V_{BB} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

Al aplicar LVK en la malla de base:

$$V_{BB} = R_B i_B + v_{BE} + R_E i_E$$

$$i_B = \frac{i_E}{\beta + 1}$$

$$V_{BB} = i_E \left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right) + v_{BE}$$

$$i_E = \frac{V_{BB} - v_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E}$$

Como $i_C \approx i_E$ entonces:

$$i_C = \frac{V_{BB} - v_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E}$$

A temperatura ambiente i_C depende únicamente de β . Si queremos que i_C sea casi independiente de β es necesario que:

$$\frac{R_B}{\beta} = R_E$$

para que

$$i_C \approx \frac{V_{BB} - v_{BE}}{R_E}$$

Por ejemplo si $(100) \frac{R_B}{\beta} = R_E$ o lo que es lo mismo $R_B = \frac{1}{100} \beta R_E$ resulta que $i_C = \frac{V_{BB} - v_{BE}}{(1.01) R_E}$ lo cual se aproxima a la corriente deseada $i_C = \frac{V_{BB} - v_{BE}}{R_E}$.

Por el momento bastara con que $R_B = \frac{1}{10} \beta R_E$ haciendo con esto que la corriente de colector sea $i_C = \frac{V_{BB} - v_{BE}}{(1.1) R_E}$, también aceptable.

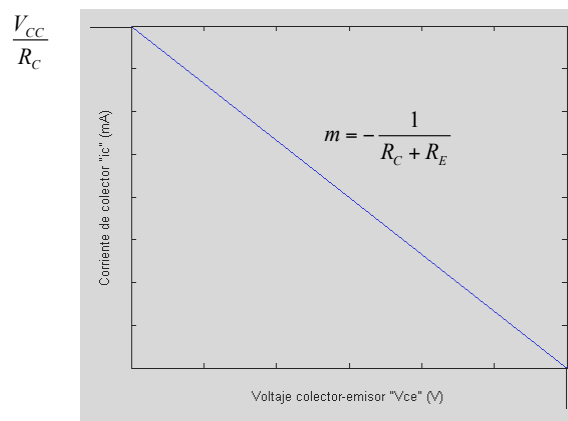
Esto asegura que el transistor queda bien polarizado, con una corriente de emisor constante y que el punto de operación no cambiara de manera significativa si se sustituye el transistor por otro con una β distinta.

Análisis en la malla de colector:

$$V_{CC} = R_C i_C + v_{CE} + R_E i_E$$

como $i_C \approx i_E$

$$i_C = \frac{V_{BB} - v_{BE}}{R_C + R_E}$$



La corriente de colector en saturación es $I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$ y puede notarse que si $R_B = 0$ entonces:

$$I_C = \frac{V_{BB} + v_{BE}}{R_E}$$

Este valor de corriente nunca satura al transistor.

Anexo B Ficheros .s2p y spice del transistor

- Vce=5V y Ic=10mA

Filename: BFR93AB.S2P

Version: 2.0

! Philips part #: BFR93A

Date: May 1990

! Bias condition: Vce=5V, Ic=10mA

!

MHz S MA R 50

! Freq	S11	S21	S12	S22	!GUM [dB]
40	.704	-26.0	24.576	161.0	.014 77.0 .945 -13.9 ! 40.5
100	.617	-58.0	19.893	139.4	.030 64.2 .795 -28.7 ! 32.4
200	.509	-98.1	13.897	119.3	.044 57.3 .580 -40.4 ! 25.9
300	.456	-119.1	10.223	107.7	.055 56.0 .462 -44.2 ! 22.2
400	.433	-133.1	7.994	100.7	.063 57.6 .396 -45.6 ! 19.7
500	.435	-144.4	6.667	94.6	.072 58.9 .357 -45.6 ! 18.0
600	.414	-152.5	5.609	90.6	.081 61.1 .333 -45.7 ! 16.3
700	.394	-156.2	4.879	87.2	.091 62.8 .318 -46.0 ! 15.0
800	.407	-163.5	4.286	83.8	.100 64.0 .309 -45.7 ! 13.9
900	.389	-168.2	3.888	80.8	.110 65.1 .303 -46.0 ! 12.9
1000	.390	-173.0	3.469	77.6	.120 66.0 .294 -46.2 ! 11.9
1200	.392	179.2	2.959	72.2	.140 66.8 .281 -47.2 ! 10.5
1400	.402	175.0	2.583	66.9	.160 67.1 .275 -50.0 ! 9.3
1600	.392	170.1	2.312	63.7	.181 67.5 .275 -51.7 ! 8.3
1800	.382	161.7	2.053	59.3	.202 67.0 .275 -53.5 ! 7.3
2000	.405	158.4	1.935	55.6	.223 66.8 .265 -54.8 ! 6.8
2200	.410	149.9	1.767	52.0	.244 66.5 .243 -57.7 ! 6.0
2400	.432	150.7	1.656	48.1	.267 65.4 .232 -64.9 ! 5.5
2600	.431	146.4	1.547	45.2	.287 64.1 .231 -71.0 ! 4.9
2800	.408	142.6	1.474	41.8	.310 63.5 .233 -74.8 ! 4.4
3000	.440	136.9	1.399	39.0	.331 61.8 .218 -77.7 ! 4.1

- **Vce=5V y Ic=20mA**

! Filename: BFR93AC.S2P

Version: 2.0

! Philips part #: BFR93A

Date: May 1990

! Bias condition: Vce=5V, Ic=20mA

!

MHz S MA R 50

! Freq	S11	S21	S12	S22	!GUM [dB]
40	.575	-36.9	36.292	154.1	.012 74.7 .893 -19.8 ! 39.9
100	.469	-77.2	26.069	129.7	.024 61.3 .675 -37.3 ! 32.0
200	.415	-117.9	16.356	111.4	.038 61.4 .451 -47.4 ! 26.1
300	.386	-136.5	11.549	101.9	.048 63.3 .349 -49.6 ! 22.5
400	.376	-147.9	8.937	96.1	.058 65.4 .296 -50.3 ! 20.1
500	.383	-156.0	7.343	91.1	.069 67.4 .267 -49.9 ! 18.3
600	.374	-162.7	6.156	87.8	.080 68.3 .250 -49.6 ! 16.7
700	.350	-163.6	5.347	84.7	.091 70.0 .239 -49.6 ! 15.4
800	.373	-172.2	4.681	82.1	.103 69.8 .235 -49.2 ! 14.3
900	.348	-175.4	4.224	79.4	.115 70.2 .229 -49.4 ! 13.3
1000	.359	-179.5	3.783	76.4	.125 70.6 .224 -49.1 ! 12.4
1200	.361	173.4	3.205	71.6	.148 70.4 .213 -50.0 ! 10.9
1400	.394	171.0	2.798	66.8	.171 69.2 .206 -52.8 ! 9.9
1600	.364	169.2	2.495	63.6	.194 69.1 .208 -54.2 ! 8.8
1800	.355	160.6	2.242	59.6	.215 67.6 .207 -55.6 ! 7.8
2000	.383	155.4	2.087	56.0	.236 66.3 .198 -55.8 ! 7.3
2200	.387	148.8	1.895	52.8	.258 65.8 .175 -58.4 ! 6.4
2400	.399	148.9	1.781	48.9	.280 64.4 .164 -66.7 ! 5.9
2600	.423	145.2	1.676	46.0	.301 62.7 .163 -73.5 ! 5.5
2800	.393	141.0	1.591	43.5	.322 61.5 .166 -77.0 ! 4.9
3000	.418	136.6	1.499	39.7	.345 59.8 .150 -79.5 ! 4.4

- **Fichero spice**

BFR93A SPICE MODEL

* PHILIPS SEMICONDUCTORS

* Date : September 1995

*

* PACKAGE : SOT23 DIE MODEL : BFR91A

* 1: COLLECTOR; 2: BASE; 3: EMITTER;

.SUBCKT BFR93A 1 2 3

Q1 6 5 7 7 BFR91A

* SOT23 parasitic model

Lb 4 5 .4n

Le 7 8 .83n

L1 2 4 .35n

L2 1 6 .17n

L3 3 8 .35n

Ccb 4 6 71f

Cbe 4 8 2f

Cce 6 8 71f

*

* PHILIPS SEMICONDUCTORS

Version: 1.0

* Filename: BFR91A.PRM

Date: Feb 1992

*

.MODEL BFR91A NPN

+ IS = 1.32873E-015

+ BF = 1.02000E+002

+ NF = 1.00025E+000

+ VAF = 5.19033E+001

+ IKF = 8.15511E+000

+ ISE = 1.39029E-014

+ NE = 1.51292E+000

+ BR = 1.76953E+001

+ NR = 9.94038E-001

+ VAR = 3.28032E+000
+ IKR = 1.00000E+001
+ ISC = 1.04297E-015
+ NC = 1.18993E+000
+ RB = 1.00000E+001
+ IRB = 1.00000E-006
+ RBM = 1.00000E+001
+ RE = 7.63636E-001
+ RC = 9.00000E+000
+ EG = 1.11000E+000
+ XTI = 3.00000E+000
+ CJE = 2.03216E-012
+ VJE = 6.00000E-001
+ MJE = 2.90076E-001
+ TF = 6.55790E-012
+ XTF = 3.89752E+001
+ VTF = 1.09308E+001
+ ITF = 5.21078E-001
+ CJC = 1.00353E-012
+ VJC = 3.40808E-001
+ MJC = 1.94223E-001
.
ENDS

Anexo C Hoja de características NXP del transistor BFR-93A

NXP Semiconductors

Product specification

NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A

FEATURES

- High power gain
- Low noise figure
- Very low intermodulation distortion.

APPLICATIONS

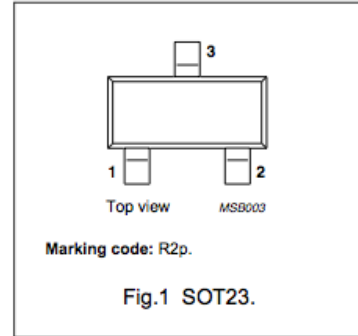
- RF wideband amplifiers and oscillators.

DESCRIPTION

NPN wideband transistor in a plastic SOT23 package.
PNP complement: BFT93.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	base
2	emitter
3	collector



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	—	15	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	—	12	V
I_C	collector current (DC)		—	35	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_s \leq 95^\circ\text{C}$	—	300	mW
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = 0$; $V_{CE} = 5\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$	0.6	—	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$; $f = 500\text{ MHz}$	6	—	GHz
G_{UM}	maximum unilateral power gain	$I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 1\text{ GHz}$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	13	—	dB
		$I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 2\text{ GHz}$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	7	—	dB
F	noise figure	$I_C = 5\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 1\text{ GHz}$; $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	1.9	—	dB
V_O	output voltage	$d_{im} = -60\text{ dB}$; $I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $R_L = 75\ \Omega$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; $f_p + f_q - f_r = 793.25\text{ MHz}$	425	—	mV

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	—	15	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	—	12	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	—	2	V
I_C	collector current (DC)		—	35	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_s \leq 95^\circ\text{C}$; note 1	—	300	mW
T_{stg}	storage temperature		−65	+150	$^\circ\text{C}$
T_j	junction temperature		—	+175	$^\circ\text{C}$

Note

1. T_s is the temperature at the soldering point of the collector pin.

NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-s}$	thermal resistance from junction to soldering point	$T_s \leq 95\text{ °C}$; note 1	260	K/W

Note

1. T_s is the temperature at the soldering point of the collector pin.

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

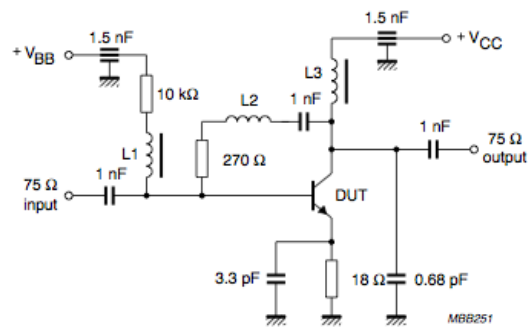
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0$; $V_{CB} = 5\text{ V}$	–	–	50	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$	40	90	–	
C_c	collector capacitance	$I_E = I_C = 0$; $V_{CB} = 5\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$	–	0.7	–	pF
C_e	emitter capacitance	$I_C = I_E = 0$; $V_{EB} = 0.5\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$	–	1.9	–	pF
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = I_E = 0$; $V_{CE} = 5\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	0.6	–	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$; $f = 500\text{ MHz}$	4.5	6	–	GHz
G_{UM}	maximum unilateral power gain (note 1)	$I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 1\text{ GHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	13	–	dB
		$I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 2\text{ GHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	7	–	dB
F	noise figure (note 2)	$I_C = 5\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 1\text{ GHz}$; $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	1.9	–	dB
		$I_C = 5\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 2\text{ GHz}$; $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	3	–	dB
V_O	output voltage	notes 2 and 3	–	425	–	mV
d_2	second order intermodulation distortion	notes 2 and 4	–	–50	–	dB

Notes

- G_{UM} is the maximum unilateral power gain, assuming S_{12} is zero and $G_{UM} = 10 \log \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \text{ dB}$.
- Measured on the same die in a SOT37 package (BFR91A).
- $d_{im} = -60\text{ dB}$ (DIN 45004B); $I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $R_L = 75\text{ }\Omega$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$;
 $V_p = V_O$ at $d_{im} = -60\text{ dB}$; $f_p = 795.25\text{ MHz}$;
 $V_q = V_O - 6\text{ dB}$ at $f_q = 803.25\text{ MHz}$;
 $V_r = V_O - 6\text{ dB}$ at $f_r = 805.25\text{ MHz}$;
measured at $f_p + f_q - f_r = 793.25\text{ MHz}$.
- $I_C = 30\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $R_L = 75\text{ }\Omega$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$;
 $V_p = 200\text{ mV}$ at $f_p = 250\text{ MHz}$;
 $V_q = 200\text{ mV}$ at $f_q = 560\text{ MHz}$;
measured at $f_p + f_q = 810\text{ MHz}$.

NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A



L1 = L3 = 5 μ H choke.

L2 = 3 turns 0.4 mm copper wire; winding pitch 1 mm; internal diameter 3 mm.

Fig.2 Intermodulation distortion and second harmonic distortion MATV test circuit.

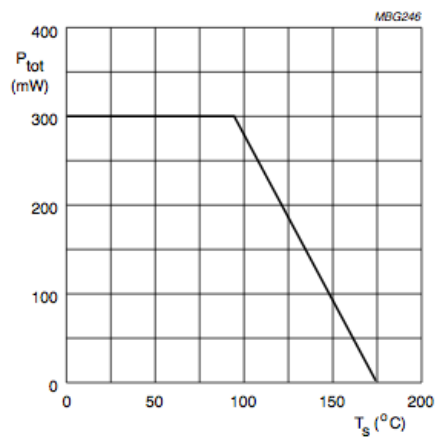
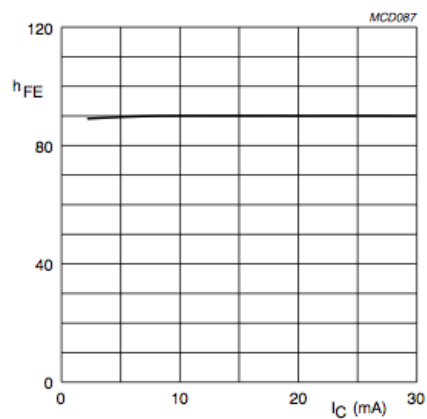


Fig.3 Power derating curve.

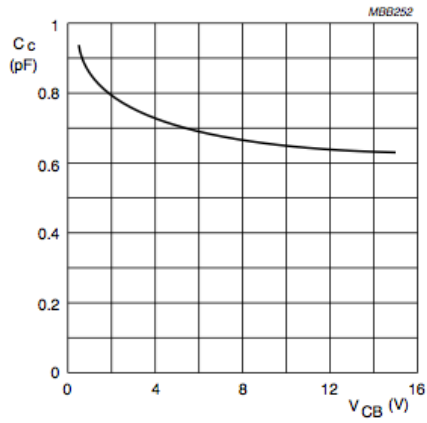


$V_{CE} = 5$ V; $T_J = 25$ $^{\circ}$ C.

Fig.4 DC current gain as a function of collector current.

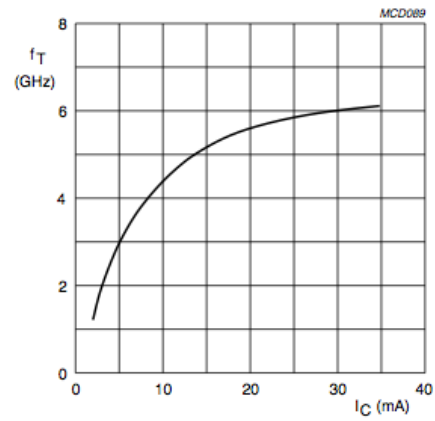
NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A



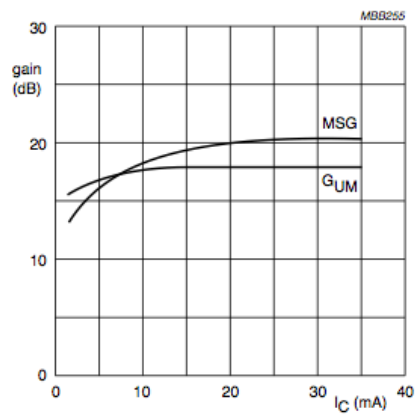
$I_E = I_B = 0$; $f = 1$ MHz; $T_j = 25$ °C.

Fig.5 Collector capacitance as a function of collector-base voltage; typical values.



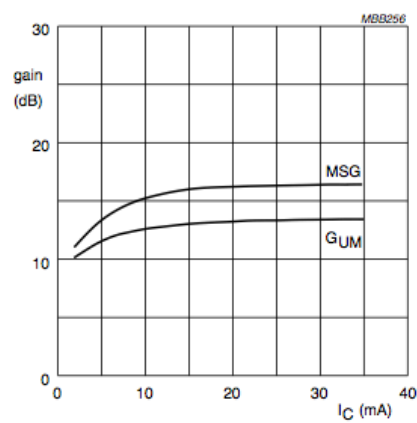
$V_{CE} = 5$ V; $f = 500$ MHz; $T_j = 25$ °C.

Fig.6 Transition frequency as a function of collector current; typical values.



$V_{CE} = 8$ V; $f = 500$ MHz.

Fig.7 Gain as a function of collector current; typical values.

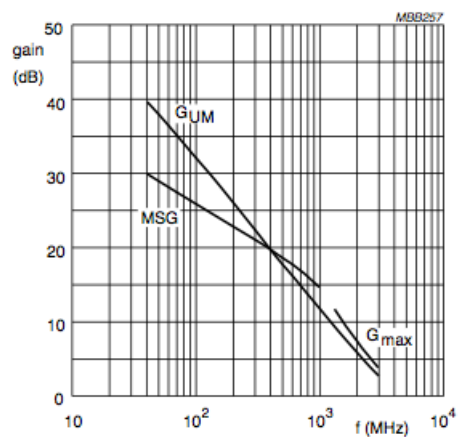


$V_{CE} = 8$ V; $f = 1$ GHz.

Fig.8 Gain as a function of collector current; typical values.

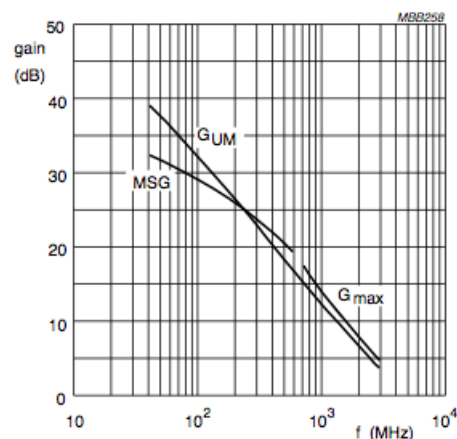
NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A



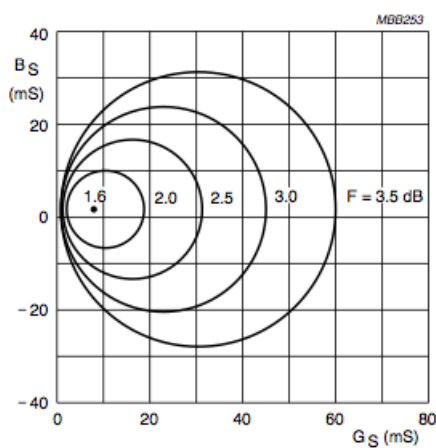
$I_C = 10 \text{ mA}$; $V_{CE} = 8 \text{ V}$.

Fig.9 Gain as a function of frequency; typical values.



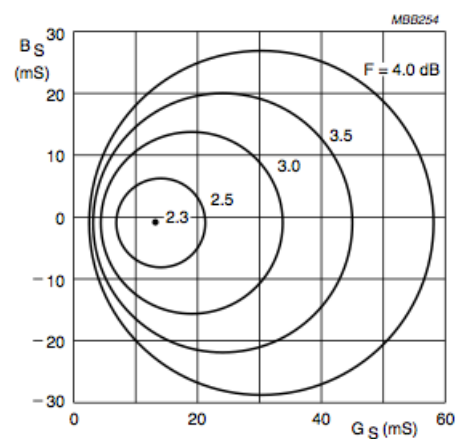
$I_C = 30 \text{ mA}$; $V_{CE} = 8 \text{ V}$.

Fig.10 Gain as a function of frequency; typical values.



$I_C = 4 \text{ mA}$; $V_{CE} = 8 \text{ V}$; $f = 800 \text{ MHz}$; $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$.

Fig.11 Circles of constant noise figure; typical values.

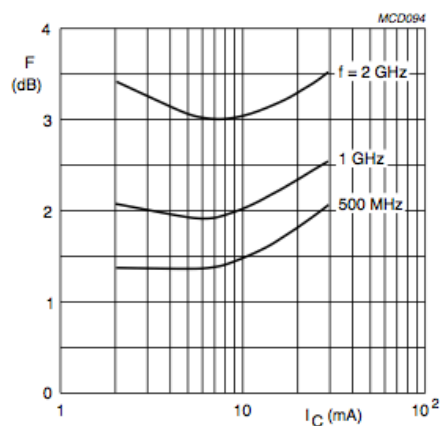


$I_C = 4 \text{ mA}$; $V_{CE} = 8 \text{ V}$; $f = 800 \text{ MHz}$; $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$.

Fig.12 Circles of constant noise figure; typical values.

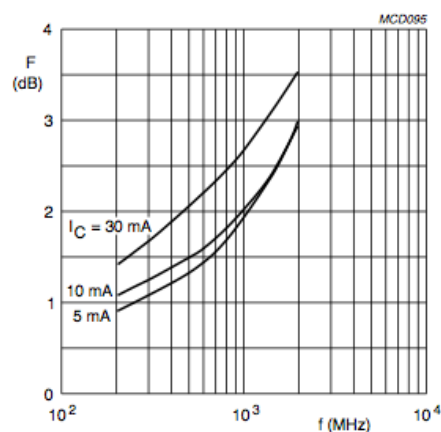
NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A



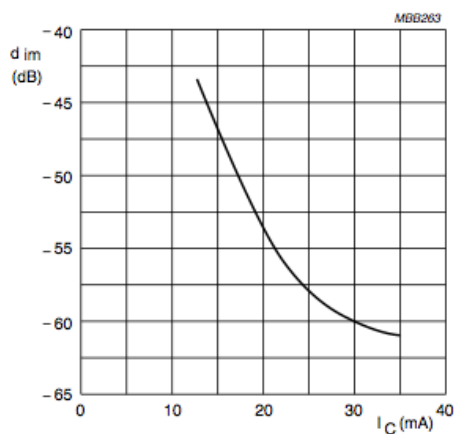
$V_{CE} = 8 \text{ V}$.

Fig.13 Minimum noise figure as a function of collector current; typical values.



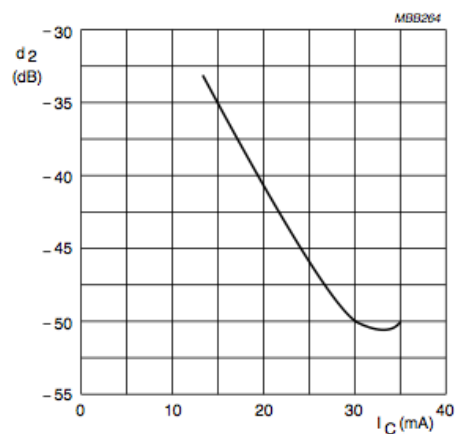
$V_{CE} = 8 \text{ V}$.

Fig.14 Minimum noise figure as a function of frequency; typical values.



$V_{CE} = 8 \text{ V}$; $V_O = 425 \text{ mV}$ (52.6 dBmV);
 $f_p + f_q - f_r = 793.25 \text{ MHz}$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
 Measured in MATV test circuit (see Fig.2)

Fig.15 Intermodulation distortion; typical values.

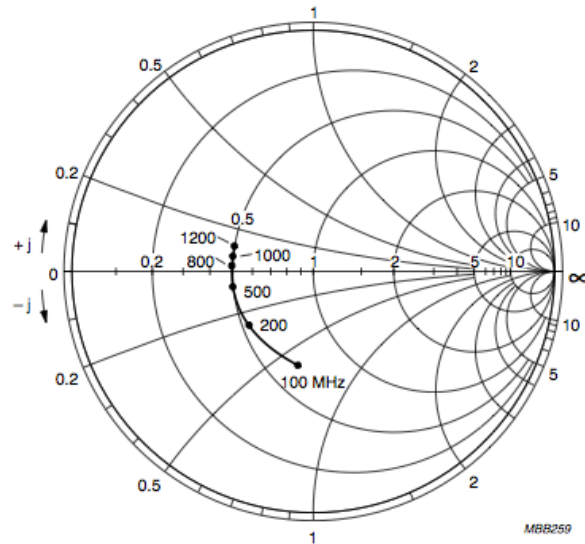


$V_{CE} = 8 \text{ V}$; $V_O = 200 \text{ mV}$ (46 dBmV);
 $f_p + f_q - f_r = 810 \text{ MHz}$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
 Measured in MATV test circuit (see Fig.2)

Fig.16 Second order intermodulation distortion; typical values.

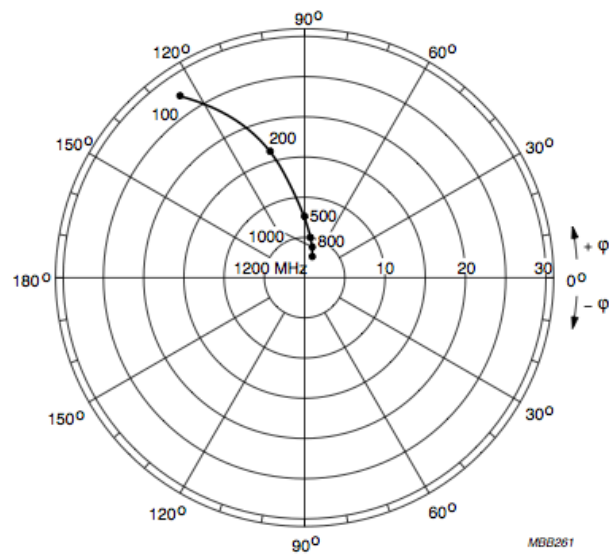
NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A



$I_C = 30 \text{ mA}$; $V_{CE} = 8 \text{ V}$; $Z_0 = 50 \Omega$; $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$.

Fig.17 Common emitter input reflection coefficient (S_{11}).

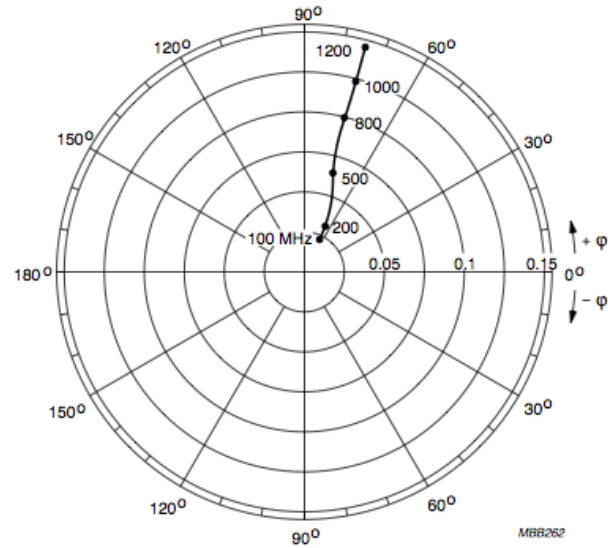
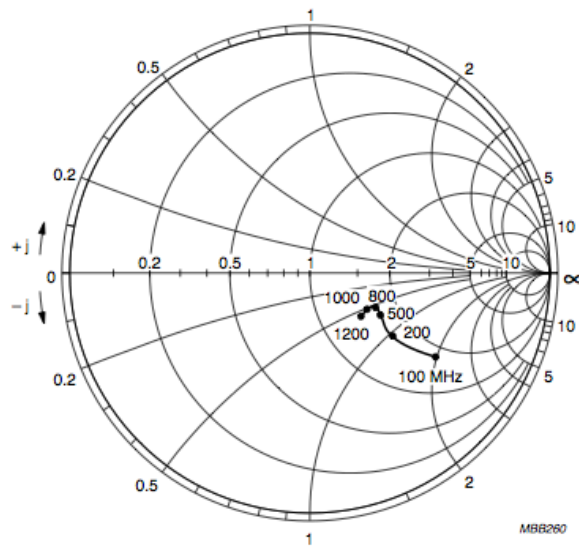


$I_C = 30 \text{ mA}$; $V_{CE} = 8 \text{ V}$; $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$.

Fig.18 Common emitter forward transmission coefficient (S_{21}).

NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A

Fig.19 Common emitter reverse transmission coefficient (S_{12}).Fig.20 Common emitter output reflection coefficient (S_{22}).

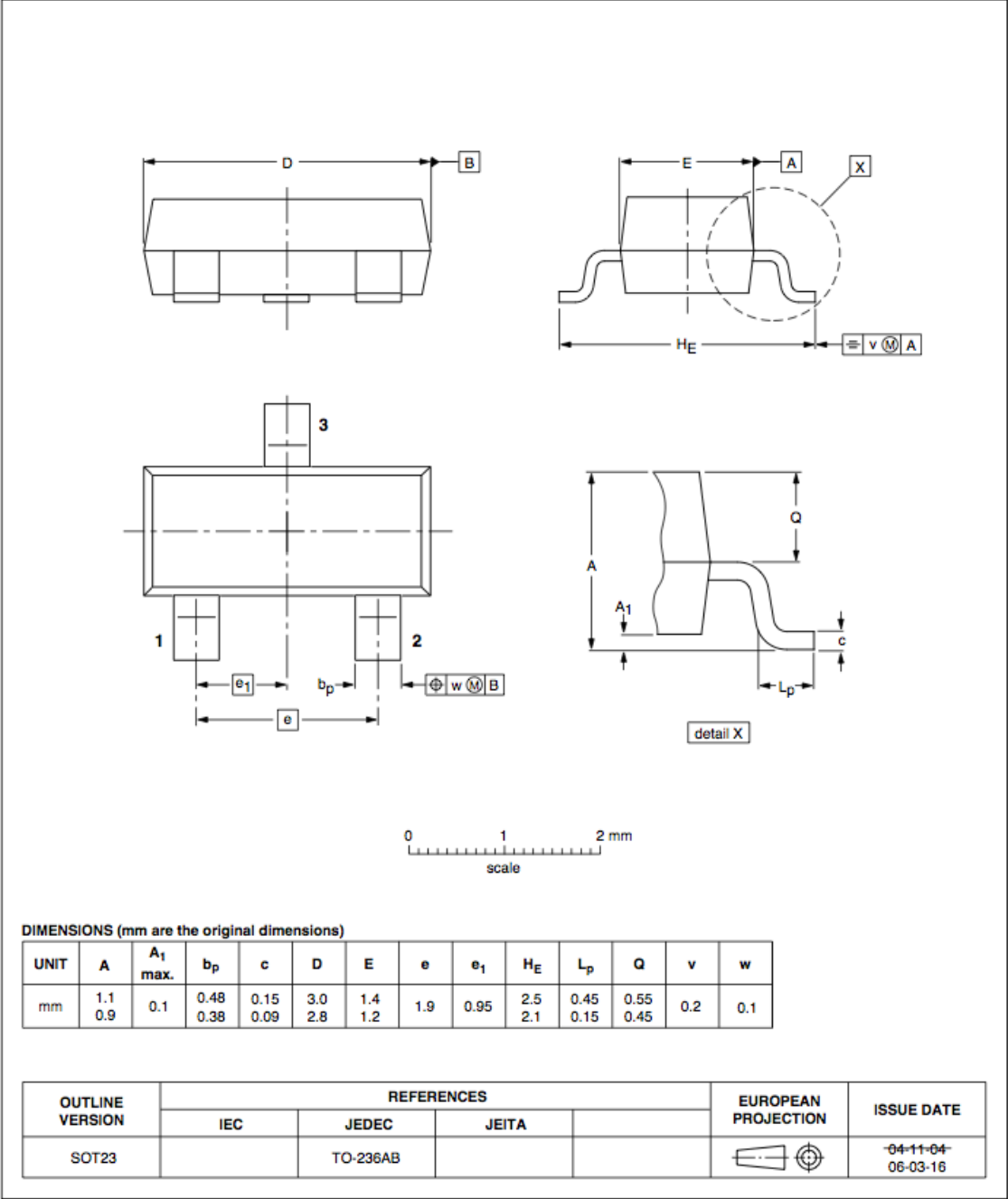
NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A

PACKAGE OUTLINE

Plastic surface-mounted package; 3 leads

SOT23



Anexo D Hojas de características de los componentes de la red de polarización de máxima ganancia

Bobina 100nH

(1/3)



SMD Inductors(Coils) For High Frequency(Multilayer)

Conformity to RoHS Directive

MLG Series MLG1608

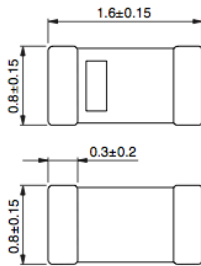
FEATURES

- Nominal inductance values are supported from 1 to 270nH.
- Provides high Q characteristics.
- Advanced monolithic structure is formed using a multilayering and sintering process with ceramic and conductive materials for high-frequency.
- It is a product conforming to RoHS directive.

APPLICATIONS

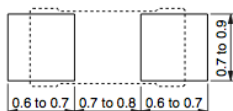
For high-frequency applications including mobile phones, portable phones, cordless phones and personal handy-phone systems (PHS).

SHAPES AND DIMENSIONS



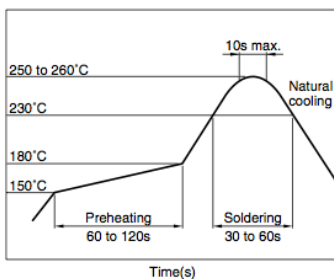
Weight: 4mg

RECOMMENDED PC BOARD PATTERN



Dimensions in mm

RECOMMENDED SOLDERING CONDITION REFLOW SOLDERING



PRODUCT IDENTIFICATION

MLG	1608	B	2N2	S	T
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)

(1) Series name

(2) Dimensions

1608	1.6×0.8mm (L×W)
------	-----------------

(3) Material code

(4) Inductance value

2N2	2.2nH
12N	12nH
R10	100nH

(5) Inductance tolerance

S	±0.3nH
D	±0.5nH
J	±5%

(6) Packaging style

T	Taping (reel)
---	---------------

SPECIFICATIONS

Operating temperature range	-55 to +125°C
Storage temperature range	-55 to +125°C [Unit of products]

PACKAGING STYLE AND QUANTITIES

Packaging style	Quantity
Taping	4000 pieces/reel

HANDLING AND PRECAUTIONS

- Before soldering, be sure to preheat components.
The preheating temperature should be set so that the temperature difference between the solder temperature and product temperature does not exceed 150°C.
- After mounting components onto the printed circuit board, do not apply stress through board bending or mishandling.
- When hand soldering, apply the soldering iron to the printed circuit board only. Temperature of the iron tip should not exceed 260°C. Soldering time should not exceed 3 seconds.

• Conformity to RoHS Directive: This means that, in conformity with EU Directive 2002/95/EC, lead, cadmium, mercury, hexavalent chromium, and specific bromine-based flame retardants, PBB and PBDE, have not been used, except for exempted applications.

• Please contact our Sales office when your application are considered the following:
The device's failure or malfunction may directly endanger human life (e.g. application for automobile/aircraft/medical/nuclear power devices, etc.)

• All specifications are subject to change without notice.

004-02 / 20060514 / e521_mlg1608

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Inductance (nH)	Inductance tolerance	Q min.	Test frequency L, Q (MHz)	Self-resonant frequency (GHz)min.	DC resistance (Ω)max.	Rated current (mA)max.	Part No.
1	± 0.3 nH	8	100	10	0.1	600	MLG1608B1N0ST
1.2	± 0.3 nH	8	100	10	0.1	600	MLG1608B1N2ST
1.5	± 0.3 nH	8	100	10	0.1	600	MLG1608B1N5ST
1.8	± 0.3 nH	8	100	9.8	0.1	600	MLG1608B1N8ST
2.2	± 0.3 nH	10	100	7.6	0.15	600	MLG1608B2N2ST
2.7	± 0.3 nH	10	100	7	0.15	600	MLG1608B2N7ST
3.3	± 0.3 nH	10	100	6.2	0.2	600	MLG1608B3N3ST
3.9	± 0.3 nH	10	100	5.6	0.2	600	MLG1608B3N9ST
4.7	± 0.3 nH	10	100	4.8	0.2	600	MLG1608B4N7ST
5.6	± 0.5 nH	10	100	4.6	0.2	600	MLG1608B5N6DT
6.8	± 0.5 nH	10	100	4.2	0.2	600	MLG1608B6N8DT
8.2	± 0.5 nH	10	100	3.6	0.25	600	MLG1608B8N2DT
10	$\pm 5\%$	12	100	3.2	0.25	600	MLG1608B10NJT
12	$\pm 5\%$	12	100	2.8	0.3	600	MLG1608B12NJT
15	$\pm 5\%$	12	100	2.6	0.35	600	MLG1608B15NJT
18	$\pm 5\%$	12	100	2.4	0.4	600	MLG1608B18NJT
22	$\pm 5\%$	12	100	2	0.5	500	MLG1608B22NJT
27	$\pm 5\%$	12	100	1.9	0.55	500	MLG1608B27NJT
33	$\pm 5\%$	12	100	1.6	0.6	500	MLG1608B33NJT
39	$\pm 5\%$	12	100	1.4	0.65	400	MLG1608B39NJT
47	$\pm 5\%$	14	100	1.2	0.7	400	MLG1608B47NJT
56	$\pm 5\%$	14	100	1	0.75	400	MLG1608B56NJT
68	$\pm 5\%$	14	100	0.9	0.8	300	MLG1608B68NJT
82	$\pm 5\%$	14	100	0.8	0.9	300	MLG1608B82NJT
100	$\pm 5\%$	14	100	0.7	1	300	MLG1608BR10JT
120	$\pm 5\%$	14	100	0.6	1.2	300	MLG1608SR12JT
150	$\pm 5\%$	14	100	0.5	1.3	250	MLG1608SR15JT
180	$\pm 5\%$	14	100	0.4	1.4	250	MLG1608SR18JT
220	$\pm 5\%$	14	100	0.4	1.7	200	MLG1608SR22JT
270	$\pm 5\%$	14	100	0.35	2	200	MLG1608SR27JT

• Test equipment

Inductance Q : HP4291A+16193A SRF: HP8720C Rdc: YOKOGAWA TYPE7561

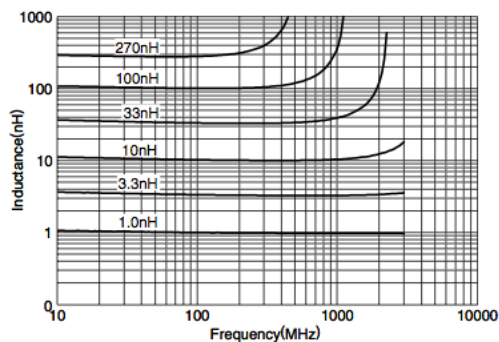
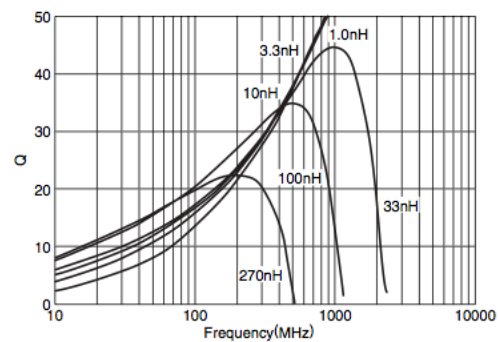
• Rated current : Value obtained when current flows and temperature has risen to 20°C.

• All specifications are subject to change without notice.

004-02 / 20060514 / e521_mlg1608

L, Q vs. FREQUENCY CHARACTERISTICS

Part No.	Inductance(nH)typ.					Q typ.				
	800MHz	900MHz	1.8GHz	2.0GHz	2.4GHz	800MHz	900MHz	1.8GHz	2.0GHz	2.4GHz
MLG1608B1N0ST	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	36	39	56	62	71
MLG1608B1N2ST	1.1	1.1	1.1	1.1	1.1	31	33	48	52	58
MLG1608B1N5ST	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	43	47	67	73	85
MLG1608B1N8ST	1.7	1.7	1.7	1.7	1.8	44	47	68	74	85
MLG1608B2N2ST	2.1	2.1	2.2	2.2	2.2	44	47	68	75	85
MLG1608B2N7ST	2.6	2.6	2.7	2.7	2.8	44	47	67	72	80
MLG1608B3N3ST	3.2	3.2	3.3	3.3	3.3	43	46	66	71	79
MLG1608B3N9ST	3.8	3.8	3.9	4.0	4.1	43	47	68	72	80
MLG1608B4N7ST	4.6	4.6	4.8	4.9	5.1	46	49	69	72	77
MLG1608B5N6DT	5.5	5.5	5.8	5.9	6.1	42	45	62	65	68
MLG1608B6N8DT	6.7	6.7	7.3	7.5	8.0	46	48	66	67	68
MLG1608B8N2DT	8.1	8.1	8.9	9.2	9.9	45	48	65	66	66
MLG1608B10NJT	10.0	10.0	11.4	12.0	13.4	46	49	63	62	59
MLG1608B12NJT	12.2	12.4	15.4	16.9	20.8	47	49	56	52	44
MLG1608B15NJT	15.3	15.6	20.4	23.1	30.4	43	45	48	43	34
MLG1608B18NJT	18.5	18.9	25.6	29.6	41.1	43	45	47	43	31
MLG1608B22NJT	23.0	23.6	35.6	44.7	76.8	43	44	41	35	20
MLG1608B27NJT	28.7	29.7	51.4	75.6		42	43	34	26	8
MLG1608B33NJT	36.1	37.7	82.5			42	42	25	15	
MLG1608B39NJT	45.4	48.5				41	40	8		
MLG1608B47NJT	56.4	61.2				38	37			
MLG1608B56NJT	73.1	82.5				37	35			
MLG1608B68NJT	95.0	111.2				33	30			
MLG1608B82NJT	119.9	144.7				31	27			
MLG1608BR10JT	209.3					22	15			
MLG1608SR12JT										
MLG1608SR15JT										
MLG1608SR18JT										
MLG1608SR22JT										
MLG1608SR27JT										

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS**INDUCTANCE vs. FREQUENCY CHARACTERISTICS****Q vs. FREQUENCY CHARACTERISTICS**

• All specifications are subject to change without notice.

004-02 / 20060514 / e521_mlg1608

VJ C0G (NP0) Dielectric

Vishay Vitramon



Surface Mount Multilayer Ceramic Chip Capacitors for Commercial Applications



FEATURES

- C0G is an ultra-stable dielectric offering a Temperature Coefficient of Capacitance (TCC) of 0 ± 30 ppm/°C
- Low Dissipation Factor (DF)
- Ideal for critical timing and tuning applications
- Ideal for snubber and surge suppression applications
- Surface mount, precious metal technology, wet build process
- Halogen-free according to IEC 61249-2-21



RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Note: Electrical characteristics at + 25 °C unless otherwise specified

Operating Temperature: - 55 °C to + 150 °C

Capacitance Range: 1.0 pF to 0.056 μ F

Voltage Rating: 10 Vdc to 1000 Vdc

Temperature Coefficient of Capacitance (TCC):

0 ± 30 ppm/°C from - 55 °C to + 125 °C

Dissipation Factor (DF):

0.1 % maximum at 1.0 V_{rms} and 1 kHz for values > 1000 pF
0.1 % maximum at 1.0 V_{rms} and 1 MHz for values $\leq$ 1000 pF

Aging Rate: 0 % maximum per decade

Insulation Resistance (IR):

At + 25 °C and rated voltage 100 000 M Ω minimum or 1000 Ω F, whichever is less

At + 125 °C and rated voltage 10 000 M Ω minimum or 100 Ω F, whichever is less

Dielectric Withstanding Voltage (DWV):

This is the maximum voltage the capacitors are tested for a 1 to 5 second period and the charge/discharge current does not exceed 50 mA

$\leq$ 200 Vdc : DWV at 250 % of rated voltage

500 Vdc: DWV at 200 % of rated voltage

630/1000 Vdc: DWV at 150 % of rated voltage

ORDERING INFORMATION

VJ0805	A	102	K	X	A	A	T	### (2)(4)
CASE CODE	DIELECTRIC	CAPACITANCE NOMINAL CODE	CAPACITANCE TOLERANCE	TERMINATION	DC VOLTAGE RATING ⁽¹⁾	MARKING	PACKAGING	PROCESS CODE
0402 0603 0805 1206 1210 1808 1812 1825 2220 2225	A = C0G (NP0)	Expressed in picofarads (pF). The first two digits are significant, the third is a multiplier. An "R" indicates a decimal point. Examples: 102 = 1000 pF 1R8 = 1.8 pF	B = $\pm$ 0.10 pF C = $\pm$ 0.25 pF D = $\pm$ 0.5 pF F = $\pm$ 1 % G = $\pm$ 2 % J = $\pm$ 5 % K = $\pm$ 10 % Note: B, C, D < 10 pF F, G, J, K $\geq$ 10 pF	X = Ni barrier 100 % tin plate matte finish F = AgPd B = Polymer 100 % tin plate matte finish ⁽⁵⁾	X = 25 V A = 50 V B = 100 V C = 200 V E = 500 V L = 630 V G = 1000 V	A = Unmarked M = Marked Note: Marking is only available for 0805 and 1206 with termination code "X"	T = 7" reel/plastic tape C = 7" reel/paper tape R = 11 1/4" reel/plastic tape P = 11 1/4" reel/paper tape O = 7" reel/flamed paper tape I = 11 1/4"/13" reel/flamed paper tape Note: "I" and "O" is used for "F" termination paper taped size 0402/0603/0805	

Notes:

⁽¹⁾ DC voltage rating should not be exceeded in application

⁽²⁾ Process Code may be added with up to three digits, used to control non-standard products and/or special requirements

⁽³⁾ Case size designator may be replaced by a four digit drawing number used to control non-standard products and/or requirements

⁽⁴⁾ "A2" temporarily used to identify manufacturing plant for size $\geq$ 1812

⁽⁵⁾ Selected values available, contact mlcc@vishay.com for list of released ratings



VJ C0G (NP0) Dielectric

Surface Mount Multilayer Ceramic Chip Capacitors Vishay Vitramon
for Commercial Applications

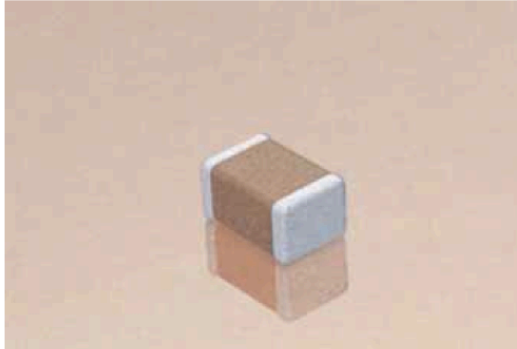
DIMENSIONS in inches [millimeters]						
EIA STYLE	PART ORDERING NUMBER	LENGTH (L)	WIDTH (W)	MAXIMUM THICKNESS (T)	TERMINATION (P)	
					MINIMUM	MAXIMUM
0402	VJ0402	0.040 ± 0.004/- 0.002 [1.00 ± 0.10/- 0.05]	0.020 ± 0.004/- 0.002 [0.50 ± 0.10/- 0.05]	0.024 [0.60]	0.004 [0.10]	0.016 [0.41]
0603	VJ0603	0.063 ± 0.005 [1.60 ± 0.12]	0.031 ± 0.005 [0.80 ± 0.12]	0.037 [0.94]	0.012 [0.30]	0.018 [0.46]
0805	VJ0805	0.079 ± 0.008 [2.00 ± 0.20]	0.049 ± 0.008 [1.25 ± 0.20]	0.057 [1.45]	0.010 [0.25]	0.028 [0.71]
1206	VJ1206	0.126 ± 0.008 [3.20 ± 0.20]	0.063 ± 0.008 [1.60 ± 0.20]	0.067 [1.70]	0.010 [0.25]	0.028 [0.71]
1210	VJ1210	0.126 ± 0.008 [3.20 ± 0.20]	0.098 ± 0.008 [2.50 ± 0.20]	0.067 [1.70]	0.010 [0.25]	0.028 [0.71]
-	VJ1808	0.177 ± 0.010 [4.50 ± 0.25]	0.080 ± 0.010 [2.03 ± 0.25]	0.067 [1.70]	0.010 [0.25]	0.030 [0.76]
1812	VJ1812	0.177 ± 0.010 [4.50 ± 0.25]	0.126 ± 0.008 [3.20 ± 0.20]	0.086 [2.18]	0.010 [0.25]	0.030 [0.76]
1825	VJ1825	0.177 ± 0.010 [4.50 ± 0.25]	0.252 ± 0.010 [6.40 ± 0.25]	0.086 [2.18]	0.010 [0.25]	0.030 [0.76]
-	VJ2220	0.220 ± 0.008 [5.59 ± 0.20]	0.200 ± 0.010 [5.08 ± 0.25]	0.086 [2.18]	0.010 [0.25]	0.030 [0.76]
-	VJ2225	0.220 ± 0.010 [5.59 ± 0.25]	0.250 ± 0.010 [6.35 ± 0.25]	0.086 [2.18]	0.010 [0.25]	0.030 [0.76]

Note:

- Polymer terminations, "B" termination part number code, length dimensions, positive tolerances (including band width) above are allowed to increase by the following amounts:
0402/0603 size, consult mlcc@vishay.com
0805/1210/1812/2220/2225 max. add length 0.0040"/0.10 mm
1206/1808 max. add length 0.0055"/0.14 mm

X7R Dielectric

General Specifications



X7R formulations are called "temperature stable" ceramics and fall into EIA Class II materials. X7R is the most popular of these intermediate dielectric constant materials. Its temperature variation of capacitance is within $\pm 15\%$ from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$. This capacitance change is non-linear.

Capacitance for X7R varies under the influence of electrical operating conditions such as voltage and frequency.

X7R dielectric chip usage covers the broad spectrum of industrial applications where known changes in capacitance due to applied voltages are acceptable.

PART NUMBER (see page 2 for complete part number explanation)

0805

Size
(L" x W")

5

Voltage
4V = 4
6.3V = 6
10V = Z
16V = Y
25V = 3
50V = 5
100V = 1
200V = 2
500V = 7

C

Dielectric
X7R = C

103

Capacitance Code (In pF)
2 Sig. Digits +
Number of
Zeros

M

Capacitance Tolerance
J = $\pm 5\%$
K = $\pm 10\%$
M = $\pm 20\%$

A

Failure Rate
A = Not
Applicable

T

Terminations
T = Plated Ni
and Sn
7 = Gold
Plated

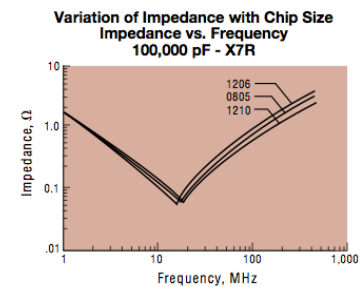
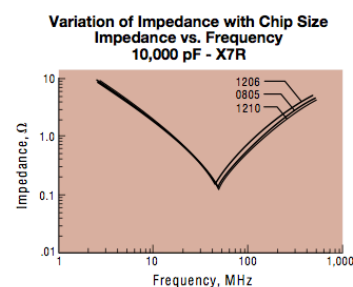
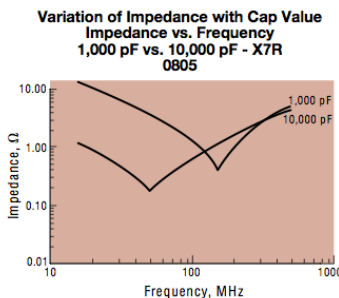
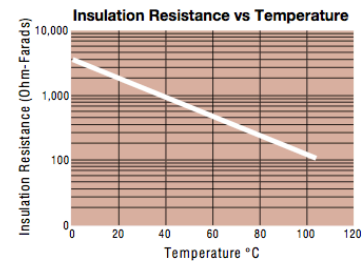
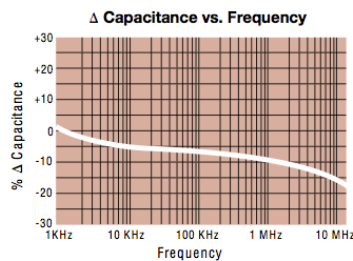
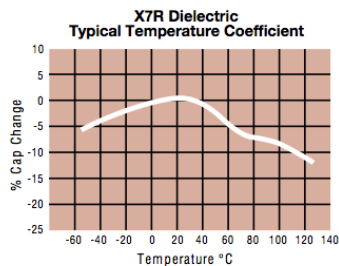
2

Packaging
2 = 7" Reel
4 = 13" Reel
7 = Bulk Cass.
9 = Bulk

A

Special Code
A = Std.
Product

**Contact
Factory For
Multiples**



X7R Dielectric

Capacitance Range



PREFERRED SIZES ARE SHADED

SIZE	0201	0402	0603								0805								1206							
Soldering	Reflow Only	Reflow Only	Reflow Only								Reflow/Wave								Reflow/Wave							
Packaging	All Paper	All Paper	All Paper								Paper/Embossed								Paper/Embossed							
(L) Length	MM (n.) 0.60 ± 0.03 (0.024 ± 0.001)	1.00 ± 0.10 (0.040 ± 0.004)	1.60 ± 0.15 (0.063 ± 0.006)								2.01 ± 0.20 (0.079 ± 0.008)								3.20 ± 0.20 (0.126 ± 0.008)							
(W) Width	MM (n.) 0.30 ± 0.03 (0.011 ± 0.001)	0.50 ± 0.10 (0.020 ± 0.004)	0.81 ± 0.15 (0.032 ± 0.006)								1.25 ± 0.20 (0.049 ± 0.008)								1.60 ± 0.20 (0.063 ± 0.008)							
(t) Terminal	MM (n.) 0.15 ± 0.05 (0.006 ± 0.002)	0.25 ± 0.15 (0.010 ± 0.006)	0.35 ± 0.15 (0.014 ± 0.006)								0.50 ± 0.25 (0.020 ± 0.010)								0.50 ± 0.25 (0.020 ± 0.010)							
WVDC	16	16 25 50	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	500									
Cap (pF)	100 A 150 A 220 A																									
	330 A 470 A 680 A																									
	1000 A																									
	1500 A																									
	2200 A																									
	3300 A																									
	4700 A																									
	6800 A																									
Cap (μF)	0.010 C 0.015 C 0.022 C																									
	0.033 C																									
	0.047 C																									
	0.068 C																									
	0.10 G																									
	0.15 G																									
	0.22 G																									
	0.33 G																									
	0.47 G																									
	0.68 G																									
	1.0 J																									
	1.5 J																									
	2.2 J																									
	3.3 J																									
	4.7 J																									
	10 J																									
	22 J																									
	47 J																									
	100 J																									
WVDC	16	16 25 50	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	6.3 10 16 25 50	100 200	500											
SIZE	0201	0402	0603								0805								1206							
Letter	A	C	E	G	J	K	M	N	P	Q	X	Y	Z													
Max. Thickness	0.33 (0.013)	0.56 (0.022)	0.71 (0.028)	0.86 (0.034)	0.94 (0.037)	1.02 (0.040)	1.27 (0.050)	1.40 (0.055)	1.52 (0.060)	1.78 (0.070)	2.29 (0.090)	2.54 (0.100)	2.79 (0.110)													
	PAPER					EMBOSS																				

= Under Development

X7R Dielectric

Capacitance Range



PREFERRED SIZES ARE SHADED

SIZE		1210						1812				1825		2220				2225			
Soldering		Reflow Only						Reflow Only				Reflow Only		Reflow Only				Reflow Only			
Packaging		Paper/Embossed						All Embossed				All Embossed		All Embossed				All Embossed			
(L) Length	MM (in.)	3.20 ± 0.20 (0.126 ± 0.008)						4.50 ± 0.30 (0.177 ± 0.012)				4.50 ± 0.30 (0.177 ± 0.012)		5.70 ± 0.40 (0.225 ± 0.016)				5.72 ± 0.25 (0.225 ± 0.010)			
(W) Width	MM (in.)	2.50 ± 0.20 (0.098 ± 0.008)						3.20 ± 0.20 (0.126 ± 0.008)				6.40 ± 0.40 (0.252 ± 0.016)		5.00 ± 0.40 (0.197 ± 0.016)				6.35 ± 0.25 (0.250 ± 0.010)			
(t) Terminal	MM (in.)	0.50 ± 0.25 (0.020 ± 0.010)						0.61 ± 0.36 (0.024 ± 0.014)				0.61 ± 0.36 (0.024 ± 0.014)		0.64 ± 0.39 (0.025 ± 0.015)				0.64 ± 0.39 (0.025 ± 0.015)			
WVDC		10	16	25	50	100	200	500	50	100	200	500	50	100	6.3	50	100	200	50	100	
Cap (pF)		100																			
		150																			
		220																			
		330																			
		470																			
		680																			
		1000																			
		1500	J	J	J	J	J	J	M												
		2200	J	J	J	J	J	J	M												
		3300	J	J	J	J	J	J	M												
		4700	J	J	J	J	J	J	M												
		6800	J	J	J	J	J	J	M												
Cap (μF)		0.010	J	J	J	J	J	J	M	K	K	K	K	M	M	X	X	X	X	M	P
		0.015	J	J	J	J	J	J	P	K	K	K	P	M	M	X	X	X	X	M	P
		0.022	J	J	J	J	J	J	Q	K	K	K	Z	M	M	X	X	X	X	M	P
		0.033	J	J	J	J	J	J		K	K	K	X	M	M	X	X	X	X	M	P
		0.047	J	J	J	J	J	J		K	K	K	Z	M	M	X	X	X	X	M	P
		0.068	J	J	J	J	J	M		K	K	K		M	M	X	X	X	X	M	P
		0.10	J	J	J	J	J	M		K	K	K		M	M	X	X	X	X	M	P
		0.15	J	J	J	J	M			K	K	K	P	M	M	X	X	X	X	M	P
		0.22	J	J	J	J	P			K	K	K	P	M	M	X	X	X	X	M	P
		0.33	J	J	J	J	Z			K	M			M	M	X	X	X	X	M	P
		0.47	M	M	M	M	Z			K	P			M	M	X	X	X	X	M	P
		0.68	M	M	P	X	Z			M	Q			M		X	X	X	X	M	P
		1.0	N	N	P	X	Z			M	X			M		X	X	Z		M	P
		1.5	N	N	Z	Z				Z	X			M		X	Z			M	X
		2.2	Z	Z	Z	Z				Z	Z									M	
		3.3	Z	Z	Z	Z				Z											
		4.7	Z	Z	Z	Z															
		10	Z	Z	Z	Z															
		22	Z	Z																	
		47																			
		100																			
WVDC		10	16	25	50	100	200	500	50	100	200	500	50	100	6.3	50	100	200	50	100	
SIZE		1210						1812				1825		2220				2225			
Letter		A	C	E	G	J		K	M	N	P	Q		X	Y	Z					
Max.		0.33	0.56	0.71	0.86	0.94		1.02	1.27	1.40	1.52	1.78		2.29	2.54	2.79					
Thickness		(0.013)	(0.022)	(0.028)	(0.034)	(0.037)		(0.040)	(0.050)	(0.055)	(0.060)	(0.070)		(0.090)	(0.100)	(0.110)					
PAPER							EMBOSS														

= Under Development

Resistencia 49.39Ω



[Imagen más grande](#)

Las imágenes son sólo para referencia
Ver especificaciones del producto

N.º Ref. Mouser: 660-RN731JTD49R3F100
N.º Ref. del fabricante: RN731JTTD49R3F100
Fabricante: [KOA Speer](#)
Descripción: Resistores de película fina - SMD 1/16W
49.3ohm 1% 100ppm

[Hoja de datos](#)

[Añadir a la lista de comparación](#)

[Share](#) | [Email](#) [Facebook](#) [Google+](#) [Twitter](#) 0

Especificaciones	Documentos (1)	Mis Notas
Fabricante:	KOA Speer	☒
Categoría de producto:	0603 SMD Thin Film Chip Resistors	☒
RoHS:	RoHS Detalles	
Resistencia:	49.3 Ohms	☐
Frecuencia de energía:	63 mW	☐
Tolerancia:	1 %	☐
Coeficiente de temperatura:	10 PPM / C	☐
Voltaje máximo:	50 V	☐
Código del estuche (pulgadas):	0603	☐
Código del estuche (mm):	1608	☐
Rango de temperatura de operación:	- 55 C to + 125 C	☐
Marca:	KOA Speer	
Altura del estuche:	0.45 mm	
Longitud del estuche:	1.6 mm	
Ancho del estuche:	0.8 mm	
Empaquetado / Estuche:	0603 (1608 metric)	
Empaquetado:	Reel	
Producto:	Precision Resistors Thin Film SMD	
Serie:	RN73	
Cantidad del paquete de fábrica:	5000	
Tipo:	Thin Film (Metal) Chip Resistor-Ultra High Precision Tolerance	

Resistencia 200Ω



[Imagen más grande](#)

Las imágenes son sólo para referencia
Ver especificaciones del producto

N.º Ref. Mouser: 660-RN731JLTD2000B25

N.º Ref. del fabricante: RN731JLTD2000B25

Fabricante: KOA Speer

Descripción: Resistores de película fina - SMD 1/16W
200ohm 0.1% 25ppm

[Hoja de datos](#)

[Añadir a la lista de comparación](#)

[Share](#) | [Email](#) [Facebook](#) [Google+](#) [Twitter](#)

Especificaciones	Documentos (1)	Mis Notas
Fabricante:	KOA Speer	☒
Categoría de producto:	0603 SMD Thin Film Chip Resistors	☒
RoHS:	No	
Resistencia:	200 Ohms	☐
Frecuencia de energía:	63 mW	☐
Tolerancia:	0.1 %	☐
Coeficiente de temperatura:	25 PPM / C	☐
Voltaje máximo:	50 V	☐
Código del estuche (pulgadas):	0603	☐
Código del estuche (mm):	1608	☐
Rango de temperatura de operación:	- 55 C to + 125 C	☐
Marca:	KOA Speer	
Diámetro del estuche:	0.3 mm	
Altura del estuche:	0.45 mm	
Longitud del estuche:	1.6 mm	
Ancho del estuche:	0.8 mm	
Empaquetado / Estuche:	0603 (1608 metric)	
Empaquetado:	Reel	
Producto:	Precision Resistors Thin Film SMD	
Serie:	RN73	
Cantidad del paquete de fábrica:	5000	
Tipo:	Thin Film (Metal) Chip Resistor-Ultra High Precision Tolerance	

Resistencia 487Ω



[Imagen más grande](#)

Las imágenes son sólo para referencia
Ver especificaciones del producto

N.º Ref. Mouser: 660-RK73H1ETTP4870F
N.º Ref. del fabricante: RK73H1ETTP4870F
Fabricante: KOA Speer
Descripción: Resistores de película gruesa - SMD
1/16watts 487ohms 1%

[Hoja de datos](#)

[Añadir a la lista de comparación](#)

[Share](#) | [Email](#) [Facebook](#) [Google+](#) [0](#)

Especificaciones	Documentos (1)	Mis Notas
Fabricante:	KOA Speer	☒
Categoría de producto:	0402 SMD Thick Film Chip Resistors	☒
RoHS:	RoHS Detalles	
Resistencia:	487 Ohms	☐
Frecuencia de energía:	63 mW	☐
Tolerancia:	1 %	☐
Coeficiente de temperatura:	100 PPM / C	☐
Voltaje máximo:	50 V	☐
Código del estuche (pulgadas):	0402	☐
Código del estuche (mm):	1005	☐
Rango de temperatura de operación:	- 55 C to + 155 C	☐
Marca:	KOA Speer	
Altura del estuche:	0.35 mm	
Longitud del estuche:	1 mm	
Ancho del estuche:	0.5 mm	
Empaquetado / Estuche:	0402 (1005 metric)	
Empaquetado:	Reel	
Producto:	Thick Film Resistors SMD	
Serie:	RK73H	
Cantidad del paquete de fábrica:	10000	

Resistencia 2073Ω



Imagen más grande

N.º Ref. Mouser: 660-RN73H1JT2741F100

N.º Ref. del fabricante: RN73H1JT2741F100

Fabricante: [KOA Speer](#)

Descripción: Resistores de película fina - SMD 1/10W
2.74K ohm 1% 100ppm

[Más información sobre KOA Speer
RN73H1JT2741F100](#)

[Hoja de datos](#)

Las imágenes son sólo para referencia
Ver especificaciones del producto

[Añadir a la lista de comparación](#)

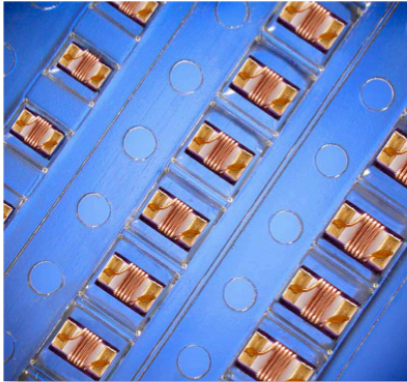
Share | 0

Especificaciones	Característica	Documentos (1)	Mis Notas
Fabricante:	KOA Speer		☒
Categoría de producto:	Resistores de película fina - SMD		☒
RoHS:	Detalles		
Resistencia:	2.74 kOhms		☐
Frecuencia de energía:	100 mW		☐
Tolerancia:	1 %		☐
Coefficiente de temperatura:	10 PPM / C		☐
Voltaje máximo:	75 V		☐
Código del estuche (pulgadas):	0603		☐
Código del estuche (mm):	1608		☐
Rango de temperatura de operación:	- 55 C to + 155 C		☐
Marca:	KOA Speer		
Altura del estuche:	0.45 mm		
Longitud del estuche:	1.6 mm		
Ancho del estuche:	0.8 mm		
Empaquetado / Estuche:	0603 (1608 metric)		
Empaquetado:	Reel		
Producto:	Precision Resistors Thin Film SMD		
Serie:	RN73H		
Tipo:	Precision High Heat Resistance Metal Film Chip Resistor		

Anexo E Hojas de características de los componentes de la red de polarización de mínimo ruido

Bobina 1μH

RF WIREWOUND CHIP INDUCTORS



These high frequency High-Q chip inductors feature a monolithic body made of low loss ceramic wound with wire to achieve optimal high frequency performance.

These RF chip inductors are compact in size and are provided on tape and reel packaging which makes them ideal for high volume RF applications. They feature a nickel barrier with a top plating of gold for the ceramic core types (all 0402, all 0603, and most 0805 types), and with a top plating of 100% tin for the ferrite core types (0805 size, 470 nH and higher). Most inductance values between those listed are available on request.

APPLICATIONS

- CELL/PCS Modules
- Broadband Components
- RF Transceivers
- Cable Modem
- Bluetooth
- Wireless LAN
- RFID
- Cordless Phone
- Computer Peripherals
- ASDL

PRODUCT RANGE SUMMARY

EIA SIZE (mm)	SIZE CODE	L RANGE	Q FACTOR (Typ.)	SRF (Typ.)	TEMPERATURE
0402 (1005)	L-07	1.0 - 120 nH	55 (900 MHz)	>11 GHz (1.0 nH)	-40°C to + 125°C
0603 (1608)	L-14	2.0 - 470 nH	60 (900 MHz)	>13 GHz (2.0 nH)	-40°C to + 125°C
0805 (2012)	L-15	2.2 - 10,000 nH	60 (500 MHz)	>11 GHz (2.2 nH)	-40°C to + 125°C*

*-40 deg. C to +85 deg. C for ferrite core types

MECHANICAL CHARACTERISTICS

	0402 (1005)		0603 (1608)		0805 (2012)	
	Inches	mm	Inches	mm	Inches	mm
Length	.039 ±.004"	(1.00 ±.10)	.063 ±.008"	(1.60 ±.20)	.079 ±.008"	(2.00 ±.20)
Width	.022 ±.004"	(0.55 ±.10)	.041 ±.008"	(1.05 ±.20)	.049 ±.008"	(1.25 ±.20)
Thickness	.020 ±.004"	(0.50 ±.10)	.041 ±.008"	(1.05 ±.20)	.047 ±.008"	(1.20 ±.20)
End Band	.008 ±.004"	(0.20 ±.10)	.014 ±.004"	(0.35 ±.10)	.016 ±.004"	(0.40 ±.10)

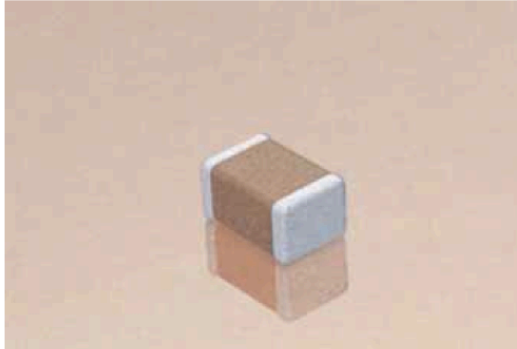
HOW TO ORDER

DEVICE	SIZE	TYPE	VALUE	TOLERANCE*	TERMINATION	MARKING	PACKAGING
Inductor	07 = 0402 14 = 0603 15 = 0805	W = Wirewound on Ceramic Core F = Wirewound on Ferrite Core	See Table	C = ± 0.2 nH S = ± 0.3 nH G = ± 2% J = ± 5% K = ± 10%	V = Ni / Au for "W" types, and V = Ni / 100% Sn for "F" types	4 = No Marking	Tape and Reel Size Code Tape Reel Qty 0402 T Paper 7" 10,000 0603 E Embossed 7" 3,000 0805 E Embossed 7" 2,000 Bulk (Loose Pcs.) Size Code All S

Example Part Number:

L-07W4N3SV4T is: 0402 Wirewound, 4.3 nanohenry, +/- 0.3 nH tolerance, Ni / Au termination, No Marking, Paper tape on a 7" reel.

X7R Dielectric General Specifications



X7R formulations are called "temperature stable" ceramics and fall into EIA Class II materials. X7R is the most popular of these intermediate dielectric constant materials. Its temperature variation of capacitance is within $\pm 15\%$ from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$. This capacitance change is non-linear.

Capacitance for X7R varies under the influence of electrical operating conditions such as voltage and frequency.

X7R dielectric chip usage covers the broad spectrum of industrial applications where known changes in capacitance due to applied voltages are acceptable.

PART NUMBER (see page 2 for complete part number explanation)

0805

Size
(L" x W")

5

Voltage
4V = 4
6.3V = 6
10V = Z
16V = Y
25V = 3
50V = 5
100V = 1
200V = 2
500V = 7

C

Dielectric
X7R = C

103

Capacitance Code (In pF)
2 Sig. Digits + Number of Zeros

M

Capacitance Tolerance
J = $\pm 5\%$
K = $\pm 10\%$
M = $\pm 20\%$

A

Failure Rate
A = Not Applicable

T

Terminations
T = Plated Ni and Sn
7 = Gold Plated

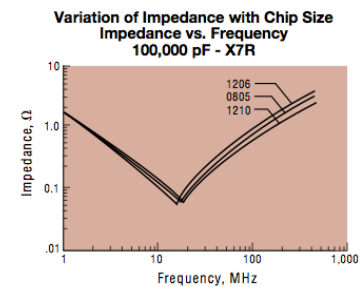
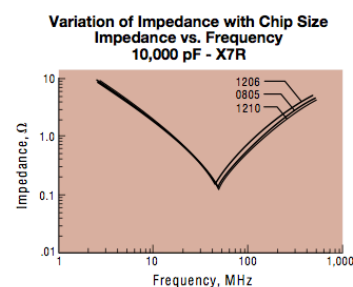
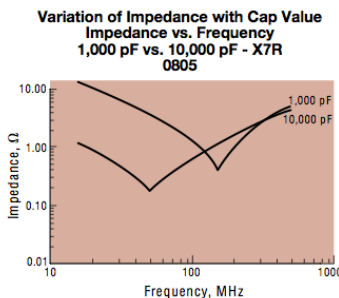
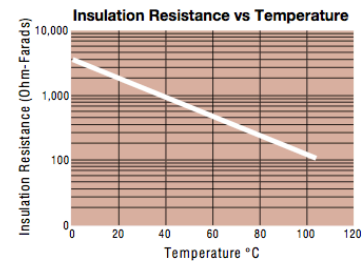
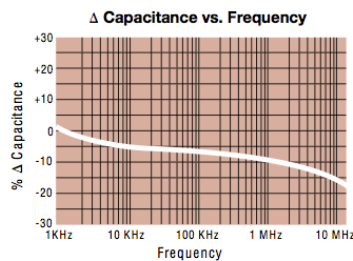
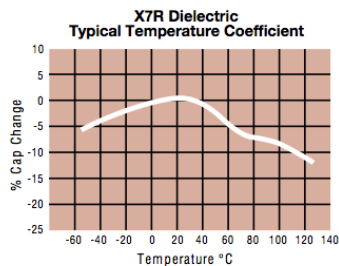
2

Packaging
2 = 7" Reel
4 = 13" Reel
7 = Bulk Cass.
9 = Bulk

A

Special Code
A = Std. Product

Contact Factory For Multiples



X7R Dielectric

Capacitance Range



PREFERRED SIZES ARE SHADED

SIZE	0201	0402	0603								0805								1206									
Soldering	Reflow Only	Reflow Only	Reflow Only								Reflow/Wave								Reflow/Wave									
Packaging	All Paper	All Paper	All Paper								Paper/Embossed								Paper/Embossed									
(L) Length	MM (in.)	0.60 ± 0.03 (0.024 ± 0.001)	1.00 ± 0.10 (0.040 ± 0.004)		1.60 ± 0.15 (0.063 ± 0.006)								2.01 ± 0.20 (0.079 ± 0.008)								3.20 ± 0.20 (0.126 ± 0.008)							
(W) Width	MM (in.)	0.30 ± 0.03 (0.011 ± 0.001)	0.50 ± 0.10 (0.020 ± 0.004)		0.81 ± 0.15 (0.032 ± 0.006)								1.25 ± 0.20 (0.049 ± 0.008)								1.60 ± 0.20 (0.063 ± 0.008)							
(t) Terminal	MM (in.)	0.15 ± 0.05 (0.006 ± 0.002)	0.25 ± 0.15 (0.010 ± 0.006)		0.35 ± 0.15 (0.014 ± 0.006)								0.50 ± 0.25 (0.020 ± 0.010)								0.50 ± 0.25 (0.020 ± 0.010)							
WVDC	16	16	25	50	6.3	10	16	25	50	100	200	6.3	10	16	25	50	100	200	6.3	10	16	25	50	100	200	500		
Cap (pF)	100	A																										
	150	A																										
	220	A			C																							
	330	A			C					G	G			J	J	J	J	J	J							K		
	470	A			C					G	G			J	J	J	J	J	J							K		
	680	A			C					G	G			J	J	J	J	J	J							K		
	1000	A			C					G	G			J	J	J	J	J	J							K		
	1500				C					G	G			J	J	J	J	J	J			J	J	J	J	M		
	2200				C					G	G			J	J	J	J	J	J			J	J	J	J	M		
	3300				C					G	G			J	J	J	J	J	J			J	J	J	J	M		
	4700				C					G	G			J	J	J	J	J	J			J	J	J	J	M		
	6800				C					G	G			J	J	J	J	J	J			J	J	J	J	M		
Cap (μF)	0.010				C					G	G			J	J	J	J	J	J			J	J	J	J	P		
	0.015				C					G	G			J	J	J	J	J	J			J	J	J	J	M		
	0.022				C					G	G			J	J	J	J	J	N			J	J	J	J	M		
	0.033									G	G			J	J	J	J	N				J	J	J	J	M		
	0.047									G	G			J	J	J	J	N				J	J	J	J	M		
	0.068									G	G			J	J	J	J	N				J	J	J	J	P		
	0.10									G	G			J	J	J	J	N				J	J	J	J			
	0.15									G	G			J	J	J	N					J	J	J	J			
	0.22									G	G			J	J	J	N					J	J	J	J			
	0.33													N	N	N	N					J	J	M	P			
	0.47													N	N	N	N					J	J	M	P			
	0.68													N	N	N	N					J	J	M	P			
	1.0													N	N	N	N					J	J	M	P			
	1.5													N	N	N	N					J	J	M	P			
	2.2													N	N	N	N					J	J	M	P			
	3.3													N	N	N	N					J	J	M	P			
	4.7													N	N	N	N					J	J	M	P			
	10													N	N	N	N					J	J	M	P			
	22													N	N	N	N					J	J	M	P			
	47													N	N	N	N					J	J	M	P			
	100													N	N	N	N					J	J	M	P			
WVDC	16	16	25	50	6.3	10	16	25	50	100	200	6.3	10	16	25	50	100	200	6.3	10	16	25	50	100	200	500		
SIZE	0201	0402	0603								0805								1206									
Letter	A	C	E	G	J	K	M	N	P	Q	X	Y	Z															
Max. Thickness	0.33 (0.013)	0.56 (0.022)	0.71 (0.028)	0.86 (0.034)	0.94 (0.037)	1.02 (0.040)	1.27 (0.050)	1.40 (0.055)	1.52 (0.060)	1.78 (0.070)	2.29 (0.090)	2.54 (0.100)	2.79 (0.110)															
	PAPER					EMBOSS																						

= Under Development

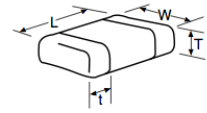
X7R Dielectric

Capacitance Range



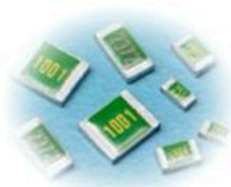
PREFERRED SIZES ARE SHADED

SIZE		1210							1812				1825			2220				2225			
Soldering		Reflow Only							Reflow Only				Reflow Only			Reflow Only				Reflow Only			
Packaging		Paper/Embossed							All Embossed				All Embossed			All Embossed				All Embossed			
(L) Length	MM (in.)	3.20 ± 0.20 (0.126 ± 0.008)							4.50 ± 0.30 (0.177 ± 0.012)				4.50 ± 0.30 (0.177 ± 0.012)			5.70 ± 0.40 (0.225 ± 0.016)				5.72 ± 0.25 (0.225 ± 0.010)			
(W) Width	MM (in.)	2.50 ± 0.20 (0.098 ± 0.008)							3.20 ± 0.20 (0.126 ± 0.008)				6.40 ± 0.40 (0.252 ± 0.016)			5.00 ± 0.40 (0.197 ± 0.016)				6.35 ± 0.25 (0.250 ± 0.010)			
(t) Terminal	MM (in.)	0.50 ± 0.25 (0.020 ± 0.010)							0.61 ± 0.36 (0.024 ± 0.014)				0.61 ± 0.36 (0.024 ± 0.014)			0.64 ± 0.39 (0.025 ± 0.015)				0.64 ± 0.39 (0.025 ± 0.015)			
WVDC		10	16	25	50	100	200	500	50	100	200	500	50	100		6.3	50	100	200	50	100		
Cap (pF)		100																					
		150																					
		220																					
		330																					
		470																					
		680																					
		1000																					
		1500	J	J	J	J	J	J	M														
		2200	J	J	J	J	J	J	M														
		3300	J	J	J	J	J	J	M														
		4700	J	J	J	J	J	J	M														
		6800	J	J	J	J	J	J	M														
Cap (μF)		0.010	J	J	J	J	J	J	M	K	K	K	K	M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.015	J	J	J	J	J	J	P	K	K	K	P	M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.022	J	J	J	J	J	J	Q	K	K	K	P	M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.033	J	J	J	J	J	J		K	K	K	X	M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.047	J	J	J	J	J	J		K	K	K	Z	M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.068	J	J	J	J	J	M		K	K	K		M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.10	J	J	J	J	J	M		K	K	K		M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.15	J	J	J	J	M			K	K	K	P	M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.22	J	J	J	J	P			K	K	K	P	M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.33	J	J	J	J	Z			K	M			M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.47	M	M	M	M	Z			K	P			M	M	X	X	X	X	M	P		
		0.68	M	M	P	X	Z			M	Q			M		X	X	X	X	M	P		
		1.0	N	N	P	X	Z			M	X			M		X	X	Z		M	P		
		1.5	N	N	Z	Z				Z	Z			M		X	X	Z		M	X		
		2.2	Z	Z	Z	Z				Z	Z									M			
		3.3	Z	Z	Z	Z				Z													
		4.7	Z	Z	Z	Z																	
		10	Z	Z	Z	Z																	
		22	Z	Z																			
		47																					
		100																					
WVDC		10	16	25	50	100	200	500	50	100	200	500	50	100		6.3	50	100	200	50	100		
SIZE		1210							1812				1825			2220				2225			
Letter		A	C	E	G	J		K	M	N	P	Q	X	Y	Z								
Max.		0.33	0.56	0.71	0.86	0.94		1.02	1.27	1.40	1.52	1.78	2.29	2.54	2.79								
Thickness		(0.013)	(0.022)	(0.028)	(0.034)	(0.037)		(0.040)	(0.050)	(0.055)	(0.060)	(0.070)	(0.090)	(0.100)	(0.110)								
		PAPER							EMBOSS														



= Under Development

Resistencia 98.8Ω



[Imagen más grande](#)

Las imágenes son sólo para referencia
Ver especificaciones del producto

N.º Ref. Mouser: 660-RN731JTD98R8F100
N.º Ref. del fabricante: RN731JTTD98R8F100
Fabricante: [KOA Speer](#)
Descripción: Resistores de película fina - SMD 1/16W
98.8ohm 1% 100ppm

[Hoja de datos](#)

[Añadir a la lista de comparación](#)

[Share](#) | [Email](#) [Facebook](#) [Google+](#) [Twitter](#) 0

Especificaciones	Documentos (1)	Mis Notas
Fabricante:	KOA Speer	☒
Categoría de producto:	0603 SMD Thin Film Chip Resistors	☒
RoHS:	RoHS Detalles	
Resistencia:	98.8 Ohms	☐
Frecuencia de energía:	63 mW	☐
Tolerancia:	1 %	☐
Coefficiente de temperatura:	10 PPM / C	☐
Voltaje máximo:	50 V	☐
Código del estuche (pulgadas):	0603	☐
Código del estuche (mm):	1608	☐
Rango de temperatura de operación:	- 55 C to + 125 C	☐
Marca:	KOA Speer	
Altura del estuche:	0.45 mm	
Longitud del estuche:	1.6 mm	
Ancho del estuche:	0.8 mm	
Empaquetado / Estuche:	0603 (1608 metric)	
Empaquetado:	Reel	
Producto:	Precision Resistors Thin Film SMD	
Serie:	RN73	
Cantidad del paquete de fábrica:	5000	
Tipo:	Thin Film (Metal) Chip Resistor-Ultra High Precision Tolerance	

Resistencia 400Ω



[Imagen más grande](#)

Las imágenes son sólo para referencia
Ver especificaciones del producto

N.º Ref. Mouser: 660-RN732BTDD4000B25
N.º Ref. del fabricante: RN732BTDD4000B25
Fabricante: KOA Speer
Descripción: Resistores de película fina - SMD 1/8W
 400ohm 0.1% 25ppm

[Hoja de datos](#)

[Añadir a la lista de comparación](#)

[Share](#) | [Email](#) [Facebook](#) [Google+](#) [Twitter](#)

Especificaciones	Documentos (1)	Mis Notas
Fabricante:	KOA Speer	☒
Categoría de producto:	1206 SMD Thin Film Chip Resistors	☒
RoHS:	Detalles	
Resistencia:	400 Ohms	☐
Frecuencia de energía:	125 mW (1/8 W)	☐
Tolerancia:	0.1 %	☐
Coefficiente de temperatura:	25 PPM / C	☐
Voltaje máximo:	150 V	☐
Código del estuche (pulgadas):	1206	☐
Código del estuche (mm):	3216	☐
Rango de temperatura de operación:	- 55 C to + 125 C	☐
Marca:	KOA Speer	
Altura del estuche:	0.6 mm	
Longitud del estuche:	3.2 mm	
Ancho del estuche:	1.6 mm	
Empaquetado / Estuche:	1206 (3216 metric)	
Empaquetado:	Reel	
Producto:	Precision Resistors Thin Film SMD	
Serie:	RN73	
Cantidad del paquete de fábrica:	5000	
Tipo:	Thin Film (Metal) Chip Resistor-Ultra High Precision Tolerance	

Resistencia 978.6Ω



[Imagen más grande](#)

Las imágenes son sólo para referencia
Ver especificaciones del producto

N.º Ref. Mouser: 660-RN731JTTD9760B25
N.º Ref. del fabricante: RN731JTTD9760B25
Fabricante: KOA Speer
Descripción: Resistores de película fina - SMD 1/16W
976ohm .1% 25ppm

[Hoja de datos](#)

[Añadir a la lista de comparación](#)

[Share](#) | [Email](#) [Facebook](#) [Google+](#) [0](#)

Especificaciones	Documentos (1)	Mis Notas
Fabricante:	KOA Speer	☒
Categoría de producto:	0603 SMD Thin Film Chip Resistors	☒
RoHS:	Detalles	
Resistencia:	976 Ohms	☐
Frecuencia de energía:	63 mW	☐
Tolerancia:	0.1 %	☐
Coefficiente de temperatura:	25 PPM / C	☐
Voltaje máximo:	50 V	☐
Código del estuche (pulgadas):	0603	☐
Código del estuche (mm):	1608	☐
Rango de temperatura de operación:	- 55 C to + 125 C	☐
Marca:	KOA Speer	
Altura del estuche:	0.45 mm	
Longitud del estuche:	1.6 mm	
Ancho del estuche:	0.8 mm	
Empaquetado / Estuche:	0603 (1608 metric)	
Empaquetado:	Reel	
Producto:	Precision Resistors Thin Film SMD	
Serie:	RN73	
Cantidad del paquete de fábrica:	5000	
Tipo:	Thin Film (Metal) Chip Resistor-Ultra High Precision Tolerance	

Resistencia 4234Ω



[Imagen más grande](#)

Las imágenes son sólo para referencia
Ver especificaciones del producto

N.º Ref. Mouser: 660-RN731JTDD4221B25

N.º Ref. del fabricante: RN731JTDD4221B25

Fabricante: KOA Speer

Descripción: Resistores de película fina - SMD 1/16W
4.22Kohm 0.1% 25ppm

[Hoja de datos](#)

[Añadir a la lista de comparación](#)

[Share](#) | [Email](#) [Facebook](#) [Google+](#) [0](#)

Especificaciones	Documentos (1)	Mis Notas
Fabricante:	KOA Speer	☒
Categoría de producto:	0603 SMD Thin Film Chip Resistors	☒
RoHS:	RoHS Detalles	
Resistencia:	4.22 kOhms	☐
Frecuencia de energía:	63 mW	☐
Tolerancia:	0.1 %	☐
Coefficiente de temperatura:	25 PPM / C	☐
Voltaje máximo:	50 V	☐
Código del estuche (pulgadas):	0603	☐
Código del estuche (mm):	1608	☐
Rango de temperatura de operación:	- 55 C to + 125 C	☐
Marca:	KOA Speer	
Altura del estuche:	0.45 mm	
Longitud del estuche:	1.6 mm	
Ancho del estuche:	0.8 mm	
Empaquetado / Estuche:	0603 (1608 metric)	
Empaquetado:	Reel	
Producto:	Precision Resistors Thin Film SMD	
Serie:	RN73	
Cantidad del paquete de fábrica:	5000	
Tipo:	Thin Film (Metal) Chip Resistor-Ultra High Precision Tolerance	

BIBLIOGRAFÍA

- [1] GONZÁLEZ, GUILLERMO, "*Microwave transistors amplifiers. Analysis and design*", Prentice Hall, 1st ed., 1996
- [2] POZAR, DAVID M., "Microwave Engineering", John Wiley & Sons, Inc., 4th ed., 2012.
- [3] DELGADO, ALEJANDRO Y ZAPATA, JUAN, "*Circuitos de alta frecuencia*", Universidad Politécnica de Madrid
- [4] COLLIN, ROBERT E., "*Foundations for Microwave Engineering*", McGraw Hill, 1966
- [5] ORTEGA GONZÁLEZ, F. J., "*Contribución a la Mejora del Rendimiento de Amplificadores de Potencia en RF*". Ph. D., E.T.S.I. Telecomunicación. Universidad Politécnica de Madrid, Nov. 1998.
- [6] RECHE-LÓPEZ, PEDRO J., "*Notas de clase para la asignatura Fundamentos de Ingeniería de Microondas*". 2012.
- [7] AWR, "*Microwave Office/Analog Office User Guide*", Applied Wave Research, Inc., Version 6.51, January 2005
- [8] GONZÁLEZ POSADAS, VICENTE, "*Prácticas de microondas con Microwave Office*", Universidad Politécnica de Madrid, 2002.
- [9] FRIIS, H.T., "Noise Figures of Radio Receivers," *Proceedings of the IRE*, July 1944, no.7 vol.32, 419-422
- [10] JACKSON, R.W., "Rollett proviso in the stability of linear microwave circuits-a tutorial," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, March 2006, no.3 vol.54, 993-1000
- [11] EDWARDS, M.L. Y SINSKY, J.H., "A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Dec 1992, no.12 vol.40, 2303-2311

- [12] GOLDFARB, M.E.; Pucel, R.A., "Modeling via hole grounds in microstrip," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, June 1991, no.6 vol.1, 135-137
- [13] KUOKAWA, K., "Power Waves and the Scattering Matrix," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Mar 1965, no.2 vol.13, 194-202
- [14] GODARA, BALWANT Y FABRE, ALAIN, "Low-noise amplifiers in wireless communications: state of the art, two new wideband all-active LNAs in SiGe-BiCMOS", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2009, no.3 vol.60, 169-193
- [15] SHEA, J.J., "Practical RF circuit design for modern wireless systems, vol. I", *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, 2004, no.2 vol. 20, chapter 6