
Amplificadores De Bajo Ruido Para Radiotelescopio



Proyecto de Fin de Carrera Para el Grado de Ingeniero en Electrónica

Autor: García Redondo Manuel Elías
La Plata - 24 de Noviembre de 2016

Directores: Ing. Perilli Daniel O. – Téc. Gancio Guillermo
Lugar de Trabajo: Instituto Argentino de Radioastronomía

Dedicatorias

A toda mi familia y amigos los cuales me impulsaron y acompañaron en el desafío de estudiar una carrera universitaria, confiando en mí y aportando cada uno su grano de arena para que sea posible.

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mi familia por darme la oportunidad de estar cerca de convertirme en ingeniero. A mi Papa Alfredo, y a mi mamá María Marta por el esfuerzo constante en brindarme todo lo necesario para avanzar en la carrera. A mi hermano Jonás por ser mi compañero y pilar durante los 6 años de carrera en la ciudad de La Plata. A mí querida novia Magui y toda su familia que me brindó su ayuda y me alegró en esos momentos que la carrera me agobiaba.

A mi compañeros de carrera Simón, Lautaro, Gastón, Charly, Pedro, Franco, Nicolás, Juan y Santi por la amistad durante todos los años de vida donde compartimos infinidad e momentos juntos.

A todos mis compañeros y vecinos de la pensión en especial a Joaquín, Nicolás, Alejo, Victoria, Juliana, Nicolás y ambos Matías, por compartir tantos momentos divertidos juntos durante estos años y apoyarme en todos los desafíos que se presentaban.

A mis directores de proyecto final, Daniel y Guillermo por brindarme todo su conocimiento en Ingeniería y tiempo para hacerme sentir parte del excelente lugar de trabajo que resultó el IAR.

A Martín, Facundo, Eliseo, Elías, Marcelo, Leandro, Juanjo y todo el personal del Instituto Argentino de Radioastronomía donde desempeñe mis tareas y nunca faltó quien me dé su ayuda cuando lo necesitaba.

A la Universidad Nacional de La Plata y Facultad de Ingeniería por darme la oportunidad de estudiar la profesión que me ayudara durante mi vida y que espero retribuirle.

“La virtud de Un hombre no debe medirse por sus esfuerzos, sino por sus obras cotidianas.”

Blaise, Pascal

Resumen

En el siguiente informe se describe el proceso de diseño y fabricación de un amplificador de bajo ruido en banda L (Específicamente 1420MHz) para su uso en Radioastronomía. Se definieron los requerimientos en base a la observación a realizar, la tecnología a utilizar y mediante software de simulación de radiofrecuencia se realizó el diseño de dos prototipos de circuitos amplificadores de diferentes topologías. Luego se construyeron los circuitos y se realizaron las medidas de cada uno seleccionando el LNA de mejores prestaciones. Finalmente se realizaron las correcciones necesarias al amplificador seleccionado concluyendo en la construcción del amplificador final que cumple los requerimientos de observación.

Abstract

In the following report describe the process of designing and manufacturing a low-noise L-band amplifier (Specifically 1420MHz) for use in Radio Astronomy. We defined the requirements based on the observation to be made, the technology to be used and using radiofrequency simulation software, we designed two prototypes of amplifier circuits of different topologies. Then the circuits were constructed and measurements were made of each one selecting the LNA of the best performance. Finally the necessary corrections were made to the selected amplifier concluding in the construction of the final amplifier that meets the observation requirements.

Índice

1. Capítulo N°1.....	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivos	1
2. Capítulo N°2.....	3
2.1. Teoría de Líneas de Transmisión	3
2.1.1. Modelo circuital de elementos concentrados de una línea de transmisión	3
2.1.2. Propagación de onda en una línea de trasmisión:	4
2.1.3. Líneas sin pérdidas:	5
2.1.4. Líneas sin pérdidas en corto o circuito abierto	9
2.1.5. Desadaptaciones de carga y generador	12
2.1.6. Línea de transmisión con pérdidas.....	14
2.2. Análisis de Redes en microondas	16
2.2.1. Matrices de impedancia y admitancia	16
2.2.2. Matriz de parámetros S.....	18
2.2.3. Redes recíprocas y sin pérdidas:	19
2.2.4. Cambio en los planos de referencia:	19
2.3. Ruido y distorsión no lineal	20
2.3.1. Fuentes de ruido	21
2.3.2. Temperatura equivalente y Figura de Ruido.....	21
2.3.3. Figura de ruido de una cascada.....	22
2.3.4. Distorsión no lineal.....	24
2.3.5. Compresión de ganancia.....	24
2.4. Diseño de amplificadores en alta frecuencia	25
2.4.1. Ganancias de Redes de dos puertos	25
2.4.2. Estabilidad	27
2.4.3. Diseño de amplificadores de una etapa.....	29
2.5. Línea de microtira	33
3. Capítulo N°3.....	36
3.1. Requerimientos	36
3.2. Elección del Transistor	36
3.3. Diseño de red Polarizadora	37
3.3.1. Cálculo de red de polarización	40
3.3.2. Simulación y corroboración mediante software	42
3.3.3. Comprobación de los valores de la red de polarización:	45

3.3.4.	Parámetros S y de ruido:	46
3.4.	Estabilidad	51
3.4.1.	Análisis de estabilidad	51
3.4.2.	Estabilización del transistor.....	56
3.5.	Redes de Adaptación.....	60
3.5.1.	Comprobación de adaptación	60
3.5.2.	Calculo analítico de Ganancia:	67
3.5.3.	Calculo de redes adaptadoras:.....	68
3.5.4.	Red de entrada prototipo N°1.....	69
3.5.5.	Red de entrada prototipo N°2.....	74
3.5.6.	Red de Salida prototipo N°1:.....	78
3.5.7.	Red de Salida prototipo N°2	82
3.6.	Comprobación de prototipos iniciales	84
3.7.	Colocación de componentes reales	88
3.7.1.	Red de polarización real.....	88
3.7.2.	Red estabilizadora real.....	90
3.7.3.	Redes de adaptaciones reales.....	91
3.7.4.	Prototipos Reales	93
3.8.	Diseño final de prototipos y optimización	97
3.8.1.	Diseño de los Circuitos impresos	101
4.	Capítulo N°4.....	103
4.1.	Construcción de Prototipos.....	103
4.1.1.	Transferencia Térmica del diseño al sustrato	103
4.1.2.	Ataque de las placas con ácido	104
4.1.3.	Perforación de las placas.....	104
4.1.4.	Soldadura de componentes	105
5.	Capítulo N°5.....	107
5.1.	Medición de prototipos.....	107
5.1.1.	Medición de la Polarización	107
5.1.2.	Medición de Parámetros S	108
5.1.3.	Medición de ancho de banda	111
5.1.4.	Medición de Figura de Ruido	111
5.1.5.	Mejora y Diseño final	112
6.	Capítulo N°6.....	116
6.1.	Conclusiones y Líneas Futuras.....	116
6.1.1.	Conclusiones.....	116

6.1.2. Líneas futuras	116
7. Anexo A1: Características Transistor BFP640.....	118
8. Anexo A2: Hoja de datos de Capacitores e Inductores	121
9. Anexo A3: Hoja de Datos del Sustrato.....	130
10. Anexo A4: hoja de datos diodo de ruido	132
11. Bibliografía.....	133

Índice de abreviaturas:

BJT: Transistor de unión Bipolar

HBT: Transistor Bipolar de Hetero-unión

IAR : Instituto Argentino de radioastronomía

LNA : Amplificador de bajo ruido

RF: Radiofrecuencia

1. Capítulo N°1

1.1. Introducción

La radioastronomía es la rama de la Astronomía que estudia los objetos celestes y fenómenos astrofísicos midiendo su emisión de radiación electromagnética en la región del espectro de radio. La radioastronomía nace a finales de 1920 cuando el joven Ingeniero estadounidense, Karl Jansky, estaba trabajando en la investigación de las causas de las perturbaciones de origen atmosférico que intervienen con las transmisiones de larga distancia. Jansky construyó una antena móvil y comenzó un largo y paciente trabajo de recopilación de los diferentes tipos de ruidos de radio captados a diferentes frecuencias y distintas direcciones. Después de una extensa investigación llegó a la conclusión de que la fuente de aquella interferencia provenía de la constelación de Sagitario: en la dirección del núcleo de nuestra Galaxia. La noticia causó gran conmoción entre el público y se hicieron múltiples conjeturas sobre el origen de aquellas señales: sin embargo, el propio Jansky, que no era un Astrónomo, se dio cuenta que no había nada de misterioso en ellas y comprendió que muchos cuerpos celestes, además de irradiar energía, bajo forma de luz visible, lo hacen también bajo forma de ondas de radio. Estos primeros descubrimientos fueron confirmados por Grote Reber en 1938. Basándose en los descubrimientos de Jansky construyó el prototipo para el radiotelescopio moderno en el patio trasero de su casa donde Reber continuó sus investigaciones durante principios de los 40, y en 1944 publicó el primer mapa del cielo en Radiofrecuencia. Hasta el término de la II Guerra Mundial, él fue el único Radio astrónomo en todo el mundo. Mientras tanto, durante la guerra, operadores de radar británicos detectaron emisiones de radio provenientes del Sol. Después de la guerra, la Radioastronomía se desarrolló rápidamente y comenzó a tener una importancia vital en nuestra observación y estudio del universo.

La Radioastronomía ha incrementado notablemente los conocimientos del Universo a todos los niveles, y para ello, su instrumento de trabajo es lo que conocemos como radiotelescopio. Un radiotelescopio comprende una antena que puede apuntarse hacia cualquier parte del cielo. La antena refleja la radiación a un foco central, donde es amplificada por un receptor de radio tal que sea lo suficientemente fuerte como para ser medida. Para detectar señales muy débiles provenientes de lugares muy lejanos, los receptores deben tener un nivel de ruido extremadamente bajo. Si la potencia de las señales recibidas es menor que la potencia de ruido del receptor, no es posible distinguirlas. Para evitar este problema los primeros elementos del sistema deben amplificar la señal lo suficiente evitando agregar ruido. Esta es la función de los amplificadores de bajo ruido, los cuales se sitúan próximos a la antena a fin de amplificar la señal evitando la introducción de ruido. Debido a las altas frecuencias involucradas se aplican los conceptos de la ingeniería de microondas al diseño de los Amplificadores de bajo ruido. En este informe se abordará el diseño de un amplificador de bajo ruido utilizando los conceptos de la ingeniería de microondas aplicados a Radioastronomía.

1.2. Objetivos

El objetivo de este trabajo es conocer y describir el funcionamiento de un Radiotelescopio, los bloques que lo componen, y las distintas configuraciones. Para luego realizar el desarrollo y puesta en operación de uno de los bloques constitutivos llamado

Amplificador de bajo ruido, teniendo en cuenta los pasos a seguir en el desarrollo de un proyecto tecnológico, tales como definición de requerimientos, diseño, planificación, construcción y comprobación. La figura N°1.1 muestra el diagrama de un radiotelescopio donde el elemento N°3 es dispositivo en el que se basa este trabajo de fin de carrera.

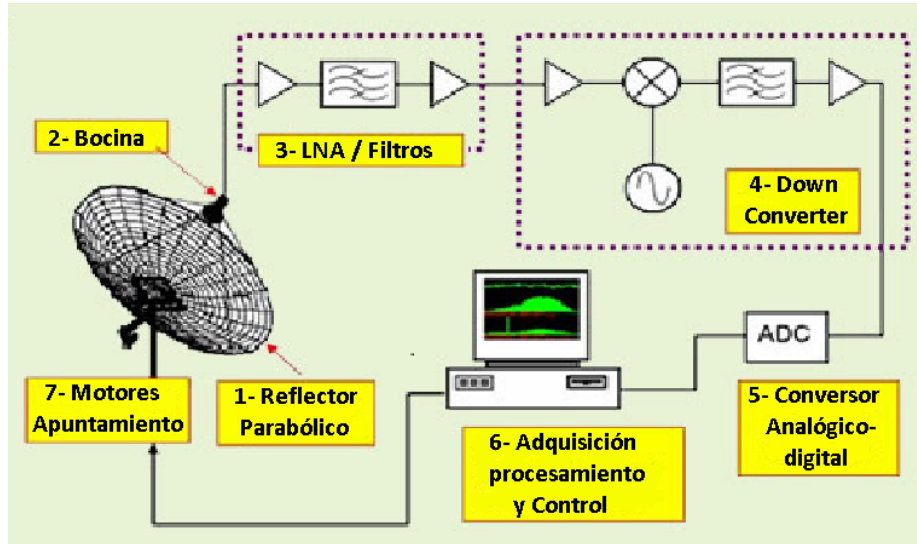


Figura N°1.1: Diagrama en bloques de un Radiotelescopio

2. Capítulo N°2

2.1. Teoría de Líneas de Transmisión

La teoría de líneas de transmisión implica un salto entre el análisis de campos electromagnéticos y la teoría de circuitos y es de significativamente importante en el análisis de circuitos y dispositivos de microondas. Como veremos, el fenómeno de la propagación en líneas de transmisión es una extensión de la teoría de circuitos o una especialización de las ecuaciones de Maxwell. Se presentaran varios puntos de vista y se describirá la propagación de ondas mediante ecuaciones que la describen en una línea.

2.1.1. Modelo circuital de elementos concentrados de una línea de transmisión

La diferencia entre la teoría de circuitos y la teoría de líneas de transmisión es el tamaño eléctrico. El análisis de circuitos asume que las dimensiones físicas del circuito son muchos menores que la longitud de onda, mientras que en líneas de transmisión es una fracción considerable de la longitud de onda. Por ello las líneas de transmisión son redes de parámetros distribuidos, donde voltajes y corrientes varían en magnitud y fase según la posición, mientras que en los circuitos ordinarios el voltaje y la corriente no varían apreciablemente según el largo físico de los elementos.

En la figura N°2.1a se ve el esquemático que representa una línea de transmisión de 2 hilos (propagando una onda electromagnética del tipo Transversal Electromagnética sobre los hilos). Un pequeño trozo Δz se modela como un circuito de elementos concentrados como muestra la figura N°1b, donde R, L, C y G son los parámetros por unidad de longitud.

R : Resistencia serie por unidad de longitud en $\frac{\Omega}{m}$

L : Inductancia serie por unidad de longitud en $\frac{H}{m}$

C : Capacidad en derivacion por unidad de longitud en $\frac{F}{m}$

G : Conductancia en Derivacion por unidad de longitud en $\frac{S}{m}$

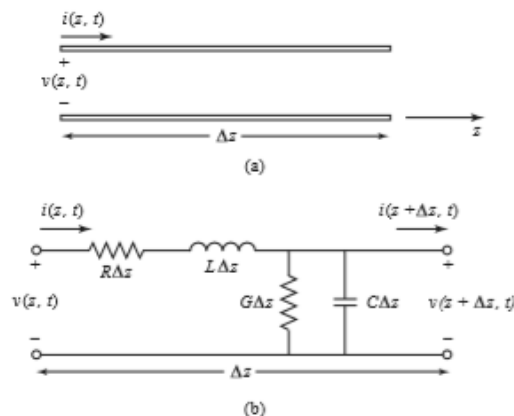


Figura N°2.1: a) Línea de transmisión de 2 conductores paralelos b) circuito equivalente de línea por unidad de longitud.

La inductancia serie L representa la inductancia de los conductores, y C la capacidad en derivación debida a la proximidad de los dos conductores. La resistencia serie representa la conductividad finita de los conductores y la conductancia en derivación las pérdidas en el dieléctrico que separa ambos conductores. R y G representan las pérdidas. Un largo finito de línea de transmisión puede verse como una cascada de secciones como la de la figura N°1b.

A partir del circuito de la figura N°1b y aplicando las leyes del voltaje de Kirchhoff se obtiene:

$$v(z, t) - R * \Delta z * i(z, t) - L * \Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0$$

Y a partir de las corrientes:

$$i(z, t) - G * \Delta z * v(z + \Delta z, t) - C * \Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0$$

Dividiendo ambas y tomando el límite cuando $\Delta z \rightarrow 0$ se obtienen las ecuaciones diferenciales:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R * i(z, t) - L * \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G * v(z, t) - C * \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}$$

Estas son las ecuaciones que describen el comportamiento espacio-temporales de las corrientes y tensiones en una línea de transmisión. A estas se las llama ecuaciones del telegrafista.

Para excitaciones sinusoidales de estado estacionario con fasores cosenoidales las expresiones se simplifican a:

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(R + j\omega L) * I(z)$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega C) * V(z)$$

2.1.2. Propagación de onda en una línea de transmisión:

Las ecuaciones anteriores son similares a las ecuaciones de propagación de una onda electromagnética en un medio. Se deben resolver simultáneamente las siguientes ecuaciones.

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} - \gamma^2 V(z) = 0$$

$$\frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} - \gamma^2 I(z) = 0$$

Dónde:

$$\gamma = \alpha + j * \beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

Es la constante de propagación compleja que es función de la frecuencia y de las características de la línea. Las soluciones para las tensiones y corrientes son:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}$$

Donde $e^{-\gamma z}$ es el término que representa la propagación de la onda en la dirección de $+z$, y $e^{\gamma z}$ en la dirección de $-z$. Aplicando derivada en función de z a la ecuación de la tensión y relacionándola con la corriente en la línea:

$$I(z) = \frac{\gamma}{(R + j\omega L)} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z})$$

Comparando con las ecuaciones anteriores se obtiene la impedancia característica Z_0 :

$$Z_0 = \frac{(R + j\omega L)}{\gamma} = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}}$$

La relación entre los voltajes y corrientes es:

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = -\frac{V_0^-}{I_0^-}$$

La corriente se puede escribir en términos de la tensión:

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z}$$

Resolviendo la expresión para la onda de corriente en el dominio del tiempo:

$$v(z, t) = |V_0^+| * \cos(\omega t - \beta z + \varphi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| * \cos(\omega t + \beta z + \varphi^-) e^{\alpha z}$$

Donde φ^\pm es la fase del voltaje complejo V_0^\pm . Observando la ecuación anterior se puede extraer la longitud de onda.

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$$

Y la velocidad de fase es

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f$$

Donde f es la frecuencia de la fasor de excitación.

2.1.3. Líneas sin pérdidas:

La solución anterior es para una línea en general, incluye los efectos de perdidas, y su constante de propagación e impedancia característica son complejas. En muchos casos prácticos, las perdidas en la línea son pequeñas y pueden ser despreciadas resultando en una simplificación de los resultados. Si $R = G = 0$ la constante de propagación resulta:

$$\gamma = \alpha + j * \beta = j\omega\sqrt{LC}$$

O

$$\beta = \omega\sqrt{LC}$$

$$\alpha = 0.$$

Lo esperado para una línea sin pérdidas, que la constante de atenuación se igual a cero. La impedancia característica se reduce a:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Que es un número real. La solución general para la tensión y la corriente en una línea de transmisión sin pérdidas se reescribe como:

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-j\beta z} + I_0^- e^{j\beta z}$$

La longitud de onda es:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}}$$

Y la velocidad de fase es

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

La velocidad de fase solo depende de las la geometría de la línea y no de la frecuencia mientras que la constante de fase es lineal con la frecuencia.

1.1.1. Línea de transmisión sin pérdidas y con carga:

En figura N°2.2 se ve una línea de transmisión sin pérdidas terminada en una impedancia de carga arbitraria Z_L . Este problema ilustra la reflexión de ondas en una línea de transmisión, una propiedad fundamental de los sistemas distribuidos.

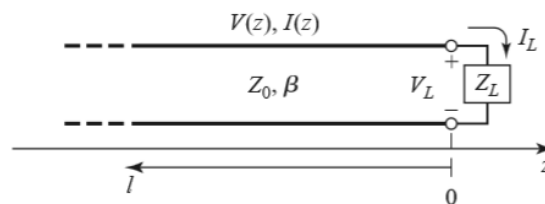


Figura N°2.2: Línea de transmisión sin pérdidas terminada en una carga Z_L

Asumiendo que una onda incidente de la forma $V_0^+ e^{-j\beta z}$ es generada por la fuente a $z < 0$. Hemos visto que la relación entre la tensión y la corriente de la onda viajera es Z_0 , la impedancia característica de la línea. Pero cuando la línea es terminada es una carga $Z_L \neq Z_0$, la relación de tensión a corriente en la carga debe ser Z_L . Es Así que debe crearse una onda reflejada de amplitud y fase apropiada para satisfacer esa condición. La tensión y corriente total en la línea puede escribirse como la suma de las ondas incidente y reflejada.

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z}$$

La tensión y corriente en la carga deben cumplir la condición de la carga, por lo tanto a $Z = 0$ se tiene:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} * Z_0$$

Resolviendo para V_0^-

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} * V_0^+$$

La amplitud de la onda incidente normalizada con respecto a la amplitud de la onda incidente define el coeficiente de reflexión Γ .

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

La tensión y corriente total pueden reescribirse como:

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z})$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z})$$

De estas ecuaciones se observa que la tensión y corriente consiste en la superposición de las ondas incidentes y reflejadas. Estas son ondas son llamadas ondas estacionarias. Solo cuando $\Gamma = 0$ no hay onda reflejada. Para obtener $\Gamma = 0$, la carga Z_L debe ser igual que la impedancia característica de la línea Z_0 . Se dice que una carga está adaptada a la línea cuando no existe reflexión de la onda incidente.

Ahora considere la potencia promedio en la línea en el punto z :

$$P_{avg} = \frac{1}{2} \text{Re}\{V(z)I(z)^*\} = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} \text{Re}\{1 - \Gamma^* e^{-2j\beta z} + \Gamma e^{2j\beta z} - |\Gamma|^2\}$$

Los dos términos del medio tienen forma de $Z - Z^* = 2j * \text{Im}\{Z\}$ y son puramente imaginarios. Esto simplifica el resultado a:

$$P_{avg} = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma|^2)$$

Que es constante en cualquier punto de la línea. Algo obvio debido a que la línea es sin pérdidas. Además, la potencia promedio en la carga P_{avg} es igual a la suma de la potencia de la onda incidente $\frac{|V_0^+|^2}{2Z_0}$ menos la potencia de la onda reflejada $\frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} |\Gamma|^2$. Si $\Gamma = 0$ la carga esta absorbiendo la potencia máxima, mientras que si $|\Gamma|=1$, no se entrega potencia en la carga. Esta discusión asume que el generador está adaptado a la línea y no existen reflexiones en $z < 0$.

Cuando la carga esta desadaptada, no toda la potencia disponible en el generador se entrega a la carga. Esta "pérdida" se denomina *Perdida de retorno* (RL), y en db se define como

$$RL = -20 \log_{10}(|\Gamma|)$$

Cuando hay adaptación las pérdidas de retorno son infinitas (no hay potencia reflejada), mientras que en una reflexión total ($|\Gamma|=1$) las pérdidas son 0db (toda la potencia incidente se refleja). Estas pérdidas son siempre un valor positivo en una red pasiva.

Si la carga está adaptada a la línea, $\Gamma = 0$ y la magnitud de la tensión en la línea es constante y de valor $|V(z)| = |V_0^+|$. Mientras que cuando la línea esta desadaptada, la presencia de la onda reflejada ocasiona que la magnitud de la tensión no sea constante. Toma la forma:

$$\begin{aligned} |V(z)| &= |V_0^+| |1 + \Gamma e^{2j\beta z}| = |V_0^+| |1 + \Gamma e^{-2j\beta l}| \\ &= |V_0^+| |1 + |\Gamma| e^{(\theta - 2\beta l)}| \end{aligned}$$

donde $l = -z$ es la distancia positiva medida desde la carga en $z = 0$ y θ es la fase del coeficiente de reflexión ($\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$). Este resultado muestra que la magnitud de la tensión oscila en función de la posición z sobre la línea. El valor máximo ocurre cuando el termino $e^{(\theta - 2\beta l)} = 1$ y es

$$V_{m\acute{a}x} = |V_0^+|(1 + |\Gamma|)$$

La tensión mínima ocurre cuando el término de fase toma el valor $e^{(\theta - 2\beta l)} = -1$

$$V_{m\acute{i}n} = |V_0^+|(1 - |\Gamma|)$$

Cuando $|\Gamma|$ se incrementa, la relación $V_{m\acute{a}x}$ a $V_{m\acute{i}n}$ se incrementa, así que es una medida de la desadaptación en la línea y es llamada *Relación de Onda Estacionaria*, que por sus siglas en inglés se abrevia VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) y se define como.

$$VSWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Como se observa el coeficiente puede tomar valores $1 < VSWR < \infty$, donde $VSWR = 1$ implica la adaptación perfecta.

De la ecuación de la tensión podemos observar que la distancia entre dos máximos (o mínimos) es $l = 2\pi/2\beta = \pi\lambda/2\pi = \lambda/2$, y la distancia entre máximo y mínimos es $l = \pi/2\beta = \lambda/4$, donde λ es la longitud de onda.

El coeficiente de reflexión puede extenderse a cualquier punto de la línea. Partiendo de la carga y a una distancia $z = -l$ el coeficiente tiene la forma

$$\Gamma(l) = \frac{V_0^- e^{-j\beta l}}{V_0^+ e^{j\beta l}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta l}$$

Donde $\Gamma(0)$ es el coeficiente de reflexión en $z = 0$. Este resultado es muy usado para transformar el efecto de desadaptación en la línea.

Al ser el flujo de potencia constante (línea sin pérdidas) y variar la tensión y corrientes de manera oscilatoria, la impedancia a la entrada de la línea lo debe variar de manera oscilatoria también en función de la posición. A una distancia $l = -z$ desde la carga, la impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = Z_0 \frac{Z_L + j * Z_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + j * Z_L \tan(\beta l)}$$

Este resultado importante da la impedancia de entrada a una línea de transmisión de determinada longitud y una carga arbitraria. Esta ecuación será muy utilizada en la etapa de diseño.

2.1.4. Líneas sin pérdidas en corto o circuito abierto

Casos especiales de líneas cargadas sin perdidas aparecen frecuentemente en la práctica y es apropiado conocer estos casos.

Considere la figura N°2.3 que presenta una línea de transmisión con un cortocircuito en su extremo, $Z_L = 0$. Calculando el coeficiente de reflexión se obtiene $\Gamma_L = -1$. Las tensiones y las corrientes en la línea son:

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) = -2jV_0^+ \sin(\beta z)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}) = 2 \frac{V_0^+}{Z_0} \cos(\beta z)$$

Observe que la tensión es $V = 0$ en la carga (esperado para un cortocircuito), y la corriente es máxima en ese punto. La impedancia presente en la entrada de la línea es:

$$Z_{in} = j * Z_0 \tan(\beta l)$$

Como se ve, es puramente imaginario para cualquier largo de línea. Para $l = \frac{(2n+1)\lambda}{4}$ la impedancia es $Z_{in} \rightarrow \pm j\infty$ y para $l = \frac{2n\lambda}{4}$ el valor es $Z_{in} = 0$. Esta variación es periódica y se muestra en la figura N°2.4 c.

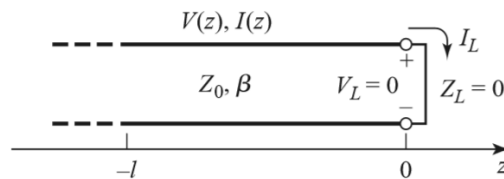


Figura N°2.3: línea de transmisión en corto.

Otro caso a considerar, es el de una línea a circuito abierto como la mostrada en la figura N°2.5. Donde $Z_L \rightarrow \infty$ y el coeficiente de reflexión es $\Gamma_L = 1$ y el coeficiente de onda estacionaria es infinito. Las tensiones y corrientes en la línea tienen la forma

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}) = 2V_0^+ \cos(\beta z)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) = -2j \frac{V_0^+}{Z_0} \sin(\beta z)$$

Como se espera, la corriente es cero en la carga debido al circuito abierto, mientras que la tensión es máxima. La impedancia de entrada a la línea es

$$Z_{in} = -j * Z_0 \cot(\beta l)$$

Al igual que una línea en corto, la impedancia es puramente imaginaria. La figura N°2.6 muestra las tensiones, corrientes e impedancia de la línea a circuito abierto.

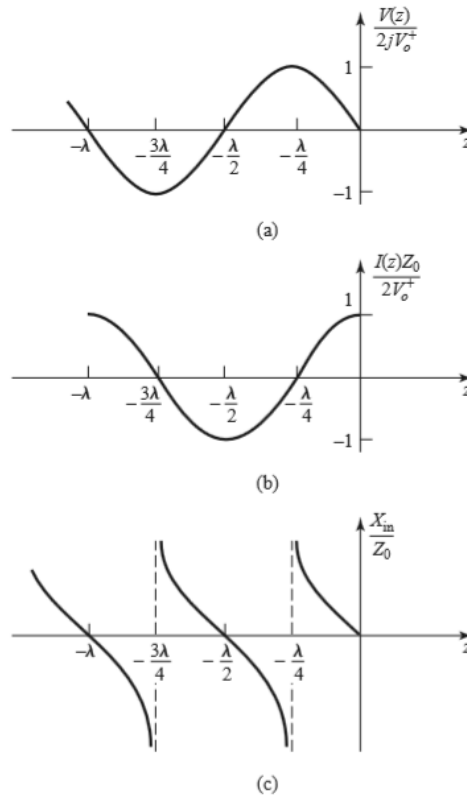


Figura N°2.4: a) Tensión en la línea, b) Corriente en la línea y c) Impedancia de entrada a la línea en corto.

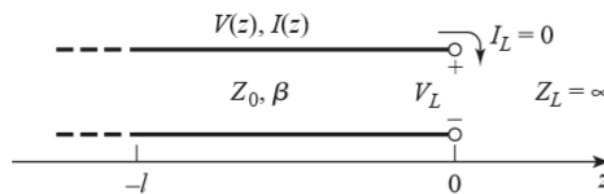


Figura N°2.5: línea de transmisión a circuito abierto.

Ahora considere una línea de transmisión de largo $l = \lambda/2$ cargada con Z_L , la impedancia de entrada es

$$Z_{in} = Z_L$$

Por lo tanto, si la línea tiene largo múltiplo de media longitud de onda, es como si la línea desapareciera. No afecta la impedancia de carga.

Si a línea tiene largos $l = \frac{\lambda}{4} + \frac{n\lambda}{2}$, para $n=1, 2, 3...$ la impedancia de entrada es

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

Tal línea se conoce como transformador de cuarto de onda debido a que tiene el efecto de transformar la impedancia de carga de manera inversa, dependiendo de la impedancia característica de la línea. En la sección de adaptación de impedancias analizaremos su comportamiento.

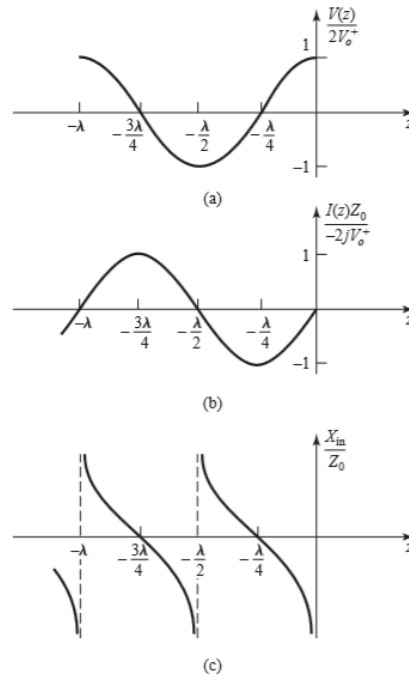


Figura N°2.6: a) Tensión en la línea, b) Corriente en la línea y c) Impedancia de entrada a la línea en Circuito abierto.

Ahora consideremos a una línea de transmisión con impedancia característica Z_0 alimenta una línea de diferente impedancia característica Z_1 , como muestra la figura N°2.7. Si la línea es infinitamente larga o está terminada en su impedancia característica, no habrá onda reflejada desde su extremo lejano, entonces su impedancia de entrada será la propia impedancia característica Z_1 y el coeficiente de reflexión es

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

No toda la potencia incidente es reflejada en la discontinuidad, parte es transmitida a la segunda línea con una tensión proporcional al coeficiente de transmisión. La tensión antes de la discontinuidad tiene la forma

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}) \quad , z < 0$$

La tensión en la segunda línea en función de la tensión incidente y teniendo en cuenta que no existe onda reflejada es de la forma

$$V(z) = V_0^+ T e^{-j\beta z} \quad , z > 0$$

Igualando las tensiones en $z = 0$ en coeficiente de transmisión es:

$$V_0^+ T e^{-j\beta z} = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z})$$

$$T = 1 + \Gamma = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0}$$

El coeficiente de transmisión expresado en db se denomina *pérdidas de inserción* y se calcula

$$IL = -20 \log_{10}(|T|)$$

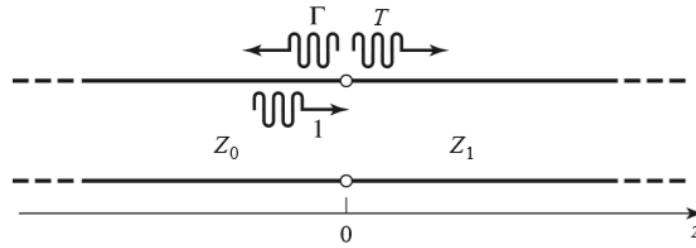


Figura N°2.7: Ondas incidentes y reflejadas en la unión de dos líneas de transmisión.

2.1.5. Desadaptaciones de carga y generador

En la sección anterior se trató la desadaptación de las líneas, asumiendo que el generador estaba adaptado y no ocurrían reflexiones en el generador. En general, generador y carga presentan desadaptación de impedancia con respecto a la línea de transmisión. Ahora se estudiará este caso y las condiciones para máxima transferencia de potencia entre el generador y la carga, que muchas veces involucra la presencia de ondas estacionarias.

La figura N°2.8 muestra una línea de transmisión con impedancias de generadora y carga arbitrarias Z_g y Z_L . La línea de transmisión se asume sin pérdidas, de largo l e impedancia característica Z_0 . Este circuito es suficiente para modelar la mayoría de redes pasivas y activas en alta frecuencia.

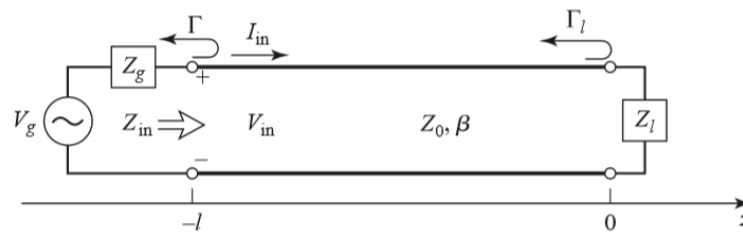


Figura N°2.8: Línea de transmisión con desadaptación en carga y generador.

La impedancia de entrada a la línea vista por el generador se calcula según

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta z}}{1 - \Gamma_L e^{-2j\beta z}} = Z_0 \frac{Z_L + j * Z_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + j * Z_L \tan(\beta l)}$$

Donde Γ_L es el coeficiente de reflexión de la carga

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

EL voltaje en la línea se escribe como

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{j\beta z})$$

Encontrando el valor de V_0^+ en función de la tensión del generador a la entrada de la línea en $z = -l$:

$$V(-l) = V_g \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_0} = V_0^+ (e^{j\beta l} + \Gamma_L e^{-j\beta z})$$

Extrayendo V_0^+

$$V_0^+ = V_g \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_0} \frac{1}{(e^{j\beta l} + \Gamma_L e^{-j\beta z})}$$

Utilizando las ecuaciones anteriores se puede expresar como

$$V_0^+ = V_g \frac{Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{e^{-j\beta z}}{(1 - \Gamma_L \Gamma_g e^{-2j\beta z})}$$

Donde Γ_g es el coeficiente de reflexión del generador

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0}$$

La potencia entregada a la carga es

$$P = \frac{1}{2} \text{Re}\{V_{in} I_{in}^*\} = \frac{|V_{in}|^2}{2} \text{Re}\left\{\frac{1}{Z_{in}}\right\} = \frac{|V_g|^2}{2} \left|\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_0}\right|^2 \text{Re}\left\{\frac{1}{Z_{in}}\right\}$$

Reemplazando $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ y $Z_g = R_g + jX_g$ la expresión se reduce a

$$P = \frac{|V_g|^2}{2} \frac{R_{in}}{(R_{in} + R_g)^2 + (X_{in} + X_g)^2}$$

Vamos a asumir que Z_g es fija y considerar tres casos de impedancia de carga

Carga adaptada a la línea

En este caso se tiene $Z_l = Z_0$, así que $\Gamma_L = 0$ por lo tanto la impedancia de entrada $Z_{in} = Z_0$ y la potencia es

$$P = \frac{|V_g|^2}{2} \frac{R_{in}}{(Z_0 + R_g)^2 + (X_g)^2}$$

Generador adaptado a la línea cargada

En este caso se tiene $Z_g = Z_0$, así que $\Gamma_g = 0$ por lo tanto la impedancia de entrada a la línea $Z_{in} = Z_g$ por lo tanto la potencia en la carga es

$$P = \frac{|V_g|^2}{8} \frac{R_g}{(R_g)^2 + (X_g)^2}$$

Donde que el coeficiente de reflexión $\Gamma_L \neq 0$.

Observe que cuando la el generador está adaptado a la línea cargada, la potencia es menor que cuando el generador estaba adaptado a la línea. Todo lleva a la pregunta, cual es el valor óptimo de impedancia de carga equivalentemente cual es la impedancia de entrada optima que obtiene la máxima transferencia de potencia.

Adaptación conjugada

Asumiendo que la impedancia serie del generador Z_g esta fija, se variara la impedancia de entrada Z_{in} hasta encontrar el valor que maximiza la transferencia de potencia hacia la carga. Luego es fácil relacionar esta impedancia con la impedancia de carga Z_L . Para maximizar la potencia de debe diferenciar respecto a R_{in} y a X_{in} e igualar a cero.

$$\frac{dP}{dR_{in}} = 0 \text{ y } \frac{dP}{dX_{in}} = 0$$

Resolviendo para que ambas condiciones se cumplan simultáneamente se obtiene

$$R_{in} = R_g \text{ y } X_{in} = -X_g$$

O

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

Esta es la condición de adaptación conjugada y resulta en la máxima potencia trasferida a la carga para una impedancia de generador fija. La potencia entregada a la carga es

$$P = \frac{|V_g|^2}{8} \frac{1}{R_g}$$

Que es la potencia máxima disponible del generador. Note que los coeficientes Γ_g, Γ_L no son cero. Físicamente esto significa que la potencia en múltiples reflexiones y en fase acarrea más potencia que en el caso sin reflexión. Si la impedancia del generador es real el caso anterior se reduce al de impedancia conjugada.

Finalmente note que adaptar para no tener reflexiones ($Z_L = Z_0$) ni adaptación conjugada ($Z_{in} = Z_g^*$) conducen necesariamente al sistema con la mejor eficiencia. Por ejemplo, si $Z_g = Z_L = Z_0$ tanto la carga como en generador están adaptados para no tener reflexiones, pero solo la mitad de la potencia producida por el generador es entregada a la carga, una eficiencia de transmisión de 50%. Esta eficiencia solo se puede mejorar reduciendo Z_g .

2.1.6. Línea de transmisión con pérdidas

En la práctica, las líneas de transmisión tienen conductividad finita y perdidas en el dieléctrico, pero generalmente las pérdidas son pequeñas. En la mayoría de los casos prácticos los efectos de las pérdidas son despreciados pero en momentos deben ser tenidos en cuenta. Los efectos causados por las pérdidas pueden ser atenuación en la línea, introducción de ruido, o reducción del Q de un resonador. En esta sección estudiaremos los efectos básicos de una línea con pérdidas y calcular la atenuación de la misma.

Línea de pequeñas pérdidas

En la mayoría de los casos prácticos de líneas de transmisión las pérdidas son pequeñas. Cuando esto ocurre es posible aplicar algunas aproximaciones tendientes a simplificar la expresión de la constante de propagación $\gamma = \alpha + j\beta$ y la impedancia característica.

La expresión general para la constante de propagación de una línea es:

$$\gamma = \alpha + j * \beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

Que puede escribirse de la siguiente manera

$$\gamma = \alpha + j * \beta = \sqrt{(j\omega L)(j\omega C) \left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right) \left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)}$$

Si $R \ll \omega L$ y $G \ll \omega C$, entonces, $RG \ll \omega^2 LC$ y la expresión de la constante se reduce a

$$\gamma = \alpha + j * \beta = j\omega\sqrt{LC} \sqrt{1 - j\left(\frac{R}{j\omega L} + \frac{G}{j\omega C}\right)}$$

Si despreciamos el término imaginario, la expresión queda como la de la línea sin pérdidas. Si utilizamos la expansión en series de Taylor de la raíz se obtiene:

$$\alpha \cong \frac{1}{2} \left(R \sqrt{\frac{C}{L}} + G \sqrt{\frac{L}{C}} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0 \right)$$

$$\beta \cong \omega\sqrt{LC}$$

Utilizando una la misma aproximación para la impedancia característica se obtiene

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Igual al caso sin pérdidas. Estas ecuaciones se conocen aproximación de bajas pérdidas y son válidas a altas frecuencias. Son muy importantes debido a que contempla las perdidas pero la constante de fase y la impedancia característica son similares al caso sin pérdidas.

Línea con pérdidas y cargada:

La figura N°2.9 muestra una línea de largo l terminada en una impedancia de carga. Así $\gamma = \alpha + j * \beta$ es compleja, pero asumiendo que las pérdidas son pequeñas, la impedancia característica es real.

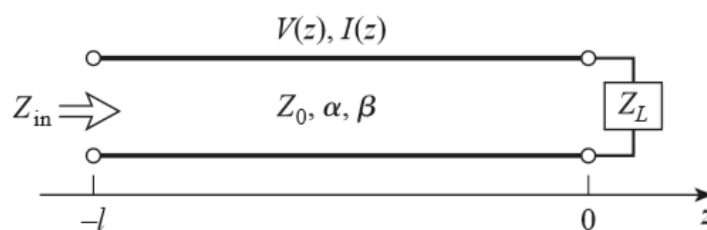


Figura N°2.9: línea con pérdidas y terminada en una carga

Las expresiones para las tensiones y corrientes en la línea con pérdidas son

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z}$$

El coeficiente a una distancia l de la carga es

$$\Gamma(l) = \Gamma(0)e^{-2j\beta l}e^{-2\alpha l} = \Gamma(0)e^{-2\gamma l}$$

La impedancia de entrada a una distancia l de la carga

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = Z_0 \frac{Z_L + j * Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + j * Z_L \tanh(\gamma l)}$$

Calculando la potencia entregada a la línea en el punto $z = -l$ como

$$P_{in} = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma(l)|^2) e^{2\alpha l}$$

La potencia que llega a la carga es la potencia en el punto $z = 0$

$$P_L = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma(0)|^2)$$

La diferencia entre las potencias corresponde a la potencia que se pierde en la línea

$$P_{loss} = P_{in} - P_L = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} [(1 - e^{2\alpha l}) + |\Gamma(0)|^2(1 - e^{-2\alpha l})]$$

El primer término representa las pérdidas de potencia de la onda incidente, y el segundo las perdidas debido a la onda reflejada. Ambos términos se incrementan con α .

2.2. Análisis de Redes en microondas

Operando a bajas frecuencias las dimensiones de los circuitos son pequeñas comparadas con la longitud de onda y pueden ser tratados como la interconexión de elementos pasivos y activos con tensiones y corrientes únicas definidas en un punto. En esta situación la dimensiones del circuito son suficientemente pequeñas para que el retardo de la onda entre 2 puntos sea despreciable. Además, los campos son considerados TEM soportados por 2 o más conductores. Esto lleva a soluciones quasiestaticas de las ecuaciones de Maxwell y las conocidas leyes de tensiones y corrientes de Kirchhoff e impedancias de la teoría de circuitos. Como el lector conoce, estas herramientas son muy potentes y usadas para analizar los circuitos en bajas frecuencias. En general esas técnicas no son aplicadas directamente a los circuitos de microondas, el propósito de este capítulo es presentar los conceptos de circuitos y redes extendidos para manejar muchos de los análisis y problemas de diseño en microondas de interés práctico.

2.2.1. Matrices de impedancia y admitancia

Consideremos una red de microondas arbitraria de N puertos dibujados en la figura N°2.10. Los puertos en la figura tal vez son algún tipo de línea de transmisión o equivalente de línea de trasmisión o algún modo simple de guía de onda. En uno de los n puertos, en el plano terminal, t_n , se puede definir tensiones y voltajes equivalentes para las ondas incidentes (V_n^+, I_n^+) y reflejadas (V_n^-, I_n^-).

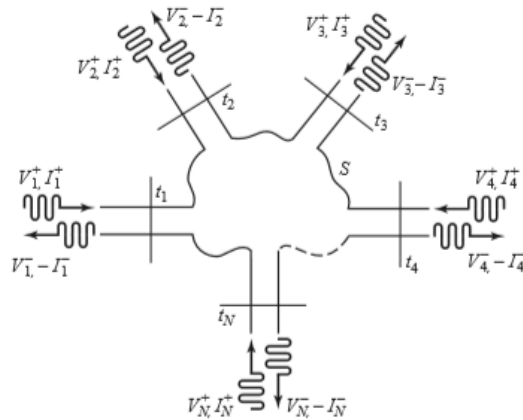


Figura N°2.10: Red de N puertos

Los planos de referencia son importantes porque proveen una referencia de fase para los fasores de tensión y corriente. En el n-esimo plano de referencia cuando $z = 0$ las tensiones y corrientes totales son:

$$V_n = V_n^+ + V_n^-$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^-$$

LA matriz de impedancias $[Z]$ de esta red relaciona las tensiones y corrientes de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \dots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{N1} & \dots & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_n \end{bmatrix}$$

En forma matricial:

$$[V] = [Z][I]$$

De forma similar se puede definir la matriz de admitancias $[Y]$ como

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1N} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{N1} & \dots & \dots & Y_{NN} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \dots \\ V_N \end{bmatrix}$$

En forma matricial

$$[I] = [Y][V]$$

Observando se puede concluir que $[Z]$ es la inversa de la matriz $[Y]$ y viceversa

$$[Z] = [Y]^{-1}$$

De las ecuaciones anteriores se ve que el cálculo de los parámetros Z_{ij} se realiza de la siguiente manera:

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0 \text{ para } k \neq j}$$

En pocas palabras, para encontrar Z_{ij} se mide aplica tensión al puerto i y se mide la corriente en el puerto j cuando todos los demás puertos se encuentran en circuito abierto.

De forma similar los parámetros Y_{ij} se determinan

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0 \text{ para } k \neq j}$$

Donde las admitancias son determinadas introduciendo una corriente en el puerto i se mide la tensión e el puerto j mientras que todos los demás puertos se encuentran en cortocircuito.

En general los parámetros Y_{ij} y Z_{ij} son complejos. Para una red de N puertos se tienen matrices de admitancia o impedancia de tamaño $N \times N$ y con $2N^2$ elementos independientes. En la practica la mayoría de las redes son reciprocas o sin pérdidas o ambas. Si la red es recíproca (no contiene ningún elementos activo, medios no recíprocos como ferritas o plasmas) las matrices son simétricas, por lo tanto $Z_{ij} = Z_{ji}$ y $Y_{ij} = Y_{ji}$. Si la red no tiene pérdidas los elementos Z_{ij} e Y_{ij} son puramente imaginarios. Estos resultados son muy importantes en el análisis de redes pasivas.

2.2.2. Matriz de parámetros S

Debido a la dificultad de definir tensiones y corrientes en modos no-TEM y además la dificultad practica que existe de medir tensiones y corrientes en altas frecuencias. Tensiones y corrientes equivalentes son una abstracción utilizada para analizar redes de alta frecuencia, pero se pierde una descripción completa de los fenómenos involucrados. Una descripción más acorde con las mediciones es la idea de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas.

La matriz de parámetros S provee una descripción completa de la red de N puertos. Mientras que la matriz de impedancias y admitancias relacionan las corrientes y tenciones totales en los puertos, las matrices S relaciona las ondas incidentes y reflejadas en cada puerto. En Algunos componentes o circuitos los parámetros S pueden ser calculados utilizando la teoría de líneas, en otros se deben medir con analizador de redes.

Considere una red de N puertos como la de la figura N°2.10 donde V_n^+ es la onda de tensión incidente en el puerto n y V_n^- la tensión reflejada en el puerto n . La matriz $[S]$ se define como

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \dots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{N1} & \dots & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \dots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

O

$$[V^-] = [S][V^+]$$

Un elemento específico de la matriz Z se determina de la siguiente forma:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+=0 \text{ para } k \neq j}$$

En otras palabras, para encontrar el parámetro de S se debe aplicar una onda de tensión incidente V_j^+ en el puerto j y luego medir la onda reflejada V_i^- en el puerto i , mientras en

todos los demás puertos no existe onda incidente. Esta condición implica que todos los puertos deben estar terminados en cargas adaptadas.

La relación entre los parámetros S y la matriz de impedancias es

$$[S] = ([Z] + [I])^{-1}([Z] - [I])$$

Para una red de un puerto se tiene

$$S_{11} = \frac{z_{11} - 1}{z_{11} + 1}$$

Igual al coeficiente de reflexión normalizado a una impedancia característica Z_R . Siempre que se hable de parámetros S se definen en base a una impedancia de referencia. En este trabajo va a ser $Z_R = 50\Omega$.

2.2.3. Redes reciprocas y sin pérdidas:

Para verificar la reciprocidad en los parámetros S se debe cumplir

$$[S] = [S]^T$$

Mientras que para comprobar que no tiene perdidas

$$[S]^* = [S]^T$$

Estas expresiones no van a ser demostradas por la complejidad y no es el motivo de este trabajo demostrar toda la teoría de microondas.

2.2.4. Cambio en los planos de referencia:

Debido que los parámetros S relacionan amplitudes (magnitud y fase) de las ondas incidentes y reflejadas de una red de microondas, donde los planos dan la referencia de fase para cada puerto. Por lo tanto los parámetros S son transformados ante un cambio o movimiento en los planos de referencias.

Considere una red de N puertos como la de la figura N°2.11 donde los planos de referencia iniciales se consideran en $z = 0$ para el n puerto, donde Z_n es una distancia arbitraria medida sobre una línea de transmisión que alimenta el puerto n. la matriz de parámetros S para los planos de referencia iniciales es $[S]$. Ahora consideremos un nuevo conjunto de planos de referencia definidos a $Z_n = l_n$. La nueva matriz de parámetros S se denota como $[S']$. En términos de ondas incidentes y reflejadas:

$$[V^-] = [S][V^+]$$

$$[V^{-'}] = [S'][V^{+'}]$$

De la teoría de líneas sin perdidas la relación entre las amplitudes de las ondas originales y las nuevas es

$$V_n^+ = V_n^{+'} e^{j\theta_n}$$

$$V_n^{-'} = V_n^+ e^{-j\theta_n}$$

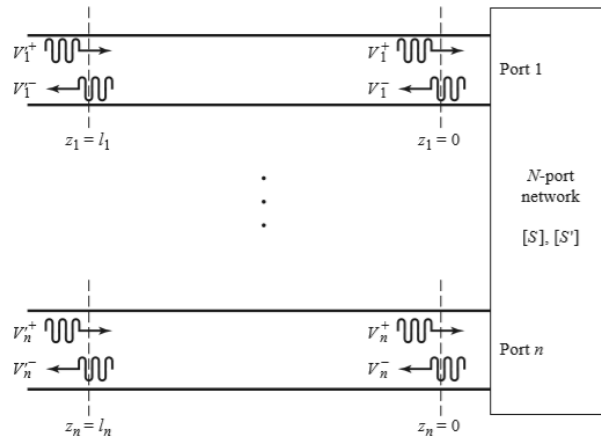


Figura N°2.11: Cambio en los planos de referencia de una red de N puertos

Donde el largo eléctrico es $\theta_n = \beta_n l_n$ sustituyendo en las ecuaciones anterior se obtiene la nueva matriz de parámetros S

$$[S'] = \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} [S] \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix}$$

Notar que para un mismo puerto el parámetro

$$S'_{nn} = S_{nn} * e^{-j2\theta_n}$$

Igual al resultado obtenido en la teoría de líneas sin pérdidas.

1.1.2. Parámetros S generalizados:

Para impedancias características reales la potencia en carga se puede expresar en términos de ondas incidentes y reflejadas de la siguiente manera

$$P_L = \frac{1}{2Z_0} (|V_0^+|^2 - |V_0^-|^2)$$

Este resultado es válido si Z_0 es real. Si no lo es, se definen el coeficiente de reflexión generalizado como

$$\Gamma_G = \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0}$$

En el caso de Z_0 real se reduce al coeficiente de reflexión utilizado comúnmente.

2.3. Ruido y distorsión no lineal

El efecto del ruido es crítico en el comportamiento de la mayoría de las comunicaciones en RF y microondas y en el censado remoto debido a que determina el umbral de mínima señal detectable por el receptor. La potencia de ruido en un receptor es introducida por elementos externos como la antena de recepción así también como por la electrónica interna del receptor. En esta sección vamos a estudiar las fuentes de ruido de RF y la caracterización de componentes en términos de temperatura de ruido y figura de ruido. También vamos a

discutir sobre los efectos de las no linealidades y su efecto tales como el primer punto de compresión.

2.3.1. Fuentes de ruido

El ruido en un dispositivo o componente es generado internamente causado por el movimiento aleatorio de partículas cargadas o portadores de carga en materiales semiconductores. Muchos tipos de mecanismos causan esos movimientos, los tipos de ruido más comunes son:

- *Ruido Térmico*: Es el tipo más común de ruido, es causado por agitación térmica de las cargas. A veces se lo llama ruido Johnson o Nyquist-
- *Ruido Shot*: Es generado por las fluctuaciones aleatorias de portadores de carga en tubos o dispositivos semiconductores.
- *Ruido Flicker*: Ocurre En semiconductores y tubos de vacío. Su potencia varía inversamente con la frecuencia, y a veces se lo llama ruido $1/f$.
- *Ruido plasmático*: Es causado por el movimiento aleatorio de cargas en un gas ionizado, el plasma, la ionosfera o el los encendidos de los automóviles.
- *Ruido cuántico*: Resulta de la naturaleza cuantizada de los portadores de carga y fotones. Es insignificante frente a los demás tipos de ruido.

Además se introduce ruido en el sistema mediante la antena receptora o acoplamiento electromagnético. Las fuentes de ruido externo incluyen:

- *Ruido térmico de la tierra*
- *Ruido cósmico de fondo*
- *Ruido de estrellas (incluyendo al sol)*
- *Iluminación*
- *Lámparas de descarga de gas*
- *Radios, T y estaciones celulares*
- *Dispositivos inalámbricos*
- *Hornos de Microondas*
- *Señales de interferencia*

La caracterización de los efectos de ruido en sistemas de RF y microondas en términos de temperatura de ruido y figura de ruido son aplicados a cualquier tipo de ruido. Si el ancho de banda del ruido es muy grande comparado con el del sistema, el ruido es considerado *Ruido Blanco*.

2.3.2. Temperatura equivalente y Figura de Ruido

La temperatura equivalente de ruido es la temperatura física que debe poseer una resistencia específica, la cual colocada a la entrada del dispositivo libre de ruido, genera la misma potencia de ruido que la que se genera internamente en el dispositivo. La figura N°2.12 muestra este resultado.

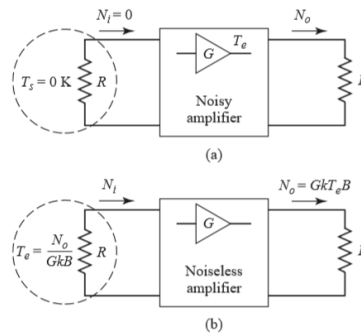


Figura N°2.12: Temperatura Equivalente. a) Amplificador con Ruido b) Amplificador libre de ruido.

Donde la temperatura equivalente es igual a

$$T_e = \frac{N_o}{GkB}$$

Un índice equivalente a la Temperatura de ruido y que permite determinar el ruido añadido Por un dispositivo es la *figura de ruido*. La cual se define como la degradación de la relación Señal-Ruido debido al ruido introducido por los dispositivos.

$$F_N = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}}$$

Donde a temperatura de referencia para la medición es $T_0 = 290^\circ K$. Este índice permite comparar el desempeño de ruido de varios componentes. La relación entre la figura de ruido y la temperatura equivalente es:

$$T_e = (F_N - 1) * T_0$$

2.3.3. Figura de ruido de una cascada

En general los Sistemas de RF no están formados por un solo elemento y es necesario conocer el la figura de ruido de la cadena completa. Considere la figura N°2.13 donde se conectan dos amplificadores en cascadas con temperaturas equivalentes $T_{e1}T_{e2}$ respectivamente. La ganancia total del sistema es G_1G_2 . Usando las temperaturas es posible escribir la potencia de ruido a la salida del primer amplificador como

$$N_1 = G_1kT_0B + G_1kT_{e1}B$$

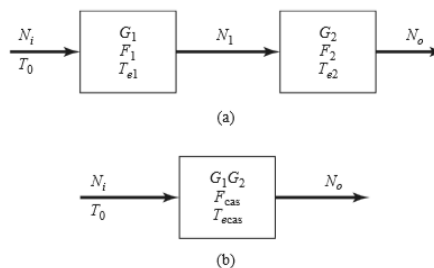


Figura N°2.13: Figura de ruido de un sistema en cascada a) Sistema en Cascada b) Sistema Equivalente.

La potencia de salida del segundo amplificador es

$$N_1 = G_2 N_1 + G_2 k T_{e2} B = G_1 G_2 k B \left(T_0 + T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} \right)$$

Se ve que la temperatura equivalente de la cascada es

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1}$$

Esta expresión se puede generalizar para N dispositivos en cascada dando como resultado:

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{eN}}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

En su equivalente de figura de ruido

$$F_{cas} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

Como se aprecia, si se tiene un dispositivo en la entrada de la cadena de baja figura de ruido y a su vez una ganancia alta en cada uno de los elementos que componen la cadena, la figura de ruido total está dominada por la figura de ruido del primer dispositivo. Este hecho demuestra porque se utilizan amplificadores de bajo ruido como primer elemento de una cadena receptora.

Medición de figura de Ruido

En principio la temperatura equivalente de ruido de un dispositivo se determina midiendo la potencia de salida cuando se colocó en su entrada una carga adaptada a una temperatura de 0°K. Por supuesto, esto es imposible, por lo tanto debemos utilizar otro método. El método más utilizado consiste en medir la potencia de salida utilizando donde cargas adaptadas a temperaturas muy diferentes, este método es llamado *Factor Y*.

La técnica se ilustra en la figura N°2.14, donde el dispositivo bajo prueba se conecta una de las cargas o a otra a diferentes temperaturas., y se mide la potencia de salida en cada caso. En este caso, T_h es la temperatura caliente y T_c la fría ($T_h > T_c$), mientras que P_H y P_C son las respectivas potencias de salida. La potencia de salida consiste en la potencia de ruido a la entrada multiplicada por la ganancia, más la potencia de ruido añadida por el amplificador. Estas potencias se expresan como

$$\begin{aligned} P_H &= GkT_H B + GkT_e B \\ P_C &= GkT_C B + GkT_e B \end{aligned}$$

Definiendo el factor Y de la siguiente manera

$$Y = \frac{P_H}{P_C} = \frac{T_H + T_e}{T_C + T_e}$$

La temperatura equivalente se determina como

$$T_e = \frac{T_H - Y * T_C}{Y - 1}$$

Como temperatura Fría generalmente se usa a una carga a temperatura ambiente, mientras que como carga caliente un generador de ruido. También pueden usarse cargas enfriadas mediante nitrógeno líquido (77°K) o Helio liquido (4°K).

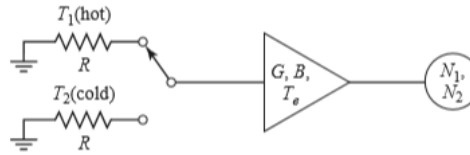


Figura N°2.14: Método del Factor Y para medición de figura de ruido

2.3.4. Distorsión no lineal

Los dispositivos como diodos y transistores poseen características no lineales, y esas características no lineales son deseables y de gran utilidad en la amplificación, detección y conversión de frecuencia. Las características no lineales también generan efectos no deseados como la compresión de ganancia y generación de frecuencias espurias. Esos efectos incrementan las pérdidas, crean señales distorsionadas, y posibles señales de interferencias para otros equipos o canales. Algunos de los posibles efectos de las no linealidades en los sistemas de RF se listan a continuación:

- Generación de armónicos (Múltiples armónicos del tono fundamental)
- Saturación (Reducción de ganancia en amplificadores)
- Distorsión por intermodulación (Productos de dos tonos de señales de entrada)
- Modulación cruzada (Transferencia de modulación entre dos señales)
- AM-PM conversión (Variaciones de la amplitud causadas por corrimientos de fase)
- Rebrote Espectral (Intermodulación entre señales de un espacio cerrado)

2.3.5. Compresión de ganancia

Este efecto llamado saturación o compresión ocurre físicamente cuando el voltaje instantáneo de salida es limitado por la tensión de alimentación usada para el dispositivo activo. Para un amplificador la respuesta típica se muestra en la figura N°2.15. Para un amplificador ideal el grafico de potencia de salida Vs potencia de entrada es una recta con pendiente igual a la ganancia. En un amplificador real esto solo sucede para un rango limitando de potencias de entrada. Para cuantificar cual es el rango de operación del amplificador se define el *punto de compresión de 1db* como el punto para el cual la potencia decrece 1db con respecto a la respuesta ideal. Esta potencia comúnmente se denota por P_{1db} . El punto de compresión se puede definir tanto a la entrada como a la salida. La relación entre los dos en db es:

$$OP_{1db} = IP_{1db} + G - 1db$$

Este resultado servirá para conocer hasta que valore de potencia de entrada el amplificador construido es lineal y será posibles realizar las mediciones.

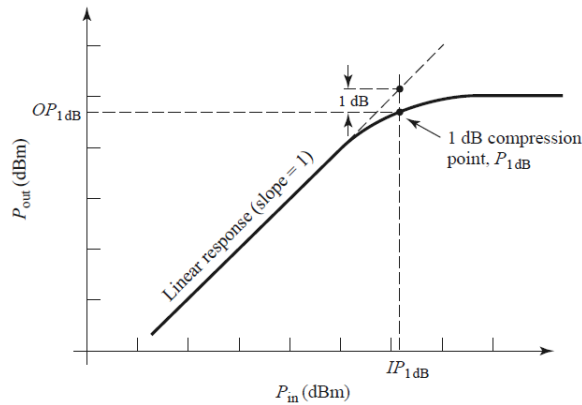


Figura N°2.15: Definición del punto de compresión de 1db

2.4. Diseño de amplificadores en alta frecuencia

La amplificación de la señal es una de las más básicas y prevalentes funciones en los modernos sistemas de RF y microondas. Los primeros amplificadores se basaban en válvulas, klystron, tubos de onda viajera, o amplificadores de estado sólido basados en resistencia negativa como los diodos túnel o diodos varactores. Sin embargo, con la dramáticas mejoras e innovaciones en la tecnología de estado sólido de los años 1970, la mayoría de los amplificadores de RF usan transistores como Si BJTs, GaAs o SiGe HBTs, Si MOSFETs, GaAs MESFETs, GaAs o GaN HEMTs. Amplificadores de RF basados en transistores son potentes, de bajo costo, confiables y fáciles de integrar en circuitos monolíticos. Los transistores pueden ser utilizados por arriba de los 100GHz en un amplio rango de aplicaciones que requieren pequeño tamaño, baja figura de ruido, ancho de banda amplio, y mediana o alta potencia.

EL diseño de amplificadores de transistores se basa fundamentalmente en las características de los terminales, representados por su equivalente en parámetros S o uno de los circuitos equivalentes del transistor. A continuación definiremos las ganancias de redes dos puertos más usados en el diseño de amplificadores y consideraciones de estabilidad. Esos resultados serán aplicados a amplificadores de una etapa, incluyendo el diseño para ganancia específica o baja figura de ruido.

2.4.1. Ganancias de Redes de dos puertos

En esta sección vamos a presentar las expresiones para ganancia y estabilidad de un amplificador de dos puertos en términos de los parámetros S del transistor. Esos resultados van a ser utilizados en este trabajo para el diseño de los amplificadores.

Definición de las ganancias de dos puertos

Consideremos una red de dos puertos arbitraria, caracterizada por sus matriz de parámetros S, $[S]$. Conectada a una fuente con impedancia Z_S y cargada con una impedancia Z_L . El esquema de esta red se muestra en la figura N°2.16.

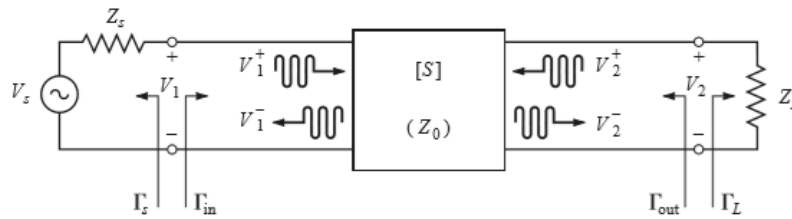


Figura N°2.16: Red de dos puertos cargada con impedancias de carga y fuente

Existen tres tipos de ganancias de potencia en términos de los parámetros S de la red y de los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga Γ_S y Γ_L respectivamente. Estas son

- *Ganancia de potencia:* $G = P_L/P_{in}$ es la relación entre la potencia disipada en la carga a la que ingresa a la red de dos puertos. Esta ganancia es independiente de Z_S , la mayoría de las características de los dispositivos activos dependen de Z_S .
- *Ganancia de potencia disponible:* $G_A = P_{avn}/P_{avs}$ es la relación entre la potencia disponible en la red a la disponible en la fuente. Esta asume adaptación conjugada de generador y carga, y depende de Z_S y Z_L .
- *Ganancia de transducción:* $G_T = P_L/P_{avs}$ es el cociente entre la potencia entregada a la carga y la disponible en el generador. Depende de Z_S y Z_L .

Estas definiciones difieren principalmente en la forma en que la fuente y la carga se adaptan. Si la carga y el generador están adaptados la ganancia es máxima y son iguales $G = G_A = G_T$.



Figura N°2.17: Esquema general de un amplificador

Las expresiones (no se hará demostración, bibliografía [6]) para cada una de las ganancias son:

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2)|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2(1 - |\Gamma_{out}|^2)}$$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

Cuando se adapta para no tener reflexiones ($\Gamma_S = \Gamma_L = 0$), la ganancia de transducción se reduce a

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = |S_{21}|^2$$

Otro caso especial es la ganancia de transducción unilateral y se da cuando $S_{12} = 0$, donde $\Gamma_{in} = S_{11}$ y la ganancia toma el valor

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_{in}|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

En una amplificador de una etapa modelado como en la figura N°2.17, donde las redes de adaptación se usan a ambos lados del transistor para convertir las impedancias de entrada y salida del transistor a las impedancias de generador y carga Z_S y Z_L . La ganancia más utilizada en el diseño de amplificadores es la ganancia de transducción, la cual cuenta ambas desadaptaciones de generador y carga. La ganancia de transducción puede separarse en factores que solo dependen de la red de entrada, del transistor y de la red de salida. Los factores tienen las siguientes expresiones.

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_{in}|^2}$$

$$G_0 = |S_{21}|^2$$

$$G_L = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

$$G_T = G_S G_0 G_L$$

2.4.2. Estabilidad

Un amplificador es capaz de oscilar muestran resistencias negativas en sus puertos esto implica que $|\Gamma_{in}| > 1$ y $|\Gamma_{out}| > 1$. Ambos dependen de los coeficientes de reflexión de generador y carga, por lo tanto la estabilidad va a depender de las redes de adaptación. Antes de comenzar se van a definir dos tipos de estabilidad.

- *Estabilidad incondicional:* la red es estable ($|\Gamma_{in}| > 1$ y $|\Gamma_{out}| > 1$) para cualquier impedancia de generador o carga.
- *Estabilidad condicional:* La red es estable para determinados valores de impedancias de generador y carga. Se tiene una región de estabilidad acotada. En este caso generalmente a la red se la denomina de potencialmente inestable.

En estas condiciones se asume que $|\Gamma_S| < 1$ y $|\Gamma_L| < 1$. Notar que la estabilidad de un amplificador depende de la frecuencia. Es posible que el amplificador sea estable a determinadas frecuencias y a otras no, por ello se debe tener en cuenta en el diseño.

Círculos de estabilidad

Para encontrar la región en donde $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ encontramos primero el límite de estas región y es donde $|\Gamma_{in}| = 1$ y $|\Gamma_{out}| = 1$. Es posible demostrar que estos límites dos son círculos, uno para delimitar las impedancias de generador y otro para las impedancias de carga. Las expresiones para los círculos de estabilidad entrada y salida son

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad \text{Centro}$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad \text{Radio}$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad \text{Centro}$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \text{ Radio}$$

Donde $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$, el determinante de la matriz de parámetros S.

La figura N°2.18 muestra los círculos de estabilidad de salida de un dispositivo. Los círculos separan las regiones estables e inestables, para determinar si la región es dentro del círculo o fuera podemos utilizar un punto de referencia y evaluar la estabilidad. El Punto que permite hacerlo de con mayor facilidad es $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$. Las expresiones para los coeficientes de reflexión de entrada y salida para una carga arbitraria son

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S}$$

Si $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ se tiene

$$\Gamma_{in} = S_{11}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22}$$

Si se cumple que $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$, debe estar dentro de la región estable, por lo tanto estaríamos en el caso de la figura N°2.18 a. si esta condición no se cumple estamos en la condición de la figura N°2.18 b.

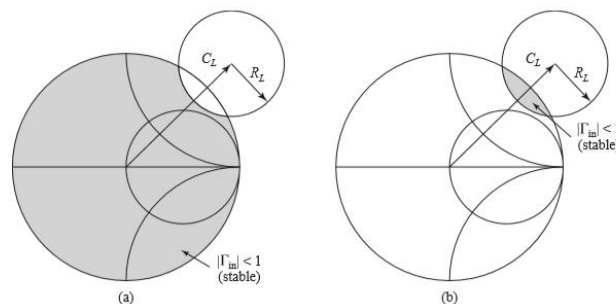


Figura N°2.18: Círculos de estabilidad de salida a) Con $|S_{11}| < 1$ b) Con $|S_{11}| > 1$

Test para estabilidad incondicional

Los círculos de estabilidad sirven para determinar las regiones de Γ_S y Γ_L para las cuales el amplificador es condicionalmente estable. Pero cuando se requiere determinar solo si el dispositivo es incondicionalmente estable resulta tedioso hacer el análisis de los círculos. Para evitar esto, se utilizan determinados test que permiten determinar la estabilidad incondicional. Uno de los test más utilizados es el llamado $K - \Delta$ test, donde se deben cumplir las siguientes condiciones de Rollet

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

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

Se deben cumplir ambas condiciones simultáneamente para que el dispositivo sea incondicionalmente estable. Este test permite determinar si es estable o no pero no brinda

información sobre cuán estable es una red en comparación con otra. Para ello se utiliza otro test llamado *test* μ . La condición para este test es

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1$$

Si $\mu > 1$, el dispositivo es incondicionalmente estable, cuanto más grande es μ , mas lejos de la inestabilidad se encuentra el dispositivo.

2.4.3. Diseño de amplificadores de una etapa

Diseño para máxima ganancia

Después de haber determinado las regiones de estabilidad es posible diseñar las redes de adaptación. Como sabemos G_0 depende del transistor utilizado, mientras que G_S y G_L dependen de las redes de adaptación y del transistor utilizado. Por lo tanto para encontrar la adaptación de máxima ganancia se deben maximizar los factores G_S y G_L . Los factores obtienen sus valores máximos cuando se realiza la adaptación conjugada. Donde

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

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

En este caso si asumimos redes sin perdidas la ganancia máxima toma el valor

$$G_{Tm\acute{a}x} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

Como se vio en secciones anteriores, los coeficientes Γ_{in} y Γ_{out} dependen de Γ_L y Γ_S respectivamente. Para encontrar qué coeficientes cumplen la adaptación conjugada se deben resolver las siguientes ecuaciones

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|}}{2C_1}$$

$$\Gamma_S = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|}}{2C_2}$$

Las variables B_1 , B_2 , C_1 y C_2 se definen

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

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

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

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

Para encontrar los valores es indispensable que las magnitudes dentro de las raíces sean de positivas, esto es equivalente a requerir que el factor $K > 1$. En el caso de un dispositivo unilateral ($S_{12} = 0$) la ganancia adquiere el valor

$$G_{TUm\acute{a}x} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

Si el dispositivo es incondicionalmente estable la máxima ganancia de transducción puede escribirse como

$$G_{Tm\acute{a}x} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1})$$

Esta ganancia muchas veces se denomina ganancia adaptada. La máxima ganancia para un dispositivo estables ($K = 1$) es

$$G_{msg} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

Esta ganancia es fácil de calcular y es conveniente para comparar dos dispositivos en condiciones de estables. Una observación a realizar es que cuando se adapta para máxima ganancia se debe verificar el valor de los parámetros S_{11} y S_{22} debido a que si poseen valores grandes el ancho de banda de adaptación es reducido. Es por ello que en la mayoría de los caso el diseño de máxima ganancia también lo es banda angosta.

Círculos de ganancia

Muchas veces es preferible no obtener la máxima ganancia para lograr anchos de banda mayores u obtener una ganancia especifica. Esto implica la necesidad de crear desadaptaciones a fin de reducir la ganancia a un valor específico, o a un ancho de banda necesario. El proceso de diseño se basa en graficar los valores de coeficientes de reflexión Γ_s y Γ_L para los cuales se obtienen determinados valores fijos de G_S y G_L . Los valores de coeficientes de reflexión que poseen un valor determinado de ganancia forman círculos. Para simplificar el desarrollo de este proceso, trataremos el caso unilateral que es el más común de encontrar en la práctica.

Para la mayoría de los transistores $|S_{12}|$ es pequeño y el dispositivo es considerado unilateral. Esta consideración simplifica enormemente el diseño. El error en la ganancia de transducción causada por la aproximación es medida mediante el radio G_T/G_{TU} . Y está localizado entre las siguientes fronteras.

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

Donde U es definido como el *factor de mérito unilateral*

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

Usualmente un error de decimas de db justifican la aproximación unilateral.

Las expresiones para los círculos de G_S y G_L constantes para el caso unilateral tienen las siguientes expresiones.

$$C_S = \frac{g_s S_{11}^*}{1 - (1 - g_s)|S_{11}|^2}$$

$$R_S = \frac{\sqrt{1 - g_s}(1 - |S_{11}|^2)}{1 - (1 - g_s)|S_{11}|^2}$$

$$G_L = \frac{g_L S_{22}^*}{1 - (1 - g_L) |S_{22}|^2}$$

$$R_L = \frac{\sqrt{1 - g_L} (1 - |S_{22}|^2)}{1 - (1 - g_L) |S_{22}|^2}$$

Donde g_s y g_L son la relación entre la ganancia máxima y el valor de ganancia que se desea graficar.

$$g_s = \frac{G_{S\text{máx}}}{G_{S\text{des}}} \quad , \quad g_L = \frac{G_{L\text{máx}}}{G_{L\text{des}}}$$

La figura N°2.19 muestra un ejemplo de círculos de ganancias constante para un determinado amplificador en el diagrama de Smith.

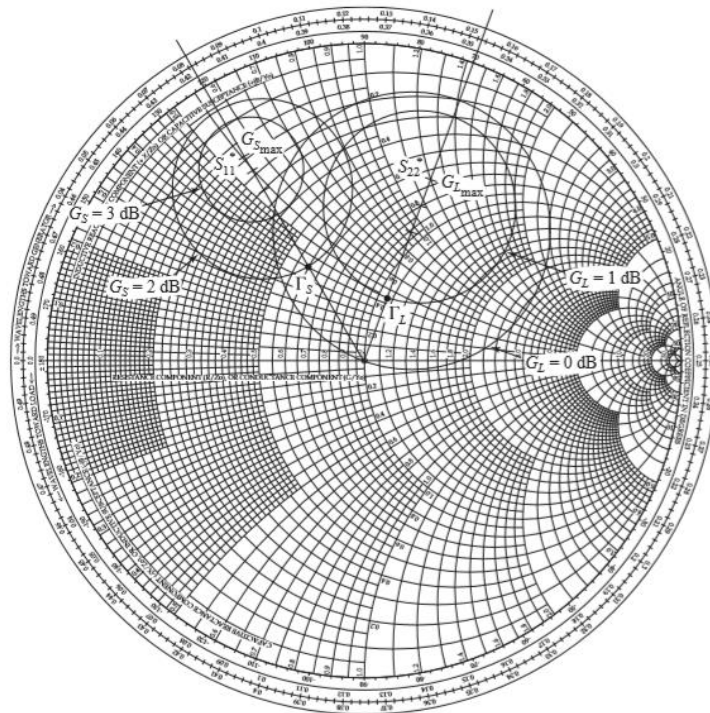


Figura N°2.19: Ejemplo de Círculos de Ganancias constantes

Diseño de amplificadores de bajo ruido

A parte de la ganancia y la estabilidad, existen otras consideraciones para los amplificadores de alta frecuencia, como lo es la figura de ruido. En los receptores especialmente se requieren preamplificadores con figuras de ruido lo más bajas posibles debido a que la primera etapa en una cadena de recepción es la que domina el nivel de ruido del sistema. Generalmente no es posible obtener mínima figura de ruido y máxima ganancia simultáneamente en un amplificador, es un compromiso entre ambas. Para ello se deben utilizar los círculos de ganancia constante y de figura de ruido constante que derivaremos a continuación.

La expresión para la figura de ruido de una red de dos puertos en función de los parámetros S es

$$F = F_{\min} + \frac{4R_N}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2}$$

- Γ_S : *Coefficiente de Reflexión de fuente mostrado al transistor.*
- $F_{mín}$: *Mínima Figura de ruido del transistor.*
- R_N : *Resistencia equivalente de ruido del transistor.*
- Γ_{opt} : *Coefficiente de reflexión de fuente para obtener figura de ruido mínima.*

**Para conocer de dónde deriva la expresión de la figura de ruido para una red de 2 puertos se puede consultar en la bibliografía [6] y [11].*

La figura de ruido solo depende del coeficiente de reflexión de fuente. En otras palabras, de la adaptación de entrada. Para un coeficiente de reflexión $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$, se obtiene la mínima figura de ruido.

Para una figura de ruido fija, se pueden determinar todos los valores de Γ_S para los que se obtiene esa figura de ruido. Primero definamos el *parámetro de ruido* N de la siguiente manera

$$N = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = \frac{F - F_{mín}}{4R_N/Z_0} |1 + \Gamma_{opt}|^2$$

Despejando Γ_S para Γ_{opt} y N se obtiene la ecuación de un círculo con centro en

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1}$$

Y radio

$$R_F = \frac{\sqrt{N(N + 1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N + 1}$$

El proceso de diseño se basa en a partir de una figura de ruido dada, determinar N y luego calcular el radio y centro del círculo de figura de ruido constante. En este trabajo adaptaremos para figura de ruido mínima por lo tanto $N = 0$. El círculo se convierte en un punto donde $C_F = \Gamma_{opt}$ y $N = 0$. La figura N°2.20 muestra un ejemplo de círculos de figura de ruido constante.

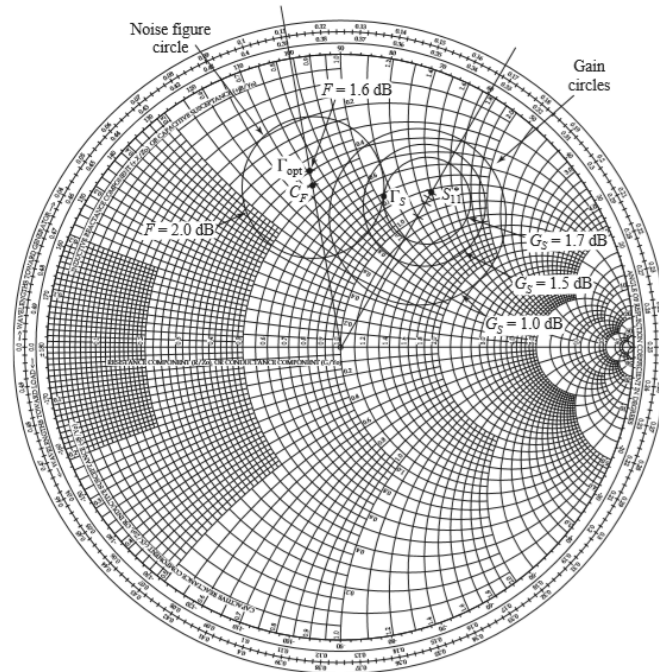


Figura N°2.20: Ejemplo de círculos de figura de ruido constante

2.5. Línea de microtira

La línea de microtira es uno de los más populares tipos de líneas de transmisión planares debido a que pueden ser fabricados mediante fotolitografía y fácilmente miniaturizados e integrados en dispositivos pasivos y activos. La geometría de la línea de microtira se muestra en la figura N°2.21a. Un conductor de ancho W es impreso sobre un dieléctrico con plano de tierra de espesor d y permitividad relativa ϵ_r . las líneas de campo se muestran en la figura N°2.21b.

Si el dieléctrico no está presente ($\epsilon_r = 1$.) solo tendríamos una línea de 2 hilos que consiste de un tira delgada de conductor embebida en un medio homogéneo (aire). Esto constituye una simple línea de transmisión con velocidad de fase $v_p = c$ y constante de propagación $\beta = k_0$.

La presencia del dieléctrico, particularmente el hecho de que el dieléctrico no llena la región $y > d$, complica el análisis de la línea de microtira. A diferencia de la línea entre planos, donde todos los campos son contenidos en una región con dieléctrico homogéneo, la microtira tiene más líneas en la región de dieléctrico entre el conductor y el plano de tierra y una pequeña fracción sobre el conductor con dieléctrico aire. Por esta razón la línea de microtira no soporta un modo TEM puro. La velocidad de fase en el dieléctrico es $v_p = c/\sqrt{\epsilon_r}$, mientras que en el aire es $v_p = c$, por lo tanto es imposible cumplir la condición de velocidad de fase en la frontera dieléctrico-aire para un modo TEM.

En la actualidad, exactamente los campos de una línea de microtira constituyen un modo híbrido TM-TE y requieren técnicas avanzadas de análisis que no trataremos aquí. En la mayoría de casos prácticos, siempre que el espesor del sustrato sea mucho menor a las longitudes de onda utilizadas ($d \ll \lambda$), los campos son Cuasi-TEM. En otras palabras, los campos se aproximan a las condiciones del caso estático (DC). Con esta buena aproximación, la

velocidad de fase, la impedancia característica y la constante de propagación pueden ser obtenidas con soluciones a la forma estática. La velocidad de fase y la constante de propagación se expresan como

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_e}} \text{ y } \beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e}$$

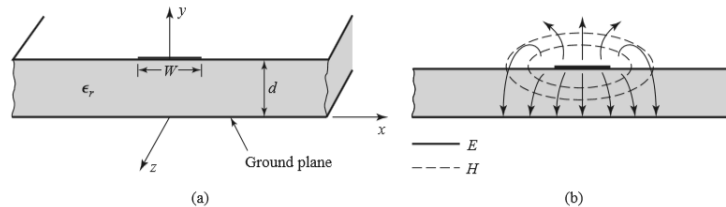


Figura N°2.21: línea de microtira a) Geometría b) Campos E y H

Donde ϵ_e es la *permitividad efectiva* de la línea de microtira. Debido a que las líneas de campo están en el aire y en el dieléctrico, la permitividad efectiva satisface la relación

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

Y depende del sustrato dieléctrico, del espesor del sustrato, del ancho del conductor y de la frecuencia.

Ahora vamos a presentar las fórmulas de diseño de una línea de microtira. Estas fórmulas se basan en aproximaciones rigurosas de las soluciones Quasiestáticas.

Fórmulas para permitividad efectiva, Impedancia característica y atenuación

La constante dieléctrica efectiva de una microtira se calcula de la siguiente forma

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/w}}$$

La constante dieléctrica efectiva es interpretada como la permitividad de un medio homogéneo equivalente que rodea a la línea de microtira. La figura N°2.22 muestra esta equivalencia. La velocidad de fase y la constante de propagación son las mencionadas anteriormente.

Dadas las dimensiones de la línea, la impedancia característica se calcula de la siguiente manera

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} & \text{para } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases}$$

Para determinada impedancia característica Z_0 y constante dieléctrica ϵ_r , la relación W/d se calcula como

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{d} > 2 \end{cases}$$

Donde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

La atenuación causada por el dieléctrico de una línea de microtira en modo cuasi estático se determina mediante

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \quad \text{en Np/m}$$

Donde $\tan \delta$ es la tangente de pérdidas del dieléctrico. La atenuación causada por las pérdidas en los conductores se calcula mediante

$$\alpha_c = \frac{R_S}{Z_0 W} \quad \text{en Np/m}$$

Donde $R_S = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$ es la resistencia superficial del conductor. Para la mayoría de los sustratos, las pérdidas en el conductor son mucho más grandes que las pérdidas en el dieléctrico, a excepción de lo que ocurre en sustratos de semiconductor. En este trabajo la síntesis de las líneas se realizara mediante software.

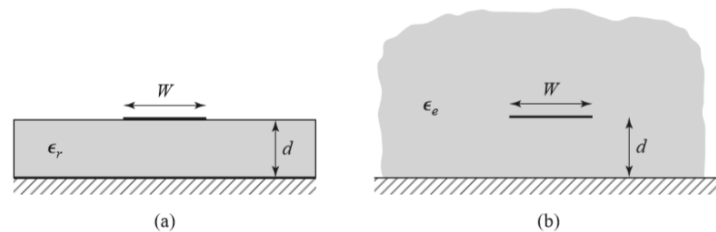


Figura N°2.22: Equivalente cuasi estático para una microtira

3. Capítulo N°3

3.1. Requerimientos

Para fijar los requerimientos del sistema de detección hablamos con el físico encargado del proyecto de detección de rayos cósmicos, Dr. Matías Tueros. En base al estudio de los rayos cósmicos y diferentes proyectos similares, nos solicitó construir un sistema receptor que trabaje a la frecuencia de 1420Mhz, posea una ganancia de potencia mayor de 100 db aproximadamente, una temperatura de sistema menor a los 100K, un ancho de banda mínimo de 50Mhz y la capacidad de detectar señales del orden de -90dbm. En base a la antena que poseemos la cual es una antena parabólica de 30mts de diámetro, y la placa adquisidora de datos marca Ettus modelo USRP B210, se completan os requerimientos para diseñar un amplificador con las siguientes características:

Tabla N°3.1: Características LNA	
Parámetro	Valor
Ganancia de Potencia mínima	15db
Frecuencia central	1420MHz
Ancho de banda	100Mhz
Temperatura de Ruido	50K

Una de las características de este dispositivo es la poseer una banda de paso plana y un comportamiento lineal en su ancho de banda. Los requerimientos de ganancia se deben a que, si bien el requisito primordial es la temperatura de ruido, necesitamos una buena ganancia para que los elementos siguientes del amplificador no contribuyan en temperatura, solo el amplificador y la antena definen la temperatura de sistema.

En base a estas características realizamos la búsqueda de las técnicas de diseño que nos permitan el diseño del amplificador. Debido a la frecuencia elevada, necesitamos componentes que se adapten a estas condiciones y para satisfacer este requerimiento podemos optar por 2 técnicas diferentes. La primera es la utilización de elementos concentrados y la segunda la utilización de elementos distribuidos. Ya que estamos transitando una fase de desarrollo optamos por realizar un prototipo para cada tecnología y de única etapa de modo de poder evaluar como las distintas topologías afectan a los parámetros del amplificador.

3.2. Elección del Transistor

Una vez elegida la técnica de diseño procedemos a realizar la búsqueda y selección del componente activo que dará origen al amplificador. De las tecnologías disponibles de transistores para esta frecuencia y de bajo nivel de ruido (BJT,FET,HEMT,MESFET) seleccionamos el transistor BFP640 de la marca Infineon y con tecnología HBT bipolar Silicio-Germanio debido a su fácil polarización, bajo costo , cifra de ruido de mínima de 0.6db que equivalen a una temperatura de 42°K y una ganancia asociada de 21db. Conociendo las

técnicas de diseño de los LNA sabemos que no es posible lograr una ganancia máxima y figura de ruido baja simultáneamente. Para ello se diseña una primera etapa que fija la figura de ruido y luego se aumenta la ganancia añadiendo etapas. Este trabajo se basará en el diseño de esa primera etapa de bajo ruido.

Ya seleccionado el elemento activo se optó por utilizarlo en configuración emisor común y de la hoja de datos se obtuvo sus parámetros S para esa configuración. Ahora estamos en condiciones de poder diseñar las redes de adaptación y polarización. De la hoja de datos extrajimos los valores de la corriente y tensión colector emisor necesaria para polarizar al transistor en el punto deseado, y después el valor de los coeficientes de reflexión que necesitamos mostrar a su entrada y salida para cumplir los requerimientos. La siguiente figura muestra el diagrama del amplificador a diseñar.

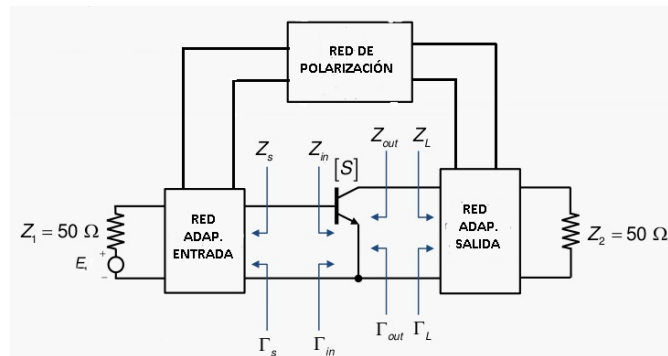


Figura N°3.1: Esquema de Amplificador de RF

3.3. Diseño de red Polarizadora Elección del punto de polarización

La red polarizadora es la encargada de establecer el punto de operación sobre el que el transistor trabaja. Ella es la que fija el comportamiento del transistor en AC, el nivel de ruido y el rango dinámico. Debido a que se está diseñando un amplificador de bajo ruido, como se mencionó en el capítulo 2, sección 2.3.3, se debe establecer un punto de polarización que posea una mínima figura de ruido pero que a su vez permita obtener ganancias altas.

Para que los amplificadores cumplan con los requerimientos, la polarización debe brindar al transistor las siguientes características:

- Frecuencia de operación: 1420 MHz
- Figura de Ruido Deseada NFmín : Mínima (0.55db)
- Ganancia deseada: mayor a 15db
- Tensión de Alimentación: 5V
- Consumo: menor a 125mW
- Punto P1db de entrada: mayor a -25dbm

Se utiliza un transistor bipolar, por lo tanto su punto de polarización está especificado por la tensión colector-emisor (V_{ce}) y la corriente de colector (I_c). A continuación procederemos a encontrar los valores de polarización que satisfacen simultáneamente todas las condiciones impuestas.

La hoja de datos muestra una NFmín de 0,55db (mínima figura de ruido) a una frecuencia de 1500MHz, con $I_c=6mA$ y $V_{ce}=3V$. A medida que la frecuencia de operación

disminuye la figura de ruido baja, asegurando que a la frecuencia de 1420Mhz se obtienen figuras de ruido aun menores a 0,6db, esto se aprecia en la figuras N°3.2 y N°3.3.

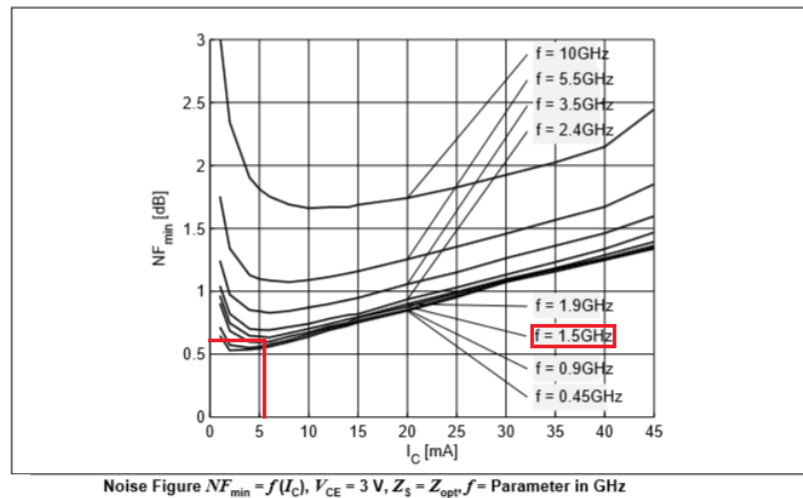


Figura N° 3.2: NF_{min} Vs I_c a distintas frecuencias y $V_{ce}=3V$

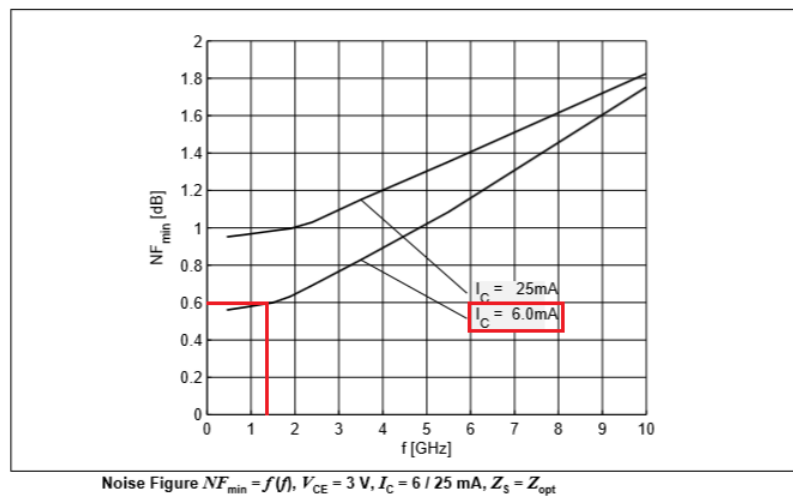
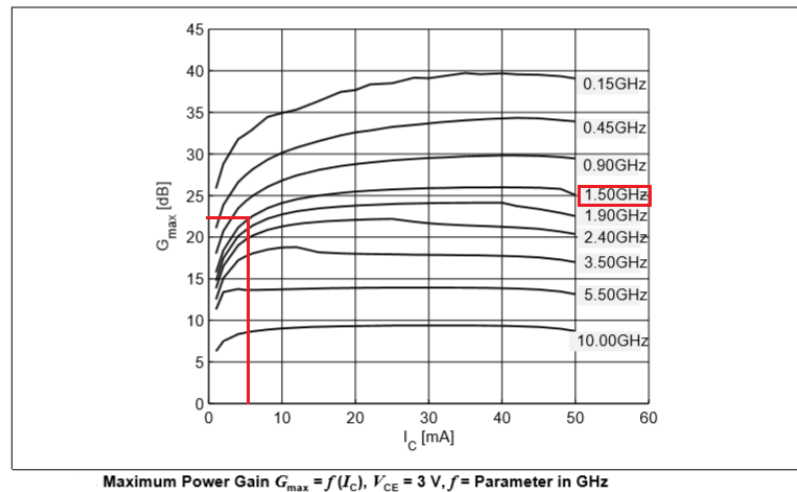
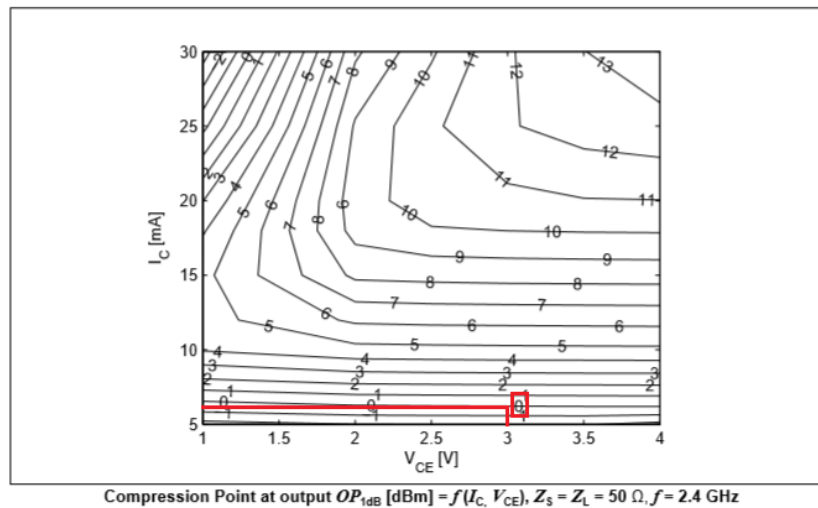


Figura N° 3.3: NF_{min} Vs Frec a $I_c=6mA$ y $V_{ce}=3V$

Se debe mencionar que la selección de la mínima figura de ruido fijó el valor de la polarización, por lo tanto, la ganancia y el IP_{1dB0} (punto de compresión de 1db de entrada) ya están fijos. A continuación se procede a verificar si se obtienen la ganancia y punto de compresión deseados. Las figuras N°3.4 y N°3.5 lo demuestran.

Figura N° 3.4: G_{\max} Vs Frecuencia a $I_C=6\text{mA}$ y $V_{CE}=3\text{V}$ Figura N° 3.5: NF_{\min} Vs Frec a $I_C=6\text{mA}$ y $V_{CE}=3\text{V}$

Con el punto de polarización calculado se obtiene una ganancia máxima de 23 db, 8db mayor a lo necesario. Este margen de ganancia tiene que cubrir la pérdida de ganancia por la desadaptación necesaria para lograr la mínima figura de ruido y a su vez todas las pérdidas introducidas por líneas de transmisión, componentes y conectores. Un margen de 8db es suficiente. Con respecto al punto de compresión de un 1db, la figura N°3.5 expresa el punto de compresión a la salida (OP_{1dB}) a una frecuencia de 2.4GHz, a esta frecuencia tiene un valor de 0dbm, referenciándolo a la entrada se obtiene un punto de compresión de -15db ($IP_{1dB} = OP_{1dB} - G_{\text{ain}} = 0\text{dbm} - 15\text{db} = -15\text{dbm}$), a la frecuencia de 1420MHz el punto de compresión debe ser mayor, asegurando cumplir las especificaciones. En cuanto al consumo de alimentación es del orden de 30mW por debajo del máximo permitido.

Una observación a realizar es que no se especificaron condiciones con respecto a la adaptación y al rango de frecuencias de operación. Una de los motivos es que al querer obtener la mínima figura de ruido la adaptación de entrada no se puede modificar, solo es posible adaptar la salida y es este caso solo se puede adaptar en un ancho de banda que depende de los parámetros S del transistor. En el caso de que se impongan restricciones en la adaptación se deben analizar si los parámetros S del transistor permiten obtener la adaptación necesaria y el ancho de banda requerido, si no es así se debe seleccionar otro transistor, optar

por mejorar la adaptación a costas de aumentar la figura de ruido u otro tipo de técnicas como lo son la realimentación, el uso de amplificadores balanceados, etc.... En este trabajo no vamos a imponer restricciones a la adaptación a la entrada del amplificador, solo a la salida.

En secciones siguientes se analizaran los parámetros S del transistor que se obtienen al polarizar al transistor. A continuación se procede a realizar el cálculo de los elementos de la red polarizadora.

3.3.1. Cálculo de red de polarización

Para la polarización de los prototipos se optó por un esquema de realimentación de colector debido a su sencillez y estabilidad frente a los cambios de temperatura, muy importante en los receptores radioastronómicos. Esta red a su vez no posee resistor en emisor ayudando a no afectar la figura de ruido y a aumentar la estabilidad.

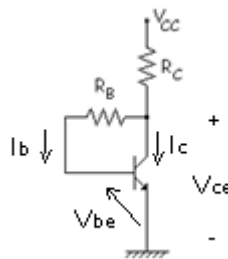


Figura N°3.6: Red de Polarización

La figura N° 3.6 muestra la red de polarización seleccionada. Para determinar el valor de R_b y R_c , se plantearon las ecuaciones que las relacionan con I_c , V_{ce} y V_{cc} . Las relaciones son las siguientes:

$$V_{cc} - (I_c + I_b) * R_c - V_{ce} = 0$$

$$V_{cc} - (I_c + I_b) * R_c - I_b * R_b - V_{be} = 0$$

De la teoría del funcionamiento del transistor bipolar se conoce que:

$$I_c = \beta * I_b$$

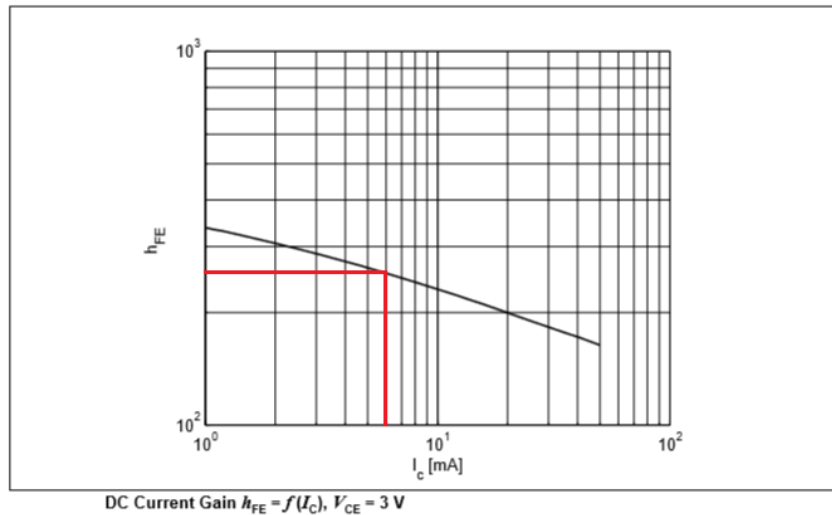
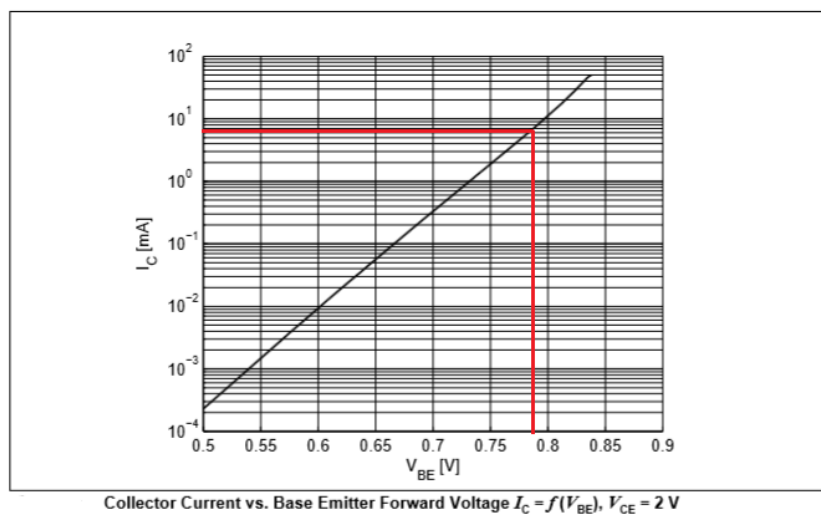
Despejando R_c de la primera ecuación y sabiendo que para ganancias de corrientes altas $I_b \ll I_c$ se obtiene:

$$R_c \cong \frac{V_{cc} - V_{ce}}{I_c}$$

Despejando R_b de la segunda ecuación y reemplazando R_c por la expresión anterior:

$$R_b \cong \beta * \frac{V_{ce} - V_{be}}{I_c}$$

Para poder calcular las resistencias de la red, es necesario conocer la ganancia de corriente, como es función de la corriente de colector analizamos las hojas de datos en busca de información. La figura N°3.7 muestra Beta en función de I_c . El valor de β es de 270.

Figura N° 3.7: β Vs I_c Figura N° 3.8: I_c Vs V_{be}

Otro parámetro desconocido es la tensión base emisor, en la figura N°3.8 se puede apreciar que para corrientes de colector de 6mA y tensión colector-emisor de 2V la tensión base emisor es de 0,79V. Si bien V_{ce} no es 3V, $V_{be}=0,79$ representa una buena aproximación. Esto se comprobará más adelante mediante el programa de simulación. Reemplazando los valores obtenidos en las expresiones de R_c y R_b :

$$R_c \cong \frac{5V - 3V}{0.006A} = 334\Omega$$

$$R_b \cong 270 * \frac{3V - 0,79V}{0,006A} = 99450\Omega$$

La figura N°3.9 muestra la recta de polarización donde se puede apreciar que está ubicado en la parte inferior derecha, reflejando que posee baja corriente de colector para reducir el nivel de ruido, pero utilizando tensión de colector alta aumentando el rango dinámico. A su vez la utilización de $V_{ce}=3V$ redujo la necesidad de aproximaciones debido a que la mayoría de las curvas de las hojas de datos están medidas a $V_{ce}=3V$.

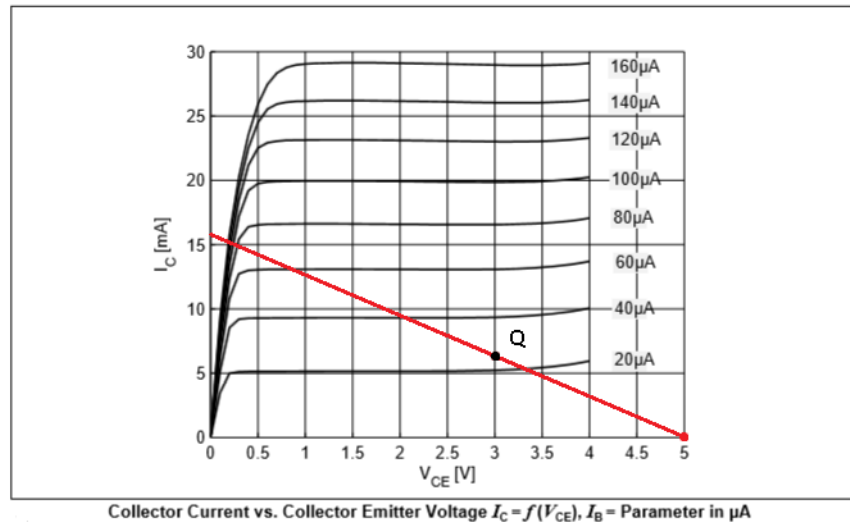


Figura N° 3.9: Vce Vs Ic , Ib y recta de polarización

Los valores de resistores no tienen valores comerciales, los valores más próximos y disponibles son:

$$R_c = 330\Omega ; R_b = 100K\Omega$$

Ya obtenidos los valores de componentes de la red de polarización procederemos a realizar el diseño con la ayuda de software validando los cálculos realizados anteriormente.

3.3.2. Simulación y corroboración mediante software

En esta etapa se realizara el diseño de la red de polarización utilizando software de simulación de nombre Advanced Design System de la marca Keysight. Esto permitirá validar el modelo de transistor que se utilizara para las simulaciones de las etapas posteriores. Para comenzar se debe obtener la librería del transistor BFP640, esta se obtiene en la página del fabricante, en el anexo A1 se muestra como obtenerla. Una vez descargada se carga en el software de simulación y está lista para ser utilizada. La red a diseñar es la calculada anteriormente, solo que se utilizaran las herramientas que brinda el software de diseño. El diseño comienza creando un nuevo proyecto, en la bibliografía hay artículos que explican la creación de proyectos, esquemáticos y layouts en Advanced Design System. Una vez creado un esquemático, accediendo a la paleta de componentes introducimos en el esquemático los componentes necesarios, en este caso, el transistor BFP640 con su respectiva librería, una fuente de alimentación de tensión continua y la herramienta BJT Bias (debido a que el transistor es del tipo bipolar). Una vez introducidos los elementos se realizan las conexiones entre el transistor y la herramienta, si se observa el diagrama de BJT Bias este indica donde conectar la alimentación y cada terminal del transistor. La figura N°3.10 muestra el conexionado

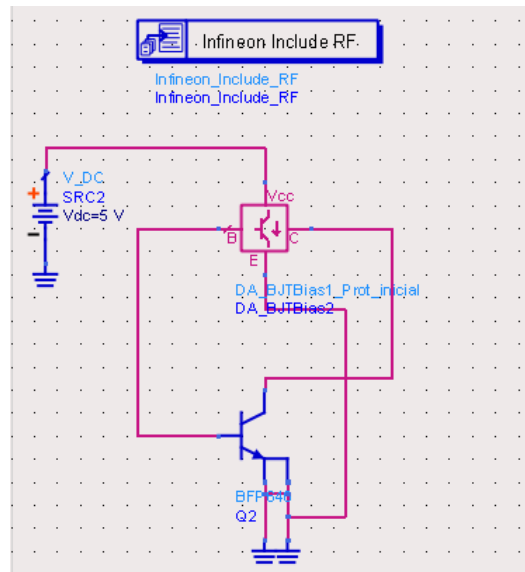


Figura N° 3.10: Esquemático Red de Polarización

Como se aprecia, se utilizó una fuente de alimentación de 5V que era el valor especificado para su alimentación. Continuando con el diseño, se ejecuta la utilidad Transistor Bias Utility, en la que aparece el siguiente cuadro de dialogo:

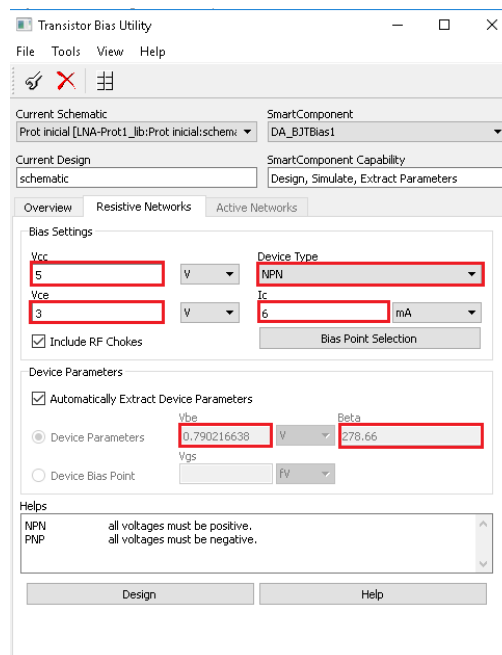


Figura N°3.11: Cuadro de Dialogo Transistor Bias Utility

En este cuadro se selecciona la pestaña de redes resistivas (Resistive Networks) y se introducen los valores deseados de polarización, en este caso $V_{cc}=5V$, $V_{ce}=3V$ e $I_c=6mA$. A su vez, el tipo de transistor y si se desea que el programa extraiga los parámetros de DC del transistor (Ganancia de Corriente continua y Tensión base-emisor). Como se observa los valores extraídos son $V_{be}=0,790V$ y $\beta=278,6$, los cuales son similares a los extraídos de la hoja de datos, corroborando la validez del modelo de simulación. Otras opciones como incluir choques de RF se utilizan para realizar simulaciones utilizando esta red. En este trabajo, luego de diseñar la red se la reemplaza por los componentes que la representan. Luego se presiona

la opción diseñar, a continuación se abrirá el cuadro de dialogo mostrado en la figura N°3.12 donde debemos seleccionar la red a diseñar y presionar Ok.

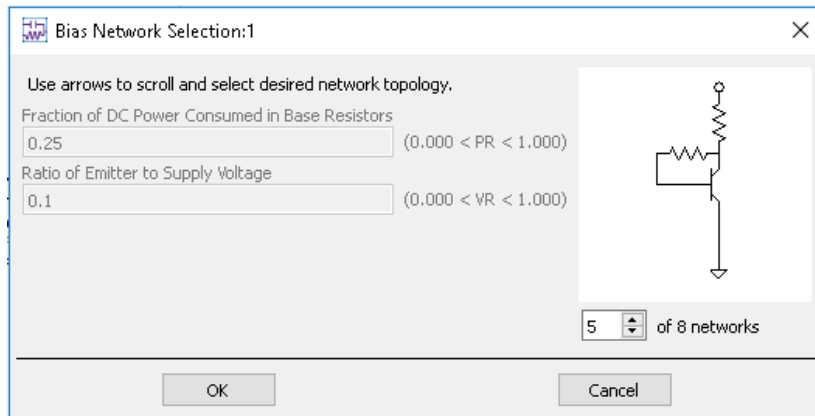


Figura N°3.12: Red de Polarización a diseñar

Finalizado el diseño, el software automáticamente muestra los valores de polarización obtenidos mediante la red diseñada, a su vez crea un nuevo esquemático de la red de polarización. Estos resultados se muestran en la figura N°3.13 y N°3.14 respectivamente.

BJT Bias Display Assistant Transistor Bias Designer		Need Help? Please see the Transistor Bias Utility User Manual for complete instructions on using this Display.					
	Vb	Ib	Vc	Ic	Ve	Ie	
Achieved Bias Voltage/Current	790. mV	21.5 uA	3.00 V	6.00 mA	0.000 V	6.02 mA	
	Vce		Ic				
Desired Bias Performance	3.00		6.00 m				
Achieved Bias Performance	3.00		6.00 mA				

Figura N° 3.13: Valores de polarización Obtenidos

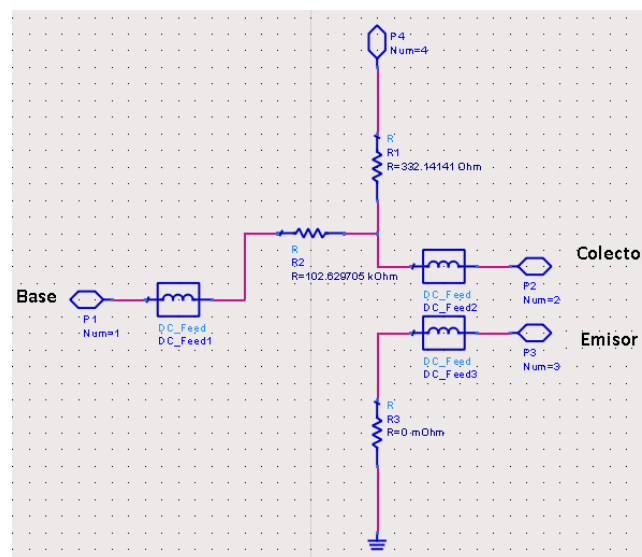


Figura N° 3.14: red de polarización diseñada

Como se aprecia, la red diseñada posee los mismos valores que los calculados en el inciso anterior. Esto es debido a la proximidad de los valores extraídos de la hoja de datos con los del

modelo de simulación. El procedimiento utilizado por el software es similar al utilizado por nosotros anteriormente. Nuevamente para completar el diseño, se reemplazaran los valores de los resistores por su valor comercial más próximo. En el inciso siguiente se procederá a calcular analíticamente la polarización con los valores de resistores comerciales y comprobarlo con simulación.

3.3.3. Comprobación de los valores de la red de polarización:

En la sección 3.3.1 se determinaron las expresiones de las tensiones de la red polarizadora en función del punto de polarización y los resistores utilizadas, ahora se las utilizara para determinar la variación en el punto de polarización debido a utilizar valores comerciales de resistores. Las ecuaciones que describen la red son:

$$V_{cc} - (I_c + I_b) * R_c - V_{ce} = 0$$

$$V_{cc} - (I_c + I_b) * R_c - I_b * R_b - V_{be} = 0$$

$$I_c = \beta * I_b$$

Reemplazando una en otra y despejando I_c y V_{ce} en función de V_{cc} , R_b , R_c , V_{be} y β y realizando las aproximaciones necesarias se obtiene:

$$I_c \cong \frac{V_{cc} - V_{be}}{\left(R_c + \frac{R_b}{\beta}\right)}$$

$$V_{ce} \cong V_{cc} - I_c * R_c$$

Reemplazando con los valores extraídos de las hojas de datos:

$$I_c \cong \frac{5V - 0.79V}{\left(330\Omega + \frac{100K\Omega}{270}\right)} = 6,01mA$$

$$V_{ce} \cong 5V - 6,01mA * 330\Omega = 3,01V$$

Como se observa, la utilización de valores comerciales no afecto a la polarización. Ahora se procederá a demostrar el resultado anterior mediante simulación. Para ello se debe reemplazar a la herramienta de polarización por el circuito de polarización formado por los resistores anteriormente calculado. Además se debe agregar un amperímetro para medir I_c , un voltímetro para medir V_{ce} y el bloque opciones de la simulación de corriente continua. EL esquemático resultante se muestra en la figura N°3.15. Una vez realizadas las conexiones se procede a simular y a mostrar los resultados en una tabla. Los resultados de la simulación se ven en la figura N°3.16.

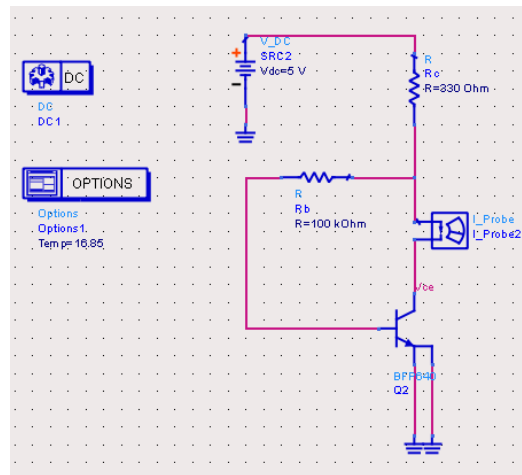


Figura N° 3.15: Red Polarizadora Con Valores Comerciales

freq	I_Probe1.i	Vc
0.0000 Hz	6.216 mA	2.942 V

Figura N° 3.16: Valores de Polarización con Valores comerciales

La simulación demuestra que el punto de polarización no se mueve. Si bien hay variaciones entre los resultados de cálculos analíticos y simulados se debe a que el simulador utiliza las curvas I_c Vs V_{ce} para realizar el cálculo mientras que en la demostración analítica se considera que I_c no varía al modificarse V_{ce} .

Ya finalizado el diseño de la red polarizadora es posible proceder verificar los parámetros scattering del transistor. En la siguiente sección verificaremos que valores adquieren estos parámetros y en base a ellos se realizara un análisis de estabilidad al transistor a fin de asegurar la estabilidad del amplificador a la frecuencia de operación. Para ello se aplicara uno de los métodos expuestos en la 2.4.2.

3.3.4. Parámetros S y de ruido:

En el capítulo anterior se realizó el diseño de la red que fija el punto de polarización del transistor. Este punto determina el comportamiento del transistor ante excitaciones de corriente alterna. En baja frecuencia el comportamiento del transistor se puede modelar (modelo lineal) como un cuadripolo (red de dos puertos) mediante sus matriz de impedancia, admitancia o de parámetros híbridos, pero la dificultad de determinarlos hace inviable su utilización en altas frecuencias. Un juego de parámetros basado en la teoría de líneas de transmisión llamados parámetros Scattering (conocidos en español como parámetros de dispersión) se creó para facilitar la representación y de redes en altas frecuencias.

Los parámetros S sirven para determinar el comportamiento de un dispositivo en AC pero no brinda ninguna información acerca de ruido generado por el transistor. Es por ello que además de los parámetros S debemos conocer los parámetros de ruido del transistor. Estos muestran el valor de figura de ruido para distintas frecuencias y condiciones de carga, además de indicarnos cuál es el mínimo valor de figura de ruido y la condición para la cual se da.

En esta sección se procederá a determinar los valores de estos parámetros para una impedancia de referencia de 50ohms. Como se conoce, estos dependen de la frecuencia, por lo tanto, no se tendrá un solo valor sino un conjunto de valores para cada frecuencia.

Determinación de parámetros S

En la sección N°2.2 se vio que la representación de una red 2 puertos requiere de la matriz de 4 parámetros S. De la hoja de datos del transistor BFP640 (anexo A1) se extraen los parámetros conociendo la polarización, pero esta solo muestra S11, S22 y módulo de S21 para 2 valores de polarización, lo que no brinda suficiente información para el diseño. La utilización del modelo de simulación que brinda el fabricante es una mejor opción. En este modelo se dan los parámetros S en un amplio rango de frecuencias y para distintos valores de polarización. Para extraer estos parámetros se partirá del esquemático de la figura N°3.10 y se agregaran dos bloqueadores de DC uno en colector y otro en base para evitar cortocircuitar la polarización, a su vez se añadirán dos terminales para la medición de parámetros S, uno en la entrada y otro en la salida. También el panel de configuración de medición de parámetros S, donde se configuro la medición de parámetros S comenzando en la frecuencia de 100Mhz hasta llegar a 3GHz. La figura N°3.17 muestra el esquemático de la medición de parámetros S.

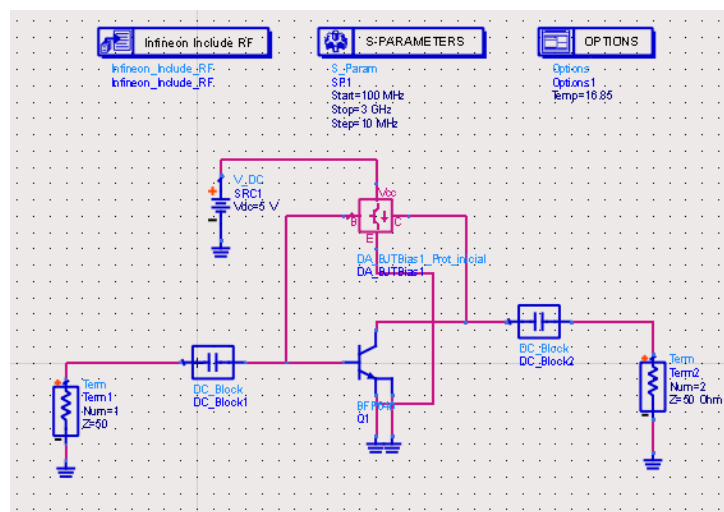


Figura N°3.17: Esquemático Para la Medición de parámetros S

Ejecutando la simulación se obtienen parámetros S11, S12, S21 y S22, S11 y S22 se muestra en la carta de Smith en la figura N°3.18, mientras que la magnitud de S12 y S21 en la figura N°3.19. La fase de los parámetros S12 y S21 no es necesaria debido a que se realizara un diseño unilateral (S12 aproximadamente igual a cero), si esto no es así la fase debe estar especificada. Los marcadores muestran los parámetros a la frecuencia de 1420MHz.

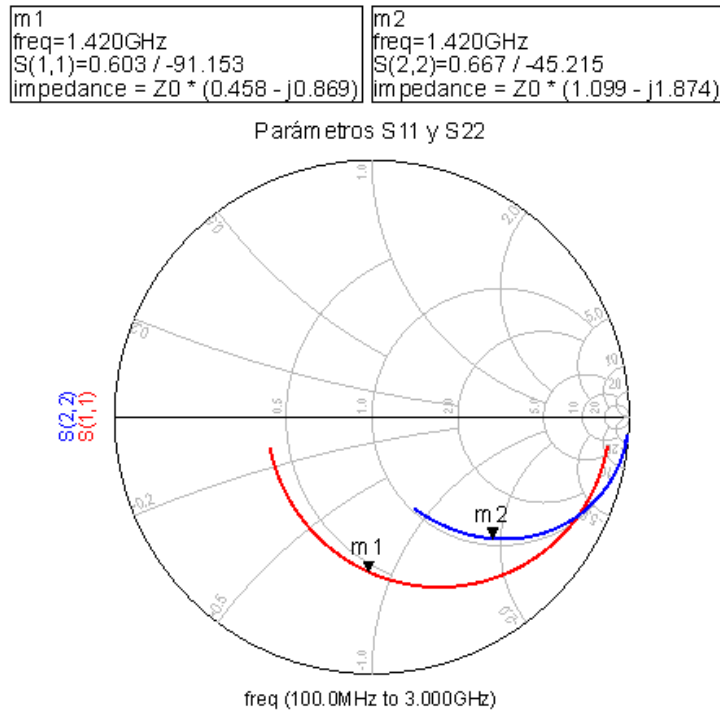


Figura N°3.18: Parámetro S11y S22 Vs. Frecuencia

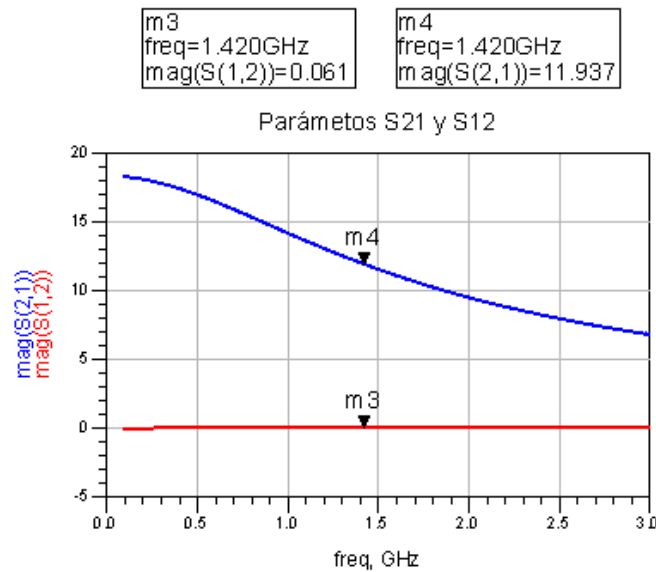


Figura N°3.19: Modulo de Parámetros S12 y S21 Vs. Frecuencia

La herramienta de software permite expresar el valor de los parámetros en una tabla, de manera más útil para realizar los cálculos. La tabla N°3.2 contiene los parámetros S expresados en magnitud y fase para frecuencias desde 1200MHz a 1800MHz a pasos de 20MHz.

Tabla N°3.2: Parámetros S Vs Frecuencia.

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
1.200 GHz	0.658 / -79.429	0.056 / 51.989	13.069 / 121.731	0.725 / -40.808
1.220 GHz	0.653 / -80.524	0.056 / 51.606	12.962 / 121.027	0.720 / -41.241
1.240 GHz	0.648 / -81.612	0.057 / 51.229	12.855 / 120.329	0.714 / -41.667
1.260 GHz	0.642 / -82.694	0.057 / 50.860	12.749 / 119.640	0.709 / -42.086
1.280 GHz	0.637 / -83.770	0.058 / 50.496	12.645 / 118.958	0.703 / -42.498
1.300 GHz	0.632 / -84.841	0.058 / 50.140	12.541 / 118.283	0.698 / -42.905
1.320 GHz	0.627 / -85.906	0.059 / 49.790	12.438 / 117.616	0.693 / -43.305
1.340 GHz	0.622 / -86.966	0.059 / 49.446	12.336 / 116.955	0.688 / -43.698
1.360 GHz	0.617 / -88.020	0.060 / 49.108	12.234 / 116.302	0.682 / -44.086
1.380 GHz	0.613 / -89.070	0.060 / 48.776	12.134 / 115.655	0.677 / -44.468
1.400 GHz	0.608 / -90.114	0.061 / 48.450	12.035 / 115.015	0.672 / -44.845
1.420 GHz	0.603 / -91.153	0.061 / 48.130	11.937 / 114.382	0.667 / -45.215
1.440 GHz	0.599 / -92.188	0.062 / 47.816	11.840 / 113.755	0.662 / -45.581
1.460 GHz	0.594 / -93.217	0.062 / 47.507	11.743 / 113.134	0.657 / -45.941
1.480 GHz	0.589 / -94.242	0.063 / 47.203	11.648 / 112.520	0.652 / -46.295
1.500 GHz	0.585 / -95.263	0.063 / 46.905	11.554 / 111.911	0.647 / -46.645
1.520 GHz	0.581 / -96.279	0.063 / 46.611	11.461 / 111.309	0.642 / -46.989
1.540 GHz	0.576 / -97.291	0.064 / 46.323	11.368 / 110.713	0.638 / -47.329
1.560 GHz	0.572 / -98.299	0.064 / 46.040	11.277 / 110.122	0.633 / -47.664
1.580 GHz	0.568 / -99.302	0.065 / 45.762	11.187 / 109.537	0.628 / -47.995
1.600 GHz	0.564 / -100.302	0.065 / 45.488	11.097 / 108.958	0.624 / -48.321
1.620 GHz	0.560 / -101.298	0.065 / 45.219	11.009 / 108.384	0.619 / -48.642
1.640 GHz	0.556 / -102.289	0.066 / 44.954	10.921 / 107.816	0.615 / -48.959
1.660 GHz	0.552 / -103.278	0.066 / 44.694	10.835 / 107.253	0.610 / -49.272
1.680 GHz	0.548 / -104.262	0.067 / 44.438	10.749 / 106.695	0.606 / -49.581
1.700 GHz	0.544 / -105.243	0.067 / 44.186	10.665 / 106.142	0.601 / -49.886
1.720 GHz	0.540 / -106.220	0.067 / 43.938	10.581 / 105.594	0.597 / -50.187
1.740 GHz	0.537 / -107.194	0.068 / 43.695	10.499 / 105.051	0.593 / -50.485
1.760 GHz	0.533 / -108.164	0.068 / 43.455	10.417 / 104.512	0.588 / -50.778
1.780 GHz	0.529 / -109.131	0.068 / 43.219	10.336 / 103.979	0.584 / -51.068
1.800 GHz	0.526 / -110.095	0.069 / 42.986	10.256 / 103.450	0.580 / -51.355

Si se observa la hoja de datos del transistor BFP 640 veremos que los parámetros tienen el mismo valor que los del modelo de software, comprobando una vez más que la ventaja que aporta el uso de modelos de simulación por computadora.

Ya determinados los parámetros S se puede realizar diseño de un amplificador en ganancia de potencia, pero si es necesario cumplir con determinada figura de ruido, es necesario contemplar los parámetros de ruido del dispositivo. En la siguiente sección determinaremos de igual forma que los parámetros S, los parámetros de ruido del transistor.

Determinación de parámetros de ruido

Determinar la figura de ruido de un dispositivo activo de 2 puertas requiere de 3 parámetros. Como se trató en el capítulo N°2 la figura de ruido queda determinada por:

- Γ_s : Coeficiente de Reflexión de fuente mostrado al transistor.
- F_{min} : Mínima Figura de ruido del transistor.
- R_N : Resistencia equivalente de ruido del transistor.
- Γ_{opt} : Coeficiente de reflexión de fuente para obtener figura de ruido mínima.

Todos los parámetros mencionados dependen de la polarización y frecuencia, a excepción del coeficiente de reflexión de fuente que depende solo de la frecuencia. Determinar estos valores es sencillo debido a la cantidad de herramientas que brindan los software de simulación. En el caso de ADS, utilizaremos el esquemático creado para determinar los parámetros S pero además se activara el cálculo de figura de ruido y agregar la herramienta llamada Zopt, la cual es capaz de mostrar los parámetros de ruido del transistor. Para ello la herramienta utilizada los parámetros de ruido brindados por el fabricante. A continuación se muestra el esquemático y la herramienta para la simulación de parámetros de ruido.

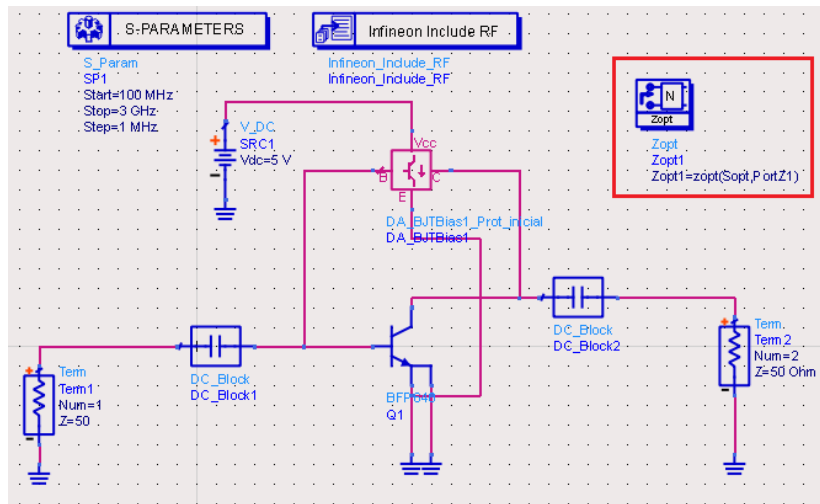


Figura N°3.20: Esquemático para determinación de parámetros de Ruido

Ejecutando la simulación y graficando Γ_{opt} (Sopt) en la carta de Smith se obtiene (Figura N°3.21 y Tabla N°3.3):

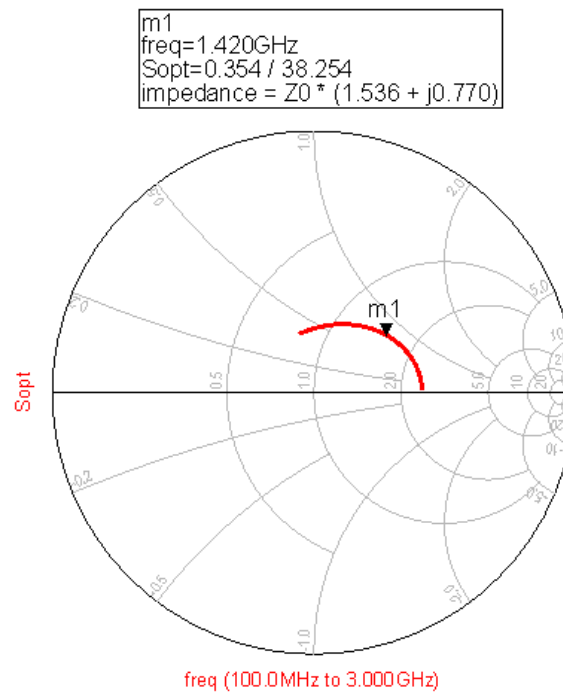


Figura N°3.21: Γ_{opt} Vs. Frecuencia

Al igual que los parámetros S, también se los muestra en una tabla en forma de modulo y fase para frecuencias desde 1200MHz hasta 1800MHz a pasos de 20MHz:

Tabla N° 3.3: Parámetros de Ruido Vs Frecuencia

freq	Rn	NFmin	Sopt
1.200 GHz	5.702	0.492	0.370 / 31.784
1.220 GHz	5.686	0.493	0.369 / 32.359
1.240 GHz	5.671	0.494	0.367 / 32.937
1.260 GHz	5.655	0.496	0.366 / 33.517
1.280 GHz	5.639	0.497	0.365 / 34.099
1.300 GHz	5.623	0.498	0.363 / 34.684
1.320 GHz	5.607	0.500	0.362 / 35.272
1.340 GHz	5.590	0.501	0.360 / 35.863
1.360 GHz	5.573	0.502	0.359 / 36.456
1.380 GHz	5.556	0.504	0.357 / 37.053
1.400 GHz	5.539	0.505	0.356 / 37.652
1.420 GHz	5.522	0.506	0.354 / 38.254
1.440 GHz	5.504	0.508	0.353 / 38.859
1.460 GHz	5.487	0.509	0.351 / 39.468
1.480 GHz	5.469	0.511	0.349 / 40.079
1.500 GHz	5.451	0.512	0.348 / 40.694
1.520 GHz	5.432	0.514	0.346 / 41.312
1.540 GHz	5.414	0.515	0.345 / 41.934
1.560 GHz	5.395	0.517	0.343 / 42.559
1.580 GHz	5.377	0.518	0.341 / 43.187
1.600 GHz	5.358	0.520	0.340 / 43.819
1.620 GHz	5.338	0.521	0.338 / 44.455
1.640 GHz	5.319	0.523	0.337 / 45.095
1.660 GHz	5.300	0.525	0.335 / 45.738
1.680 GHz	5.280	0.526	0.333 / 46.386
1.700 GHz	5.260	0.528	0.332 / 47.037
1.720 GHz	5.241	0.529	0.330 / 47.692
1.740 GHz	5.220	0.531	0.328 / 48.352
1.760 GHz	5.200	0.533	0.326 / 49.016
1.780 GHz	5.180	0.534	0.325 / 49.684
1.800 GHz	5.159	0.536	0.323 / 50.357

La impedancia de referencia para estos parámetros es 50ohms. Ahora es posible modelar el comportamiento del ruido generado por el transistor. En las siguientes secciones utilizaremos los parámetros S y de ruido para realizar el diseño del amplificador de bajo ruido. EL diseño de un amplificador de potencia de bajo ruido se basa en el diseño de las redes de adaptación, estas redes fijan el comportamiento en frecuencia del amplificador y debido a que el transistor no es una red pasiva, es posible que a determinadas frecuencias y condiciones de carga sea inestable. Para evitar oscilaciones, antes de diseñar las redes se debe asegurar la estabilidad. A continuación se utilizarán los parámetros S para verificar la estabilidad.

3.4. Estabilidad

3.4.1. Análisis de estabilidad

En capítulos anteriores se analizó la estabilidad de una red de 2 puertos y activa (capítulo N°2). Para analizar la estabilidad se aplicaba un test que determinaba en qué frecuencias y en qué condiciones de adaptación, el transistor es estable. Si el test demuestra la

estabilidad incondicional en las frecuencias deseadas se procede a realizar el diseño de la redes adaptadoras, si no es así, primero se debe estabilizar al transistor utilizado algún método mencionado en la sección N°2.4.2.

Se utilizaran dos test de estabilidad, uno es el basado en los círculos de estabilidad de entrada-salida y otro equivalente llamado test μ (mu) para la estabilidad incondicional. Los dos test son válidos solo que uno permite gráficamente analizar la estabilidad mientras que el test μ lo realiza de forma numérica. Continuando desde el esquemático utilizado para determinar la figura de ruido y parámetros S, debemos agregar las herramientas situadas en la paleta de parámetros S, llamadas S_StabCircle (círculos de estabilidad de fuente), L_StabCircle (círculos de estabilidad de Carga) y Mu. La figura N°3.22 muestra el esquemático con las herramientas utilizadas.

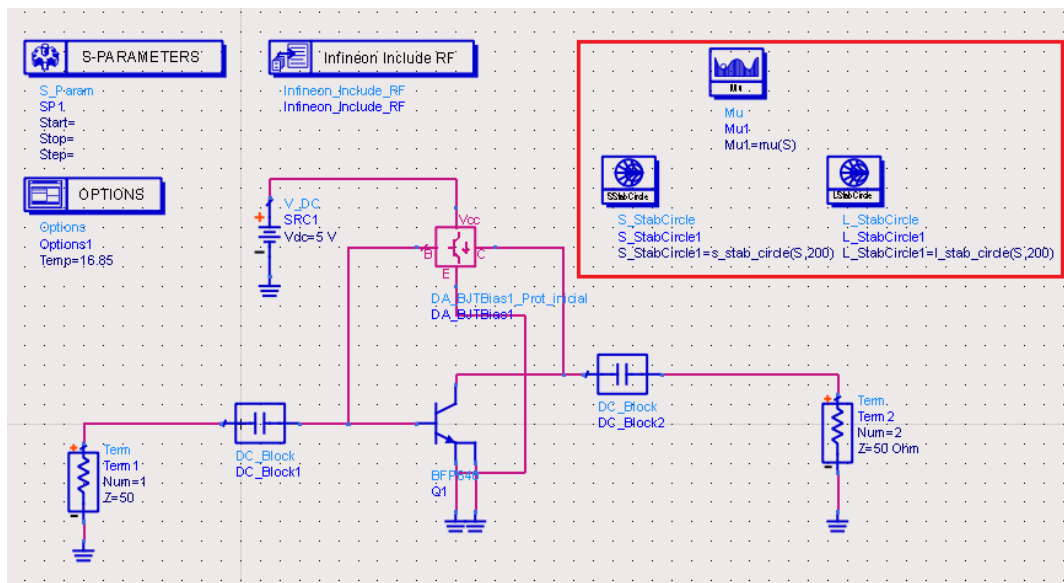


Figura N°3.22: Esquemático y Herramientas de verificación de Estabilidad

Antes de ejecutar la simulación se debe configurar el rango de frecuencias para el que se calculara el test, cada test arrojará un resultado a cada frecuencia, para evitar que el grafico sea engorroso, simularemos en un rango de frecuencias a utilizar comprendido entre 1250MHz y 1750MHz con saltos cada 25 MHz. LA carta de Smith de la figura N°3.23 muestra los círculos de estabilidad calculados.

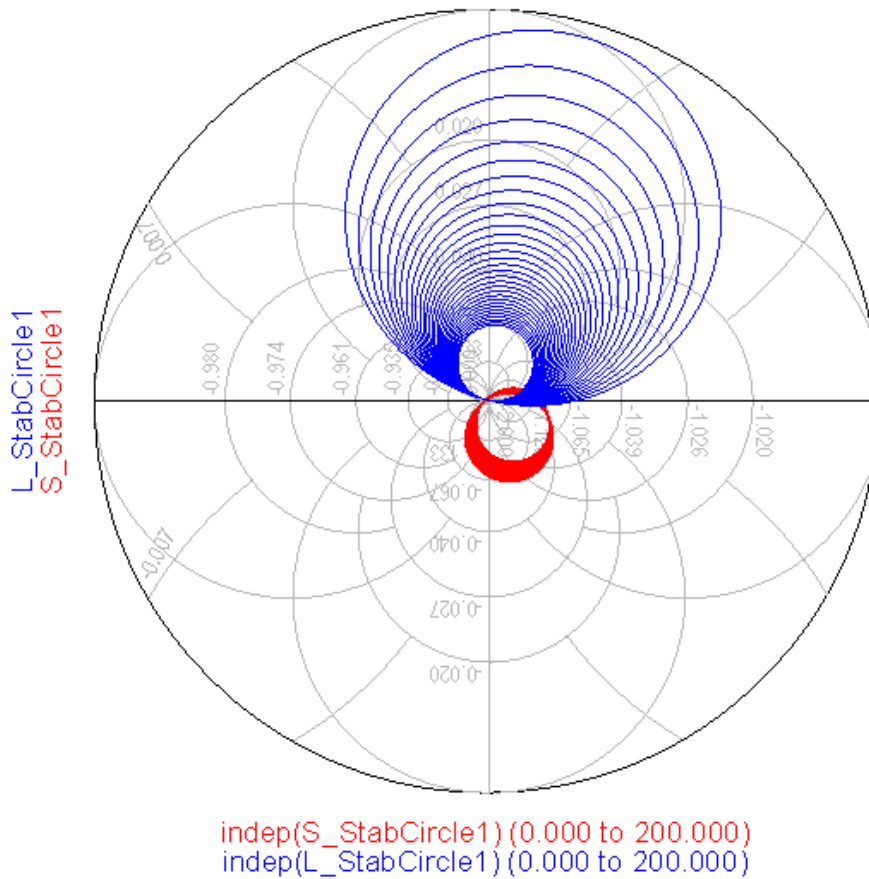


Figura N°3.23: Círculos de estabilidad de Fuente y Carga

El grafico anterior representa una carta de Smith pero que posee los valores de coeficientes de reflexión de modulo menor a 150, solo se muestra con fines didácticos para ver completamente los círculos, como solo utilizaremos la región de coeficientes de reflexión de modulo menor a uno, solo es importante representar la parte de los círculos que entra en esta región. La figura N°3.24 muestra lo expresado con anterioridad con la salvedad de que solo se muestran los círculos de estabilidad a frecuencias de 1200MHz y 1800MHz debido a que los demás círculos de frecuencias intermedias se hallan dentro de los círculos de estas frecuencias.

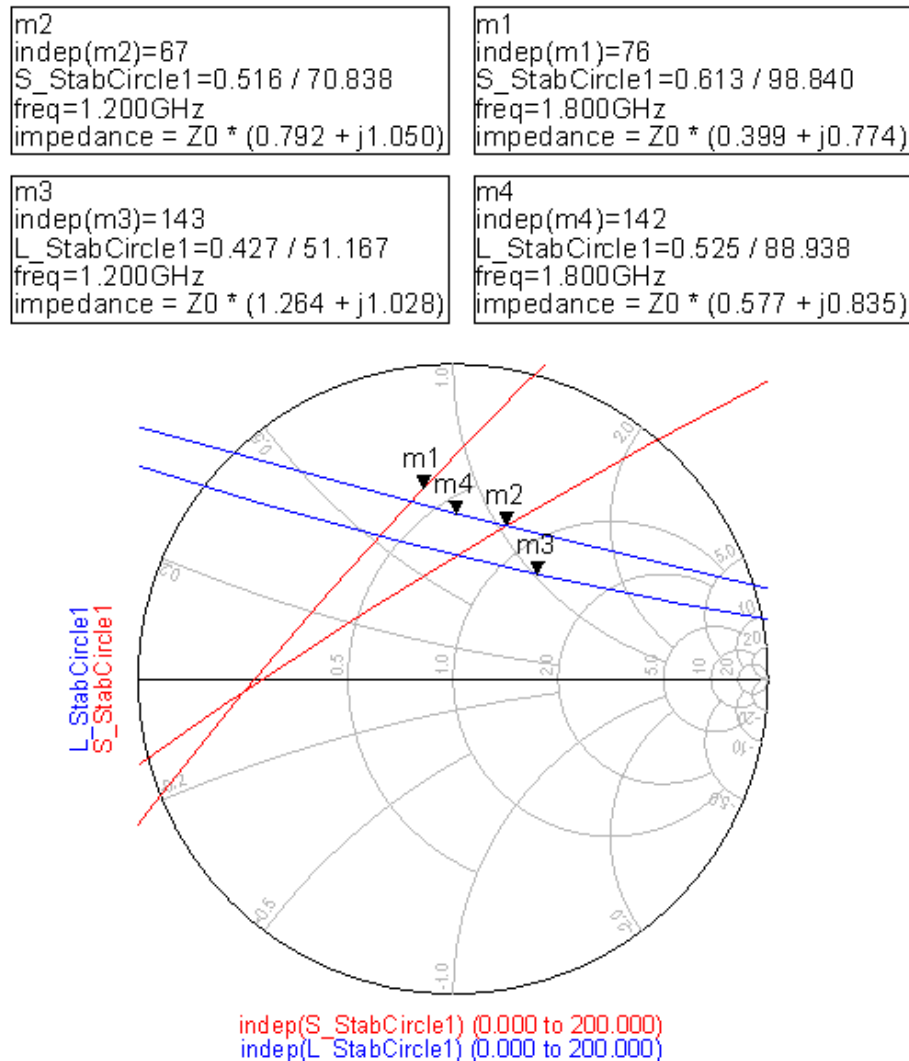


Figura N°3.24: Círculos de estabilidad de Fuente y Carga

Para determinar si la región de estabilidad es dentro o fuera de los círculos partimos de la definición de la región de estabilidad. Esta región es donde los coeficientes de reflexión de entrada y salida del transistor poseen modulo menor a 1. Las expresiones de S11 y S22 para distintas condiciones de carga son:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{22}\Gamma_s}$$

Como sabemos los parámetros S se miden en condiciones de adaptación, por lo tanto:

$$\Gamma_s = 0 \text{ y } \Gamma_L = 0$$

De esta manera se obtiene:

$$\Gamma_{in} = S_{11} \text{ y } \Gamma_{out} = S_{22}$$

Como S11 y S22 son menores a 1, las regiones de estabilidad deben contener a los coeficientes de reflexión $\Gamma_s = 0$ y $\Gamma_L = 0$. En la Figura N°3.25 muestra la región estable.

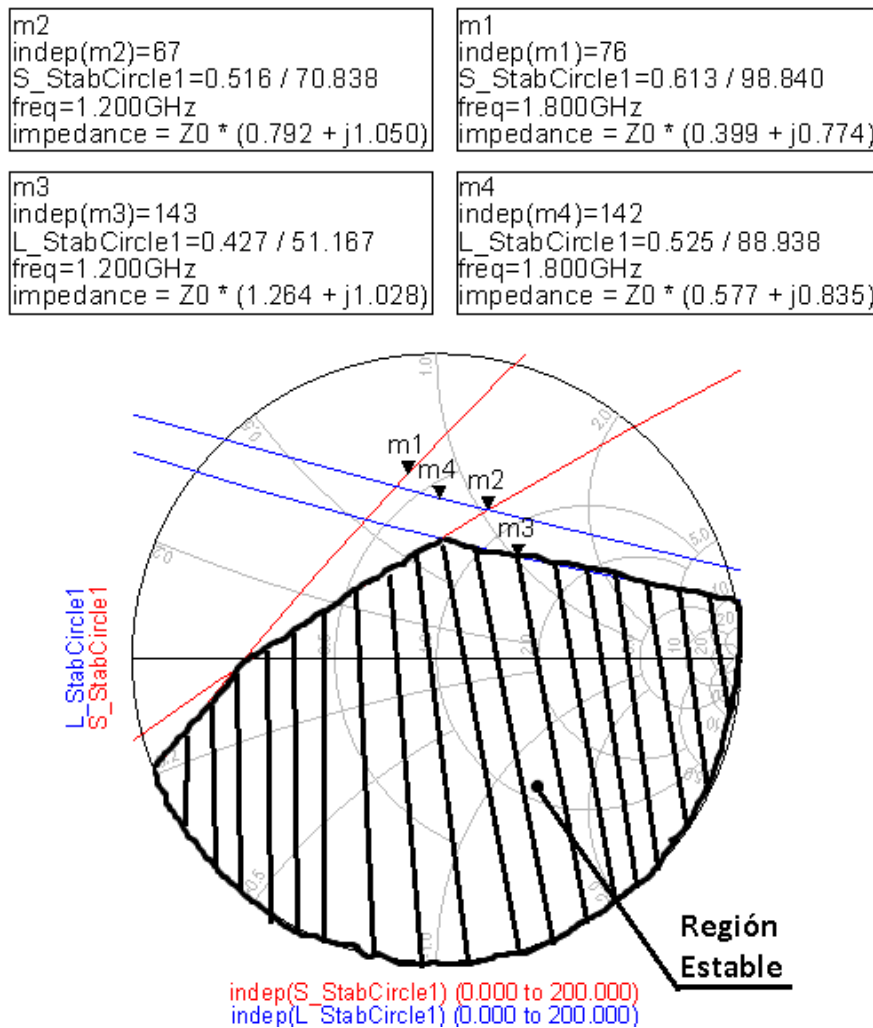


Figura N°3.25: Región estable

La región estable no comprende toda la carta de Smith, por lo tanto el dispositivo es condicionalmente estable. Si realizamos el test μ en este rango de frecuencias se debe observar que el resultado es siempre menor a uno. La tabla N°3.4 muestra el resultado del test μ corroborando la equivalencia de ambos test. Si se observa la región de estabilidad y los parámetros S del transistor se comprueba que están en la misma región, indicando que si se necesita realizar adaptación conjugada, no sería posible adaptar y estabilizar al transistor simultáneamente. La solución a este problema es utilizar alguna técnica que permita estabilizar incondicionalmente al transistor, para luego adaptarlo sin poseer limitaciones en la red a utilizar. A continuación se elegirá una de las técnicas de estabilización tratadas en el capítulo N° 2323 y se diseñara y simulara mediante software.

Tabla N°3.4: Resultados del test de estabilidad Mu

freq	Mu1
1.200 GHz	0.384
1.220 GHz	0.388
1.240 GHz	0.393
1.260 GHz	0.397
1.280 GHz	0.401
1.300 GHz	0.405
1.320 GHz	0.410
1.340 GHz	0.414
1.360 GHz	0.418
1.380 GHz	0.423
1.400 GHz	0.427
1.420 GHz	0.431
1.440 GHz	0.435
1.460 GHz	0.440
1.480 GHz	0.444
1.500 GHz	0.448
1.520 GHz	0.452
1.540 GHz	0.457
1.560 GHz	0.461
1.580 GHz	0.465
1.600 GHz	0.469
1.620 GHz	0.474
1.640 GHz	0.478
1.660 GHz	0.482
1.680 GHz	0.486
1.700 GHz	0.490
1.720 GHz	0.494
1.740 GHz	0.498
1.760 GHz	0.502
1.780 GHz	0.507
1.800 GHz	0.511

3.4.2. Estabilización del transistor

La estabilización del transistor consta de agregar algún elemento externo al transistor que permita localizar la región de inestabilidad fuera de la carta de Smith. El origen de las inestabilidades está relacionado con la realimentación interna del transistor, esta realimentación ocasiona que los puertos de entrada o salida muestren una resistencia negativa. Las soluciones surgen de la ideas de neutralizar la realimentación utilizando realimentación negativa o aportar resistencia a los puertos del transistor. Estos métodos estabilizan al transistor pero ocasionan la perdida de ganancia. Durante el proceso de estabilización se debe asegurar estabilizar incondicionalmente cumpliendo simultáneamente los requerimientos de ganancia. Debido a que el diseño del amplificador es en banda angosta y que la realimentación negativa es método complejo. Se optó por la utilización de agregar resistencia a los puertos. En particular la adhesión de resistencia en paralelo a salida del transistor debido a que es la opción de menor influencia en la figura de ruido mínima. La topología de estabilización se muestra en la figura N°3.26.

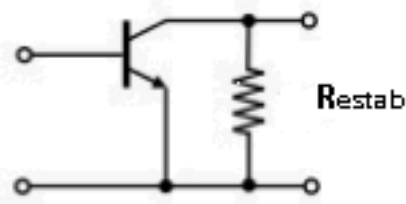


Figura N°3.26: Topología de estabilización utilizada

Los test de estabilidad realizados mediante el software no solo son capaces de aplicarse a un transistor sino a cualquier red de 2 puertos. De esta manera calcularemos el valor de la resistencia estabilizadora añadiéndola en paralelo con el transistor y verificando para qué valor de resistencia el conjunto transistor-resistor es incondicionalmente estable. Se procederá a analizar los círculos de estabilidad para distintos valores de resistencia. La figura N°3.27 muestra el esquemático analizado. EL uso de la variable Restab permite variar el valor del resistor.

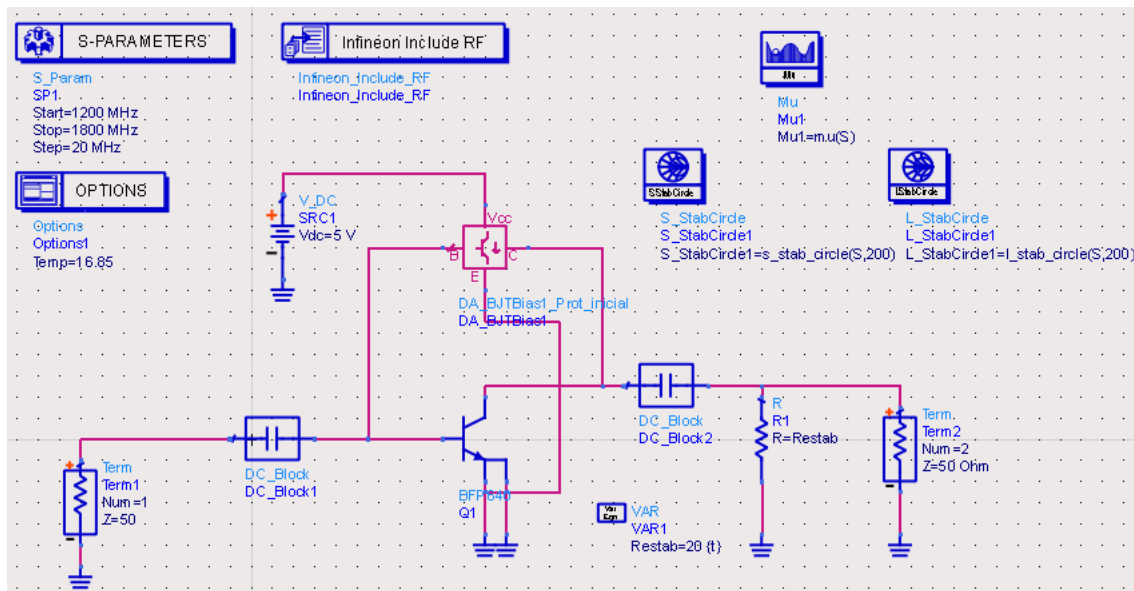


Figura N°3.27: Transistor con red estabilizadora

Para realizar la estabilización se utilizó un rango de frecuencias mucho mayor al ancho de banda requerido evitando que posibles oscilaciones fuera de banda que si no son atenuadas contaminarían las señales de interés. Es valor seleccionado de resistencia estabilizadora es 20ohms.

$$R_{estab} = 20\Omega$$

La figura N°3.28y tabla N°3.5 muestran los resultados de los test de estabilidad. Además de estabilizar en un amplio rango de frecuencias se utilizó un margen de seguridad a causa de posibles variaciones en los parámetros de componentes y de la polarización.

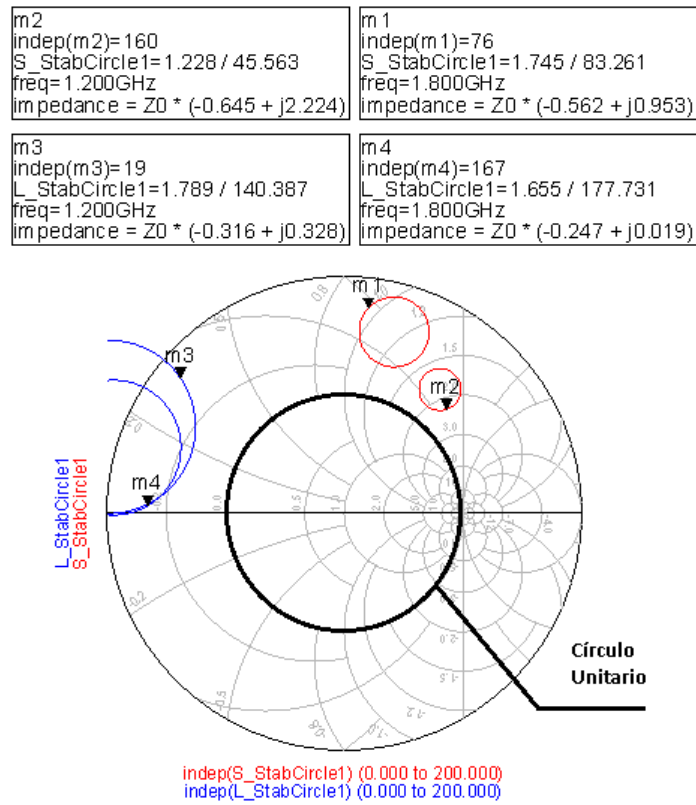


Figura N°3.28: Círculos de estabilidad con resistencia estabilizadora

Tabla N°3.5: Test Mu con resistencia estabilizadora

freq	Mu1
1.200 GHz	1.382
1.220 GHz	1.385
1.240 GHz	1.387
1.260 GHz	1.390
1.280 GHz	1.392
1.300 GHz	1.395
1.320 GHz	1.397
1.340 GHz	1.400
1.360 GHz	1.402
1.380 GHz	1.405
1.400 GHz	1.407
1.420 GHz	1.410
1.440 GHz	1.412
1.460 GHz	1.415
1.480 GHz	1.417
1.500 GHz	1.419
1.520 GHz	1.422
1.540 GHz	1.424
1.560 GHz	1.426
1.580 GHz	1.429
1.600 GHz	1.431
1.620 GHz	1.433
1.640 GHz	1.435
1.660 GHz	1.438
1.680 GHz	1.440
1.700 GHz	1.442
1.720 GHz	1.444
1.740 GHz	1.446
1.760 GHz	1.448
1.780 GHz	1.450
1.800 GHz	1.452

Para finalizar esta etapa se utiliza otra herramienta de simulación llamada Maxgain la cual calcula la máxima ganancia de potencia disponible. La tabla N°3.6 muestra la ganancia para distintas frecuencias.

Tabla N°3.6: Máxima ganancia de potencia disponible

freq	MaxGain1
1.200 GHz	17.969
1.220 GHz	17.859
1.240 GHz	17.749
1.260 GHz	17.641
1.280 GHz	17.533
1.300 GHz	17.426
1.320 GHz	17.321
1.340 GHz	17.216
1.360 GHz	17.113
1.380 GHz	17.010
1.400 GHz	16.909
1.420 GHz	16.808
1.440 GHz	16.708
1.460 GHz	16.610
1.480 GHz	16.512
1.500 GHz	16.415
1.520 GHz	16.319
1.540 GHz	16.224
1.560 GHz	16.130
1.580 GHz	16.037
1.600 GHz	15.945
1.620 GHz	15.854
1.640 GHz	15.764
1.660 GHz	15.674
1.680 GHz	15.585
1.700 GHz	15.498
1.720 GHz	15.411
1.740 GHz	15.325
1.760 GHz	15.239
1.780 GHz	15.155

A la frecuencia de 1420MHz se obtienen como máximo 16.9db, un margen de 2 db con respecto a la ganancia requerida. Este margen tiene que contemplar la perdida de ganancia por adaptación de mínima figura de ruido y la introducida por los componentes. Para comprobar que la figura de ruido mínima es suficiente para cumplir los requerimientos se vuelve a realizar el análisis de figura de ruido. El resultado de este análisis se observa en la tabla N°3.7. La figura de ruido necesaria es de 0.7db, en consecuencia es de 0.1db el incremento tolerado en la figura de ruido. Si bien los márgenes son reducidos, no se tienen referencias de cuáles son los márgenes adecuados. La intención de construir los prototipos es evaluar si los márgenes utilizados son los adecuados o y si no es así, tenerlos en cuenta en diseños posteriores.

A continuación se procederá a realizar la última etapa en el diseño de amplificadores en alta frecuencia, las redes adaptadoras de entrada y salida.

Tabla N°3.7: Figura de ruido mínima con resistencia estabilizadora.

freq	NFmin
1.200 GHz	0.576
1.220 GHz	0.579
1.240 GHz	0.581
1.260 GHz	0.584
1.280 GHz	0.586
1.300 GHz	0.589
1.320 GHz	0.591
1.340 GHz	0.594
1.360 GHz	0.596
1.380 GHz	0.599
1.400 GHz	0.601
1.420 GHz	0.604
1.440 GHz	0.607
1.460 GHz	0.610
1.480 GHz	0.612
1.500 GHz	0.615
1.520 GHz	0.618
1.540 GHz	0.621
1.560 GHz	0.624
1.580 GHz	0.627
1.600 GHz	0.630
1.620 GHz	0.633
1.640 GHz	0.636
1.660 GHz	0.639
1.680 GHz	0.642
1.700 GHz	0.645
1.720 GHz	0.648
1.740 GHz	0.651
1.760 GHz	0.654
1.780 GHz	0.657
1.800 GHz	0.661

3.5. Redes de Adaptación

3.5.1. Comprobación de adaptación

Las redes adaptadoras son las encargadas de transformar las impedancias (o parámetros S equivalentemente) presentes en los puertos del transistor, a las impedancias de entrada y salidas requeridas. En redes de microondas, la impedancia de adaptación utilizada comúnmente es 50ohms. Las redes utilizadas son redes lineales pasivas capaces de adaptar los puertos en un determinado ancho de banda. El ancho de banda de adaptación depende de la impedancia presentada por el transistor y a su vez de los elementos utilizados en la red. Las redes adaptadoras se dividen en dos, las que poseen pérdidas, las cuales incluyen resistores y logran anchos de banda grandes pero introducen pérdidas, y las redes sin pérdidas, las que utilizan solo elementos reactivos poseen un ancho de banda reducido. En amplificadores de bajo ruido, la inserción de pérdidas en la red adaptadora aumenta la figura de ruido, consecuentemente se utilizaran redes reactivas. Las redes sin pérdidas son capaces de lograr anchos de banda máximos del 10% de la frecuencia central para la mayoría de los transistores comerciales (S_{11} y S_{22} grandes). Debido a que requerimos un ancho de banda de 100MHz, y el 10% de $f_c=1420\text{MHz}$ es 142 MHz y que las impedancias de entrada y salida no son grandes, va a ser posible lograr la adaptación. En el caso de requerir mayores anchos de banda se debería utilizar algún método de diseño de amplificadores de banda ancha.

El diseño de banda angosta consiste en adaptar a la frecuencia central de operación. Ya que los parámetros S del transistor no varían demasiado a esa frecuencia, se lograra adaptar en el entorno de la frecuencia central. Este ancho de banda depende de la magnitud

de coeficientes de reflexión presentados por el transistor. En consecuencia se deben conocer Γ_{in} y Γ_{out} . Como se vio en la sección N°2.2, los valores de los coeficientes dependen de las condiciones de carga de la siguiente manera:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$

Antes de comenzar se recordaran en la tabla N°3.8 los requerimientos del amplificador.

Tabla N°3.8 Requerimientos del amplificador de bajo ruido

Características LNA	
Parámetro	Valor
Ganancia de mínima de potencia	15db
Frecuencia central	1420MHz
Ancho de banda	100MHz
Temperatura de Ruido	50K
VSWR salida	<1.5

La red adaptadora debe lograr cumplir todos los requerimientos simultáneamente. Lograr esa figura de ruido involucra fijar la adaptación de entrada para mínimo ruido, y lograr la máxima ganancia adaptación conjugada a la salida. Para realizar el diseño primero determinaremos los parámetro S y de ruido del transistor estabilizado de la misma manera que en secciones anteriores. Las tablas N°3.9 y N°3.10 muestran los parámetros.

Tabla N°3.9: Parámetros S de transistor con resistencia estabilizadora

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
1.200 GHz	0.751 / -55.654	0.019 / 63.398	4.363 / 133.140	0.465 / -173.474
1.220 GHz	0.746 / -56.482	0.019 / 63.083	4.341 / 132.484	0.466 / -173.437
1.240 GHz	0.742 / -57.306	0.019 / 62.731	4.318 / 131.832	0.466 / -173.403
1.260 GHz	0.737 / -58.128	0.019 / 62.404	4.296 / 131.184	0.467 / -173.370
1.280 GHz	0.733 / -58.946	0.020 / 62.079	4.274 / 130.541	0.468 / -173.339
1.300 GHz	0.729 / -59.761	0.020 / 61.759	4.252 / 129.902	0.469 / -173.310
1.320 GHz	0.724 / -60.573	0.020 / 61.442	4.229 / 129.268	0.470 / -173.282
1.340 GHz	0.720 / -61.382	0.020 / 61.128	4.207 / 128.638	0.470 / -173.256
1.360 GHz	0.715 / -62.188	0.020 / 60.819	4.185 / 128.013	0.471 / -173.231
1.380 GHz	0.711 / -62.991	0.021 / 60.512	4.163 / 127.391	0.472 / -173.208
1.400 GHz	0.707 / -63.791	0.021 / 60.210	4.141 / 126.774	0.473 / -173.186
1.420 GHz	0.702 / -64.588	0.021 / 59.910	4.119 / 126.162	0.474 / -173.166
1.440 GHz	0.698 / -65.382	0.021 / 59.615	4.097 / 125.554	0.474 / -173.147
1.460 GHz	0.694 / -66.174	0.022 / 59.322	4.075 / 124.949	0.475 / -173.129
1.480 GHz	0.689 / -66.962	0.022 / 59.033	4.053 / 124.349	0.476 / -173.113
1.500 GHz	0.685 / -67.749	0.022 / 58.747	4.031 / 123.754	0.477 / -173.098
1.520 GHz	0.681 / -68.532	0.022 / 58.464	4.009 / 123.162	0.477 / -173.084
1.540 GHz	0.677 / -69.313	0.022 / 58.185	3.987 / 122.574	0.478 / -173.071
1.560 GHz	0.672 / -70.092	0.023 / 57.908	3.966 / 121.990	0.479 / -173.060
1.580 GHz	0.668 / -70.868	0.023 / 57.635	3.944 / 121.411	0.480 / -173.049
1.600 GHz	0.664 / -71.642	0.023 / 57.365	3.923 / 120.835	0.480 / -173.040
1.620 GHz	0.660 / -72.414	0.023 / 57.098	3.901 / 120.263	0.481 / -173.031
1.640 GHz	0.655 / -73.183	0.023 / 56.834	3.880 / 119.695	0.482 / -173.024
1.660 GHz	0.651 / -73.950	0.024 / 56.572	3.859 / 119.131	0.482 / -173.017
1.680 GHz	0.647 / -74.715	0.024 / 56.314	3.838 / 118.571	0.483 / -173.011
1.700 GHz	0.643 / -75.478	0.024 / 56.058	3.817 / 118.014	0.484 / -173.006
1.720 GHz	0.639 / -76.239	0.024 / 55.806	3.796 / 117.461	0.484 / -173.003
1.740 GHz	0.635 / -76.998	0.024 / 55.556	3.775 / 116.912	0.485 / -172.999
1.760 GHz	0.631 / -77.755	0.025 / 55.309	3.755 / 116.366	0.486 / -172.997
1.780 GHz	0.627 / -78.510	0.025 / 55.064	3.734 / 115.824	0.487 / -172.995
1.800 GHz	0.623 / -79.263	0.025 / 54.822	3.714 / 115.285	0.487 / -172.995

Tabla N°3.10: Parámetros de ruido del transistor con resistencia estabilizadora

freq	NFmin	Rn	Sopt	Zopt1
1.200 GHz	0.576	7.026	0.412 / 34.983	96.589 / 29.655
1.220 GHz	0.579	7.009	0.411 / 35.598	95.776 / 29.919
1.240 GHz	0.581	6.992	0.410 / 36.215	94.966 / 30.175
1.260 GHz	0.584	6.975	0.408 / 36.833	94.160 / 30.424
1.280 GHz	0.586	6.957	0.407 / 37.454	93.359 / 30.666
1.300 GHz	0.589	6.939	0.405 / 38.076	92.563 / 30.901
1.320 GHz	0.591	6.921	0.404 / 38.700	91.771 / 31.129
1.340 GHz	0.594	6.902	0.403 / 39.326	90.984 / 31.350
1.360 GHz	0.596	6.884	0.401 / 39.954	90.201 / 31.564
1.380 GHz	0.599	6.865	0.400 / 40.583	89.425 / 31.772
1.400 GHz	0.601	6.846	0.398 / 41.215	88.653 / 31.972
1.420 GHz	0.604	6.826	0.397 / 41.849	87.887 / 32.166
1.440 GHz	0.607	6.807	0.396 / 42.485	87.126 / 32.354
1.460 GHz	0.610	6.787	0.394 / 43.122	86.371 / 32.534
1.480 GHz	0.612	6.767	0.393 / 43.763	85.621 / 32.709
1.500 GHz	0.615	6.747	0.391 / 44.405	84.878 / 32.877
1.520 GHz	0.618	6.727	0.390 / 45.049	84.140 / 33.039
1.540 GHz	0.621	6.706	0.388 / 45.696	83.408 / 33.195
1.560 GHz	0.624	6.685	0.387 / 46.345	82.682 / 33.345
1.580 GHz	0.627	6.664	0.385 / 46.997	81.961 / 33.488
1.600 GHz	0.630	6.643	0.384 / 47.650	81.247 / 33.626
1.620 GHz	0.633	6.622	0.382 / 48.307	80.539 / 33.758
1.640 GHz	0.636	6.600	0.381 / 48.965	79.837 / 33.884
1.660 GHz	0.639	6.579	0.379 / 49.626	79.141 / 34.004
1.680 GHz	0.642	6.557	0.378 / 50.290	78.451 / 34.118
1.700 GHz	0.645	6.535	0.376 / 50.957	77.766 / 34.227
1.720 GHz	0.648	6.513	0.374 / 51.626	77.089 / 34.331
1.740 GHz	0.651	6.490	0.373 / 52.297	76.417 / 34.428
1.760 GHz	0.654	6.467	0.371 / 52.972	75.751 / 34.521
1.780 GHz	0.657	6.445	0.370 / 53.649	75.091 / 34.608
1.800 GHz	0.661	6.422	0.368 / 54.329	74.437 / 34.690

Una vez obtenidos los parámetros podemos comenzar podemos extraer los coeficientes que deben mostrar nuestras redes adaptadoras al transistor. Para la entrada el coeficiente de reflexión de fuente para mínima figura de ruido debe ser:

$$\Gamma_S = S_{opt} = 0.397 \angle 41.840^\circ$$

El coeficiente de reflexión de carga para máxima ganancia debe ser el conjugado del coeficiente de reflexión de salida (adaptación conjugada).

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

Para determinar este valor se utilizará el software con su herramienta Zin (determina la impedancia de entrada a un puerto). Primero se modificara la impedancia del terminal N°1 por la de mínima figura de ruido. Esta impedancia óptima se extrae de la tabla N°3.10.

$$Z_S = Z_{opt} = Z_0 * \left(\frac{1 + S_{opt}}{1 - S_{opt}} \right) = (87.87 \angle 32.166^\circ) \Omega$$

$$Z_{opt} = (74.4 + j * 46.8) \Omega$$

El esquemático de la figura N°3.29 muestra el esquemático utilizado para la determinación de Γ_{out} , mientras que la tabla N°3.11 los resultados.

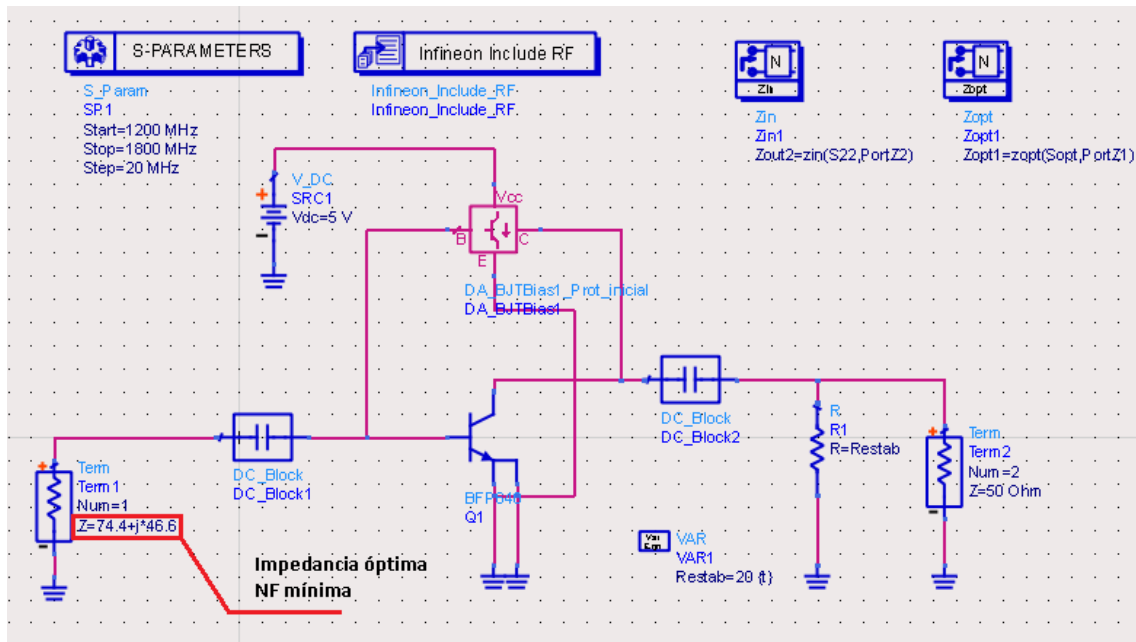


Figura N°3.29: Esquemático para determinación de Γ_{out}

Tabla N°3.11: Determinación de Γ_{out}

freq	S(2,2)	Zout2
1.200 GHz	0.497 / -169.734	17.382 / -13.240
1.220 GHz	0.499 / -169.780	17.307 / -13.252
1.240 GHz	0.500 / -169.829	17.234 / -13.257
1.260 GHz	0.502 / -169.882	17.162 / -13.257
1.280 GHz	0.503 / -169.938	17.092 / -13.251
1.300 GHz	0.505 / -169.996	17.023 / -13.240
1.320 GHz	0.506 / -170.056	16.956 / -13.224
1.340 GHz	0.508 / -170.119	16.890 / -13.203
1.360 GHz	0.509 / -170.184	16.826 / -13.177
1.380 GHz	0.510 / -170.250	16.763 / -13.148
1.400 GHz	0.511 / -170.318	16.701 / -13.114
1.420 GHz	0.513 / -170.387	16.641 / -13.077
1.440 GHz	0.514 / -170.458	16.582 / -13.036
1.460 GHz	0.515 / -170.529	16.525 / -12.991
1.480 GHz	0.516 / -170.602	16.469 / -12.944
1.500 GHz	0.517 / -170.675	16.414 / -12.894
1.520 GHz	0.518 / -170.749	16.361 / -12.841
1.540 GHz	0.519 / -170.823	16.309 / -12.786
1.560 GHz	0.520 / -170.898	16.258 / -12.728
1.580 GHz	0.521 / -170.973	16.208 / -12.668
1.600 GHz	0.522 / -171.048	16.160 / -12.606
1.620 GHz	0.523 / -171.123	16.113 / -12.542
1.640 GHz	0.524 / -171.198	16.067 / -12.477
1.660 GHz	0.525 / -171.274	16.023 / -12.410
1.680 GHz	0.526 / -171.349	15.979 / -12.341
1.700 GHz	0.527 / -171.424	15.937 / -12.271
1.720 GHz	0.528 / -171.499	15.895 / -12.201
1.740 GHz	0.528 / -171.573	15.855 / -12.129
1.760 GHz	0.529 / -171.647	15.816 / -12.056
1.780 GHz	0.530 / -171.721	15.778 / -11.982
1.800 GHz	0.531 / -171.794	15.740 / -11.908

En esta tabla $S_{22} = \Gamma_{out}$, así se obtiene:

$$\Gamma_L = (\Gamma_{out})^* = (0.513 \angle -170.387^\circ)^* = 0.513 \angle 170.387^\circ$$

En forma de impedancia equivalente:

$$Z_L = (Z_{out})^* = (16.641 \angle -13.077^\circ)^* = 16.641 \angle 13.077^\circ \Omega$$

$$Z_L = (16.2 + j * 3.75) \Omega$$

De la misma forma que se determinó el coeficiente de reflexión a la salida, podemos determinar el de entrada, colocando como impedancia de carga el valor de Γ_L . La figura N°3.30 muestra el esquema utilizado para determinar Γ_{in} .

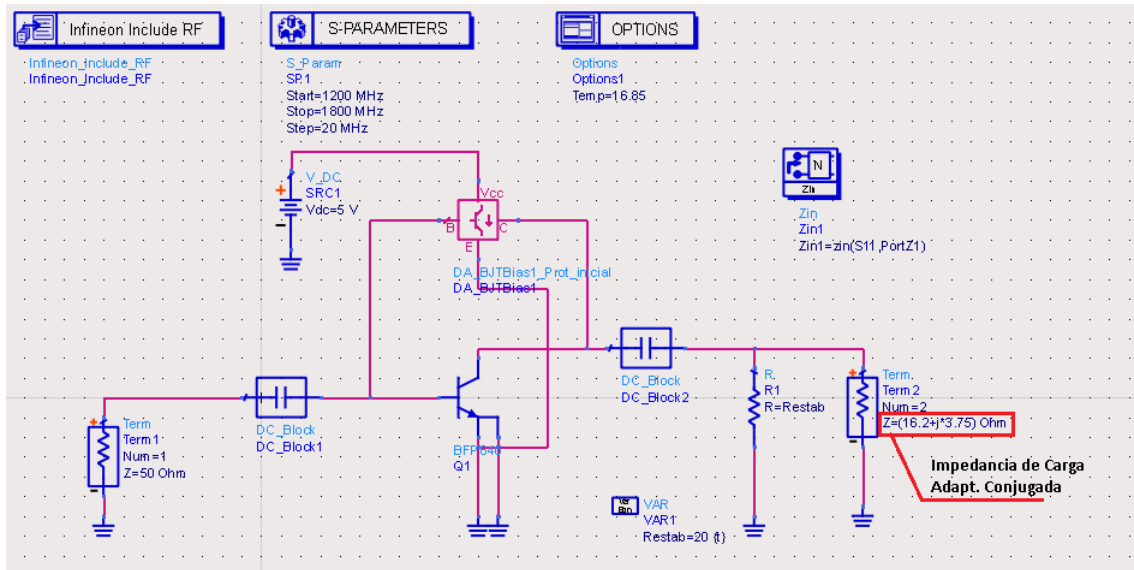


Figura N°3.30: Esquemático para determinación de Γ_{in}

Los resultados arrojados por la simulación se muestran en la tabla N°3.12:

Tabla N°3.12: Determinación de Γ_{in}

freq	S(1,1)	Zin1
1.200 GHz	0.778 / -52.110	99.272 / -72.183
1.220 GHz	0.774 / -52.895	97.568 / -72.009
1.240 GHz	0.770 / -53.677	95.917 / -71.831
1.260 GHz	0.766 / -54.457	94.317 / -71.651
1.280 GHz	0.762 / -55.233	92.765 / -71.468
1.300 GHz	0.758 / -56.007	91.260 / -71.282
1.320 GHz	0.754 / -56.778	89.799 / -71.094
1.340 GHz	0.750 / -57.546	88.380 / -70.903
1.360 GHz	0.746 / -58.312	87.002 / -70.710
1.380 GHz	0.742 / -59.074	85.662 / -70.514
1.400 GHz	0.737 / -59.834	84.359 / -70.315
1.420 GHz	0.733 / -60.592	83.092 / -70.115
1.440 GHz	0.729 / -61.347	81.859 / -69.912
1.460 GHz	0.725 / -62.099	80.658 / -69.706
1.480 GHz	0.721 / -62.849	79.489 / -69.499
1.500 GHz	0.717 / -63.596	78.349 / -69.290
1.520 GHz	0.713 / -64.341	77.239 / -69.078
1.540 GHz	0.709 / -65.083	76.156 / -68.864
1.560 GHz	0.705 / -65.823	75.100 / -68.649
1.580 GHz	0.701 / -66.561	74.070 / -68.431
1.600 GHz	0.697 / -67.297	73.065 / -68.211
1.620 GHz	0.693 / -68.030	72.083 / -67.990
1.640 GHz	0.689 / -68.761	71.125 / -67.766
1.660 GHz	0.685 / -69.490	70.189 / -67.541
1.680 GHz	0.681 / -70.218	69.274 / -67.313
1.700 GHz	0.677 / -70.943	68.379 / -67.084
1.720 GHz	0.673 / -71.666	67.505 / -66.853
1.740 GHz	0.670 / -72.387	66.650 / -66.620
1.760 GHz	0.666 / -73.106	65.813 / -66.385
1.780 GHz	0.662 / -73.824	64.995 / -66.149
1.800 GHz	0.658 / -74.539	64.194 / -65.911

Ya determinados los coeficientes de reflexión, es posible verificar analíticamente los resultados. Las expresiones que permiten calcular los coeficientes son:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

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

Remplazado en cada una con los valores de las tablas N°3.9, N°3.10:

$$\Gamma_{in} = 0.702\angle -64.588^\circ + \frac{(0.021\angle 59.910^\circ)(4.119\angle 126.162^\circ)(0.513\angle 170.387^\circ)}{1 - (0.474\angle -173.166^\circ) * (0.513\angle 170.387^\circ)}$$

$$\Gamma_{in} = 0.732\angle -60.611^\circ$$

$$Z_{in} = Z_0 * \left(\frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \right) = (83.034\angle -70.004^\circ)\Omega$$

$$\Gamma_L = \left(0.474\angle -173.166^\circ + \frac{(0.021\angle 59.910^\circ)(4.119\angle 126.162^\circ)(0.397\angle 41.840^\circ)}{1 - (0.702\angle -64.558^\circ) * (0.397\angle 41.840^\circ)} \right)^*$$

$$\Gamma_L = 0.513\angle 170.394^\circ$$

$$Z_L = Z_0 * \left(\frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right) = (16.627\angle 13.081^\circ)\Omega$$

Comparando los valores calculados con los obtenidos por simulación no se observan diferencias. Comprobando la veracidad de las simulaciones. Una vez determinadas las impedancias que se deben presentar a la entrada y salida del transistor respectivamente, se procederá a comprobar la valides de estas. Para ello como se hizo con anterioridad, se asignaran las impedancias calculadas a los terminales de entrada y al de salida. Luego de ejecutar la simulación se obtienen los siguientes resultados de figura de ruido y de adaptación mostrados en la tabla N°3.13.

Tabla N°3.13: Parámetros S y figura de ruido* del amplificador cargado con $Z_S = Z_{opt}$ y $Z_L = (Z_{out})^*$.

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	nf(2)
1.200 GHz	0.565 / -108.007	0.028 / 34.156	6.456 / 103.898	0.023 / -17.394	0.580
1.220 GHz	0.560 / -109.934	0.028 / 33.532	6.403 / 102.953	0.021 / -18.207	0.582
1.240 GHz	0.555 / -111.852	0.028 / 32.919	6.349 / 102.020	0.018 / -19.026	0.584
1.260 GHz	0.550 / -113.760	0.028 / 32.318	6.295 / 101.099	0.016 / -19.856	0.585
1.280 GHz	0.546 / -115.656	0.029 / 31.729	6.241 / 100.190	0.014 / -20.709	0.588
1.300 GHz	0.542 / -117.541	0.029 / 31.151	6.187 / 99.294	0.012 / -21.600	0.590
1.320 GHz	0.538 / -119.414	0.029 / 30.584	6.132 / 98.410	0.010 / -22.559	0.592
1.340 GHz	0.534 / -121.274	0.029 / 30.028	6.078 / 97.537	0.008 / -23.642	0.594
1.360 GHz	0.530 / -123.119	0.029 / 29.483	6.024 / 96.677	0.006 / -24.975	0.596
1.380 GHz	0.527 / -124.951	0.030 / 28.949	5.970 / 95.828	0.004 / -26.905	0.599
1.400 GHz	0.523 / -126.767	0.030 / 28.426	5.917 / 94.990	0.002 / -30.887	0.601
1.420 GHz	0.520 / -128.568	0.030 / 27.913	5.863 / 94.164	5.471E-4 / -58.132	0.604
1.440 GHz	0.517 / -130.352	0.030 / 27.411	5.810 / 93.350	0.001 / 167.785	0.607
1.460 GHz	0.515 / -132.120	0.030 / 26.919	5.757 / 92.546	0.003 / 160.255	0.610
1.480 GHz	0.512 / -133.871	0.031 / 26.437	5.704 / 91.754	0.005 / 157.735	0.613
1.500 GHz	0.510 / -135.603	0.031 / 25.965	5.652 / 90.972	0.007 / 156.256	0.616
1.520 GHz	0.507 / -137.318	0.031 / 25.503	5.600 / 90.201	0.009 / 155.170	0.619
1.540 GHz	0.505 / -139.013	0.031 / 25.051	5.548 / 89.441	0.010 / 154.279	0.622
1.560 GHz	0.503 / -140.690	0.031 / 24.608	5.497 / 88.690	0.012 / 153.500	0.625
1.580 GHz	0.501 / -142.346	0.031 / 24.175	5.446 / 87.950	0.014 / 152.793	0.629
1.600 GHz	0.500 / -143.984	0.032 / 23.750	5.395 / 87.220	0.015 / 152.138	0.632
1.620 GHz	0.498 / -145.600	0.032 / 23.335	5.345 / 86.500	0.017 / 151.522	0.636
1.640 GHz	0.497 / -147.197	0.032 / 22.928	5.296 / 85.789	0.018 / 150.935	0.639
1.660 GHz	0.496 / -148.773	0.032 / 22.530	5.247 / 85.088	0.020 / 150.373	0.643
1.680 GHz	0.494 / -150.327	0.032 / 22.140	5.198 / 84.396	0.021 / 149.832	0.647
1.700 GHz	0.493 / -151.861	0.032 / 21.758	5.150 / 83.714	0.023 / 149.310	0.651
1.720 GHz	0.493 / -153.374	0.032 / 21.385	5.102 / 83.040	0.024 / 148.804	0.655
1.740 GHz	0.492 / -154.865	0.033 / 21.019	5.055 / 82.375	0.026 / 148.312	0.659
1.760 GHz	0.491 / -156.335	0.033 / 20.661	5.009 / 81.718	0.027 / 147.834	0.663
1.780 GHz	0.491 / -157.784	0.033 / 20.310	4.963 / 81.070	0.028 / 147.368	0.667
1.800 GHz	0.490 / -159.211	0.033 / 19.967	4.917 / 80.431	0.030 / 146.914	0.672

*En la tabla la columna titulada nf(2) representa la figura de ruido calculada por el simulador.

Como se observa, la figura de ruido del amplificador coincide con la mínima, demostrando la perfecta adaptación para mínimo ruido. Mientras que el parámetro S_{22} posee un valor cercano a cero muestra de la correcta adaptación para máxima ganancia de potencia. A medida que la frecuencia se aleja de 1420 MHz el coeficiente de reflexión a la salida comienza a crecer indicando que la adaptación solo ocurre en cercanías de la frecuencia central. La figura N°3.31 muestra el módulo al cuadrado de parámetros S en db, otra forma comúnmente utilizada para representarlos (perdidas de retorno, ganancia y aislación). Otro Parámetro importante a observar es coeficiente de reflexión de entrada, el cual es alto, esto es una desventaja en los amplificadores de bajo ruido. Reducir la figura de ruido actúa en desmedro de la ganancia y adaptación, mientras que la adaptación conjugada degrada la figura de ruido. En el caso de requerir mejores adaptaciones se debe aumentar la figura de ruido, o utilizar otros métodos que mencionaremos adelante en los trabajos futuros.

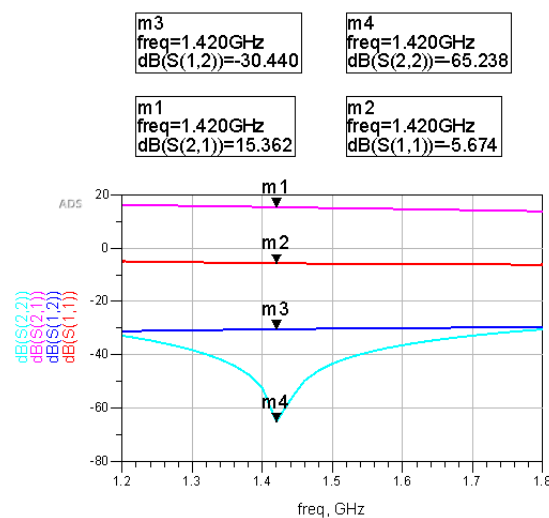


Figura N°3.31: Pérdida de Retorno entrada y salida, Ganancia Y Aislación

En muchos casos no se dispone de software que facilite el diseño y la realización de cálculos complejos no permite realizar diseños preliminares. En estas condiciones es posible utilizar una aproximación al comportamiento del amplificador que facilite el diseño. Como vemos en la figura N°3.31, el parámetro de aislación es muy grande, indicando que el parámetro S_{12} es pequeño. Recordando las expresiones de los coeficientes de reflexión:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S}$$

Asegurando que $S_{12} \cong 0$ se tiene:

$$\Gamma_{in} \approx S_{11}$$

$$\Gamma_{out} \approx S_{22}$$

De esta forma se podría calcular el coeficiente de reflexión de salida o entrada sin importar la impedancia de fuente o de carga, solo se tendrían que conocer S_{11} . y S_{22} . Extrayendo de la tabla N°sparam se obtienen.

$$\Gamma_{in} \approx 0.702\angle - 64.558^\circ$$

$$\Gamma_{out} \approx 0.474\angle - 173.160^\circ$$

Si se lo compara con los calculados anteriormente:

$$\Gamma_{in-real} = 0.732\angle - 60.611$$

$$\Gamma_{out-real} = 0.513\angle - 170.387$$

Los cuales se aproximan bastante. Pero para analizar cuanto afecta esta diferencia en se calcula el factor de mérito unilateral visto en la sección 2.4.3. La expresión del mismo es la siguiente:

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

Remplazamos con los valores de la tabla N°3.9 a la frecuencia de 1420MHz.

$$U = \frac{|0.702||0.021||4.119||0.474|}{(1 - |0.702|^2)(1 - |0.474|^2)} = 0.073$$

Para evaluar la relación entre la ganancia de transducción real y la obtenida por la aproximación unilateral se utiliza la siguiente expresión:

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

Reemplazando los valores y expresando en db:

$$\frac{1}{(1 + 0.073)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - 0.073)^2}$$

$$0.868 < \frac{G_T}{G_{TU}} < 1.163$$

$$-0.614db < G_T - G_{TU} < 0.658db$$

Esto demuestra que la diferencia entre la ganancia obtenida mediante la aproximación unilateral puede diferir en $\pm 0.65db$ de la obtenida sin la aproximación, esta aproximación es muy útil en la mayoría de los diseños preliminares. En este caso gracias al software de simulación no se utilizara esta aproximación, pero es una buena opción a tener en cuenta a la hora de realizar un diseño de prototipos. Además como se ve en la figura N°3.31 la ganancia de potencia es $G = 15.4db$, impidiendo utilizar un modelo unilateral debido a que se desean ganancias cercanas a $15db$ y todavía no se tuvieron en cuenta las perdidas introducidas por los componentes de las redes de adaptación.

3.5.2. Calculo analítico de Ganancia:

En el inciso anterior se calculó la ganancia mediante software, esto permite realizar un diseño rápidamente. Para comprobar la veracidad de los resultados se realizara el cálculo de la ganancia de transducción tratada en la sección N°2.4.2. La ganancia depende de los coeficientes de reflexion de entrada y de carga como también de los parámetros S de la red (transistor más red de estabilización). La expresión para ganancia de transducción es:

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

El caso del diseño de amplificador de bajo ruido se quiere adaptar a la entrada para mínima figura de ruido y a adaptación conjugada a la salida para máxima ganancia de potencia. Por lo tanto:

$$\Gamma_s = \Gamma_{opt} ; \Gamma_L = (\Gamma_{out})^*$$

Reemplazando en la expresión de la ganancia se obtiene:

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{|1 - \Gamma_{opt} \Gamma_{in}|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

$$G_T = G_s * G_0 * G_L$$

Introduciendo los valores de las tablas N°3.9, N°3.10 y N°3.11 se obtiene:

$$G_s = \frac{(1 - |0.397 \angle 41.84^\circ|^2)}{|1 - (0.397 \angle 41.84^\circ) * (0.733 \angle -60.592^\circ)|^2} = 1.578 \equiv 1.98db$$

$$G_0 = |4.119 \angle 126.162^\circ|^2 = 16.966 \equiv 12.29db$$

$$G_L = \frac{(1 - |0.513 \angle -170.387^\circ|^2)}{|1 - (0.474 \angle -173.166^\circ) * (0.513 \angle -170.387^\circ)|^2} = 1.263 \equiv 1.01db$$

$$G_T = 1.578 * 16.996 * 1.263 = 33.873 \equiv 15.29db$$

$$G_{T-simulado} = 15.36db$$

El resultado obtenido es similar al simulado como se esperaba. Las pequeñas variaciones se deben los decimales utilizados para realiza los cálculos.

Ya se está en condiciones de proceder a realizar el diseño de las redes encargadas de convertir las impedancias de referencias de 50ohms en Z_{opt} a la entrada y Z_L a la salida.

3.5.3. Calculo de redes adaptadoras:

Una vez determinados los valores para los cuales se debe realizar la adaptación se está en condiciones de elegir una topología para la adaptación y calcularla. La siguiente figura muestra el esquema del amplificador con las redes adaptadoras adaptado (Figura N°3.32).

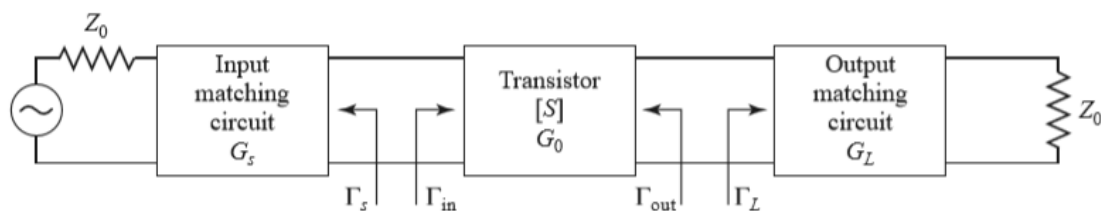


Figura N°3.32: Esquemático de adaptación de amplificador

Este esquema muestra lo mencionado en la sección anterior, donde la red de adaptación de entrada es la encargada de presentar un coeficiente Γ_s en el puerto de entrada, y el circuito de salida muestra Γ_L en la salida. LA tabla a continuación muestra un resumen de los valores que se desean obtener en las redes adaptadoras.

Tabla N°3.14: Impedancias de redes adaptadoras		
Red de Adaptación De entrada		
Frecuencia	Impedancia de entrada	Impedancia de salida
1420 MHz	$Z_{in}=50\Omega$	$Z_{sal}=(74.39+j*46.78)\Omega$
Red de Adaptación De salida		
Frecuencia	Impedancia de entrada	Impedancia de salida
1420 MHz	$Z_{in}=50\Omega$	$Z_{sal}=(16.2+j*3.75)\Omega$

El diseño de las redes adaptadoras se realiza a la frecuencia central, es por ello que se debe tener en cuenta a la hora del diseño el ancho de banda de las redes. Debido a que a altas frecuencias las pistas de cobre de un circuito se comportan como líneas de transmisión, haremos uso de estas para la adaptación. El uso de líneas de transmisión permite reducir la utilización de elementos discretos, los cuales muchas veces son caros, o no es posible encontrarlos en valores adecuados. En este informe se diseñaran 2 prototipos, uno de ellos se diseñaron las redes adaptadoras en base a líneas de transmisión y algunos capacitores chips disponibles en el laboratorio. En el segundo, se utilizó líneas de transmisión únicamente. A continuación se realizara el diseño de las redes adaptadoras de los dos prototipos mediante los cálculos analíticos y luego utilizando las herramientas de software se realizara la corroboración de los cálculos.

3.5.4. Red de entrada prototipo N°1

La red de entrada es la encargada de convertir la impedancia de fuente a la impedancia necesaria para mínima figura de ruido Z_{opt} . Para diseñar la red se hace uso de la carta de Smith. El software ADS posee una herramienta llamada Smithchart la cual simula su utilización. Para poder utilizar la carta de Smith primero debemos normalizar las impedancias de la red de adaptación con respecto a $Z_0 = 50\Omega$ que es la impedancia de referencia. Equivalentemente se pueden utilizar los coeficientes de reflexión correspondientes a cada impedancia. Las impedancias en la red de entrada son:

$$Z_{ent} = 50\Omega$$

$$Z_S = Z_{opt} = Z_{sal} = (74.39 + j * 46.78)\Omega$$

Antes de comenzar se abre la herramienta y se configura la frecuencia y la impedancia de referencia. La figura N°3.33 lo muestra.

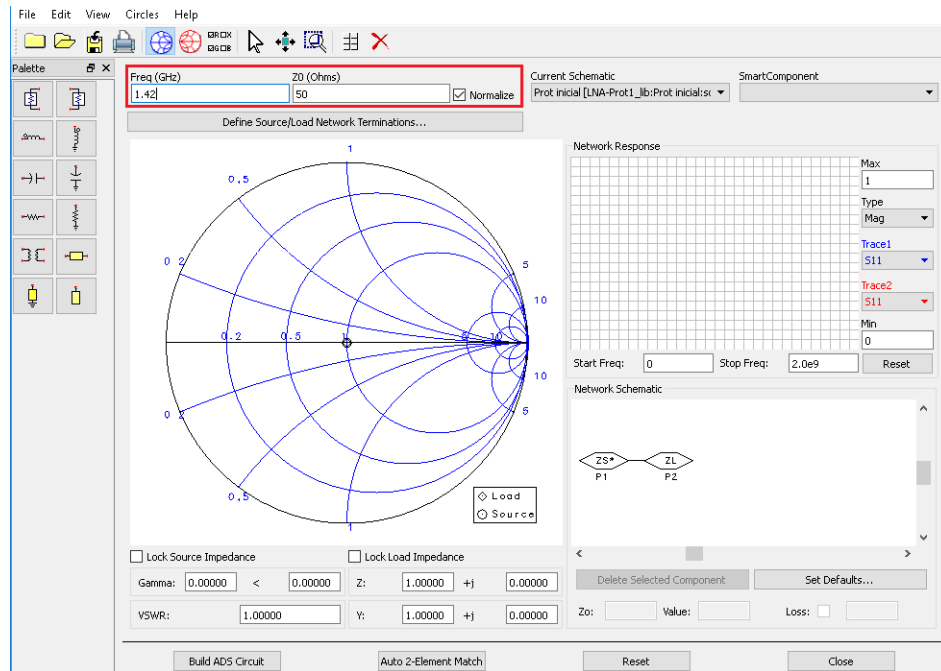


Figura N°3.33: Configuración de herramienta Smith chart.

Luego se fijan los puntos los cuales se debe adaptar. Se deben colocar la impedancia del generador y la impedancia de salida de la red. La figura N°3.34 muestra cómo se introducen los valores.

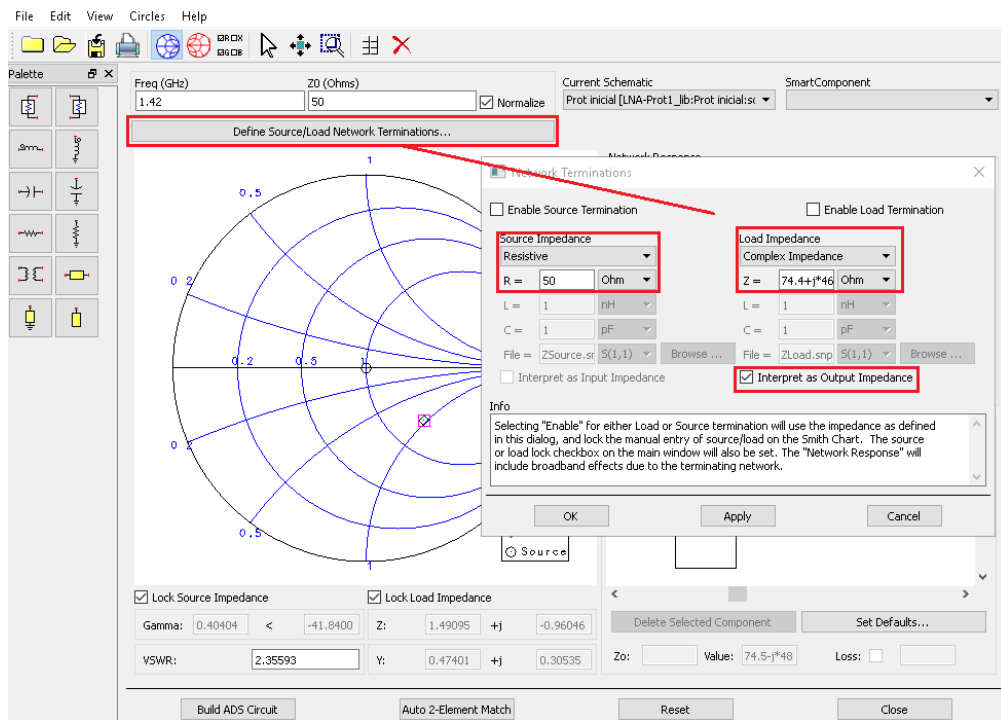


Figura N°3.34: Introducción de valores de impedancias

Una vez que fijamos los valores, se puede realizar la adaptación, pero primero se realizara una comprobación del mínimo factor de calidad que es posible lograr. Para ello se utilizan las curvas de Q constante que permite generar el programa y se hace que estas intersecten el

punto a adaptar. La figura N°3.35 muestra este resultado. Como se ve, que es posibles lograr un factor de calidad mínimo de:

$$Q_{\min} = \frac{f_c}{BW_{\max}} = 0.65$$

Conociendo la frecuencia central y despejando el ancho de banda:

$$BW_{\max} = \frac{f_c}{Q_{\min}} = \frac{1420\text{MHz}}{0.65} = 2585\text{MHz}$$

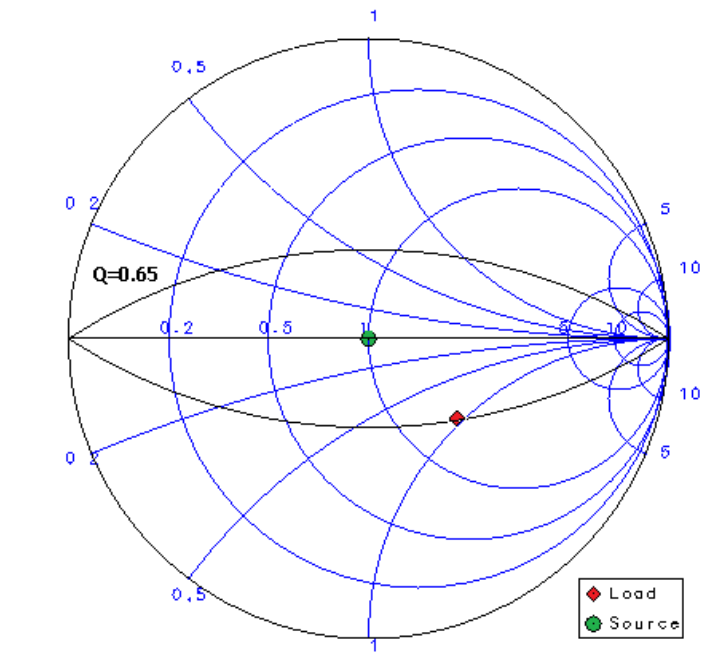


Figura N°3.35: Factor de calidad de entrada del transistor

Este ancho de banda está centrado en la frecuencia central. Como se ve, este ancho de banda cumple con los requerimientos. No es posible lograr anchos de banda tan grandes debido a que es a una frecuencia y además no se tuvieron en cuenta los efectos de los componentes reales pero confirma poder realizar la adaptación debido al margen que se tiene.

La adaptación consiste en unir los dos puntos mediante elementos que lo permitan, en el prototipo N°1 se eligió utilizar un una línea de transmisión en serie con un capacitor. El objetivo de esto es movernos por una circulo de coeficiente de reflexión constante hasta alcanzar el circulo de resistencia igual a $Z_0 = 50\Omega$. La figura N°3.36 muestra el proceso de adaptación en la carta de Smith. La elección de esta red se debe a que cumple los requerimientos necesarios para aislar la red de polarización de la red de adaptación. Para ello es necesario que no exista conexión entre la polarización y tierra, evitando cortocircuitarla (evitar conexión de inductores a tierra, bajas impedancias en DC) y a su vez aislar el generador de las tensiones continuas de polarización (procurar la existencia de un capacitor serie en el camino entre la polarización y el generador, alta impedancia en DC).

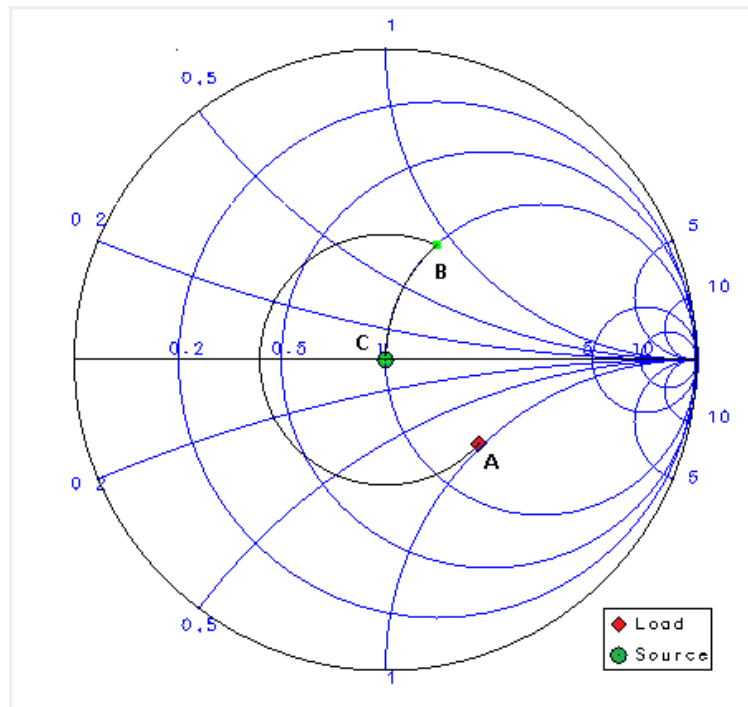


Figura N°3.36: Carta de Smith y Adaptación de entrada Prot N°1

El software es capaz de calcular los valores de los elementos de la red. En este caso se obtuvieron:

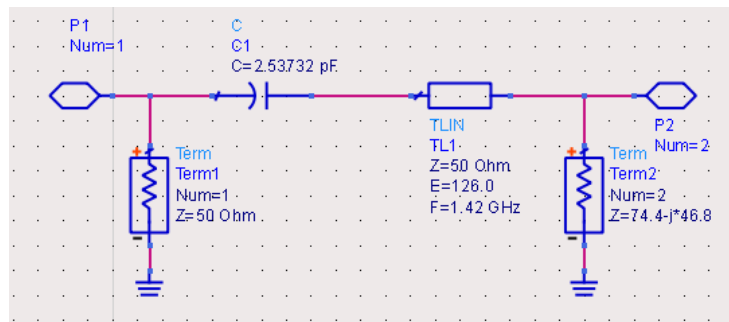


Figura N°3.37: Esquemático ideal de red adaptadora de entrada Prot. N°1

En este esquemático, todos los componentes son ideales. No poseen pérdidas ni elementos parásitos como tampoco valores comerciales. En secciones posteriores remplazaremos la red por elementos reales y analizaremos como afectan el desempeño.

Luego de realizado el diseño se carga a la red con la impedancia de fuente y carga respectivamente y se ejecuta la simulación de parámetros S. La figura N°3.38 muestra los resultados. Se puede ver que las pérdidas de retorno de entrada son altas a la frecuencia central, indicando la excelente adaptación. Con respecto a las pérdidas de inserción se ven que son nulas, demostrando que los componentes utilizados no tienen pérdidas.

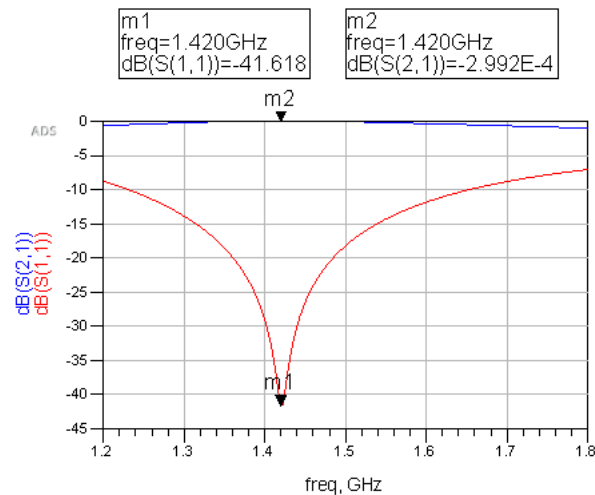


Figura N°3.38: Pérdidas de retorno e inserción de la red de entrada Prot. N°1.

Calculo analítico de la red de adaptación de entrada Prot. N°1

El cálculo de la red de adaptación comienza por plantear la impedancia de entrada de una línea de transmisión sin pérdidas cargada con una impedancia Z_L e impedancia característica Z_0 . La expresión para la impedancia de entrada al igual que se vio en la sección N°AA22 es:

$$Z_{in} = Z_0 * \frac{Z_L + j * Z_0 * \tan(\beta l)}{Z_0 + j * Z_L * \tan(\beta l)} = R_{in} + j * X_{in}$$

β : Constante de fase en grados por metro

l : Largo de línea en metros

$\beta l = \theta$: largo electrico en grados

Separando la impedancia de entrada en parte real e imaginaria obtenemos:

$$R_{in} = Z_0 * \frac{Z_0 R_L * [1 + \tan(\beta l)^2]}{[Z_0 - X_L * \tan(\beta l)]^2 + [R_L * \tan(\beta l)]^2}$$

$$X_{in} = Z_0 * \frac{Z_0 X_L [1 - \tan(\beta l)^2] - [R_L^2 + X_L^2 - Z_0^2] * \tan(\beta l)}{[Z_0 - X_L * \tan(\beta l)]^2 + [R_L * \tan(\beta l)]^2}$$

Exigiendo que la parte real de Z_{in} sea igual a la resistencia de fuente y despejando para $\tan(\beta l) = t$:

$$R_{in} = Z_0 * \frac{Z_0 R_L * [1 + \tan(\beta l)^2]}{[Z_0 - X_L * \tan(\beta l)]^2 + [R_L * \tan(\beta l)]^2} = Z_0$$

$$-(X_L^2 + R_L^2 - R_L Z_0)t^2 + 2X_L Z_0 t + R_L Z_0 - Z_0^2 = 0$$

Reemplazando con los valores de X_L y R_L :

$$-4005.6t^2 - 4680t + 1220 = 0$$

Resolviendo la ecuación cuadrática:

$$\tan(\beta l) = t = 0.219 \rightarrow \beta l = n * 180^\circ + 12.35^\circ$$

$$\tan(\beta l) = t = -1.387 \rightarrow \beta l = n * 180^\circ - 54.02^\circ$$

Evitando girar solo una vez y aceptando solo largos eléctricos positivos (movimiento hacia el generador) se obtienen dos valores.

$$\beta l_1 = 12.35^\circ$$

$$\beta l_2 = 125.98^\circ$$

El segundo valor es el elegido para debido a que es el único que obtiene reactancia positiva y es posible compensarla en serie con un capacitor (reactancia negativa). Para ello se debe determinar el valor de reactancia en punto B mostrado en la figura. Para ello se utiliza el valor de la reactancia de entrada antes mencionada, evaluada en $\beta l_2 = 125.98^\circ$.

$$X_{in} = Z_0 * \frac{Z_0 X_L [1 - \tan(\beta l)^2] - [R_L^2 + X_L^2 - Z_0^2] * \tan(\beta l)}{[Z_0 - X_L * \tan(\beta l)]^2 + [R_L * \tan(\beta l)]^2}$$

Reemplazando con los valores se obtiene:

$$X_{in} = 43.28\Omega$$

Ahora es necesario compensar esta reactancia con otra del mismo valor y negativa. Un capacitor en serie cumple esta tarea. La capacidad necesaria se calcula de la siguiente manera:

$$X_C = -X_{in} = \frac{-1}{2\pi f C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_{in}}$$

Reemplazando con los valores correspondientes:

$$C = \frac{1}{2\pi * 1420\text{MHz} * 43.28\Omega} = 2.58\text{pF}$$

Los resultados analíticos arrojan resultados similares a los calculados mediante el simulador comprobando la eficacia del software. Se utilizaran los resultados del simulador debido a la exactitud de los cálculos. En secciones posteriores se calculara el largo físico de las líneas calculadas anteriormente y se reemplazaran los valores de componentes calculados por sus valores comerciales disponibles. A continuación se realiza el diseño de la red adaptadora del prototipo N°2 utilizando elementos concentrados

3.5.5. Red de entrada prototipo N°2

En este prototipo las redes de adaptación se diseñaran totalmente en base a líneas de transmisión. Para el diseño se utilizara un esquema similar al prototipo N°1 en el que se compensaba la parte resistiva de la impedancia de entrada mediante una línea de transmisión pero la compensación de la reactancia se realizará mediante un tramo de línea en derivación. Como se vio en la sección 2.1, las líneas sin pérdidas en corto o circuito abierto pueden utilizarse para compensar componentes reactivas de la misma manera que un capacitor o un inductor. Al igual que en el prototipo N°1, comenzaremos por movernos por una línea cargada con Z_L pero no hasta alcanzar una componente real de impedancia igual a 50ohms, sino hasta

que la parte real de la admitancia de entrada sea igual a $1/Z_0$ (punto A). Esto se debe a que la adaptación con un taco es realizable agregándolo este en paralelo. Esto se debe a que el agregado de tacos en serie es dificultoso de implementar en microtira. La figura N°3.39 en la carta de Smith el proceso de adaptación.

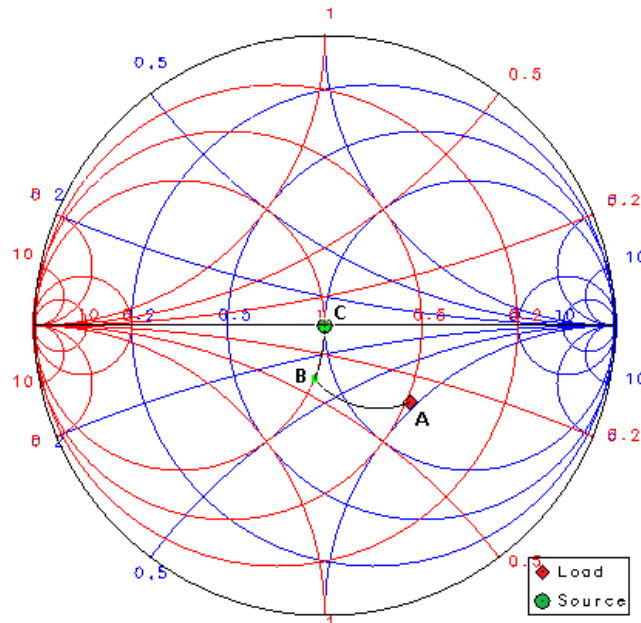


Figura N°3.39: Carta de Smith y Adaptación de entrada Prot N°2

Comenzando en el punto A, mediante una línea de transmisión se rota hacia el generados al punto B donde la conductancia $G_{in} = 1/Z_0$. El punto B posee una admitancia de entrada $Y_{in} = G_{in} + jB_{in}$ donde la susceptancia es capacitiva (las curvas rojas pertenecen a la carta de admitancias). La elección del punto B con susceptancia capacitiva se debe a que se utilizaran en la compensación tacos en cortocircuito ya que los tacos en circuito abierto a altas frecuencias son propensos a irradiar energía y en necesario evitar acoplamiento e interferencias no solo en el propio amplificador sino también en dispositivos cercanos. Una vez situados en el punto B colocando un taco en corto y con susceptancia $B_t = -B_{in}$ en paralelo terminamos la adaptación en el punto C donde la impedancia es igual a Z_0 . AL igual que en el prototipo N°1, mediante software se obtuvieron los valores de los componentes de adaptación. La figura N°3.40 muestra el esquemático de la red diseñada a la frecuencia de operación 1420MHz.

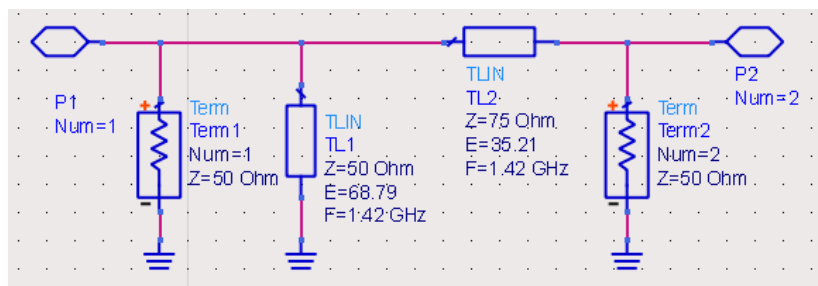


Figura N°3.40: Esquemático ideal de red adaptadora de entrada Prot. N°2

Como se aprecia en la figura las líneas son de 75 y 50 ohms, estos valores permiten obtener un mejor desempeño en ancho de banda y reducir el largo de las líneas de transmisión

y del taco utilizado evitando que las dimensiones del amplificador sean elevadas. La utilización de líneas de 50 o 75ohms parece indistinta, pero como se tratará más adelante, no lo es, depende los anchos de las líneas y estas no solo deben ser realizables en el sustrato utilizado sino también deben ser lo suficientemente grandes para poder soldar los componentes sobre las líneas. En esta etapa no realizaremos la comprobación de que pueden utilizarse estos valores pero en los próximos capítulos se justificara. Por ahora solo se aceptaran como válidos evitando confundir al lector y haciendo tedioso el entendimiento del proceso de diseño de las redes adaptadoras procurando informarle que el diseño eléctrico nunca debe separarse del mecánico circuitos de altas frecuencias. Los gráficos en la figura N°3.41 muestran los parámetros S de la red de adaptación diseñada.

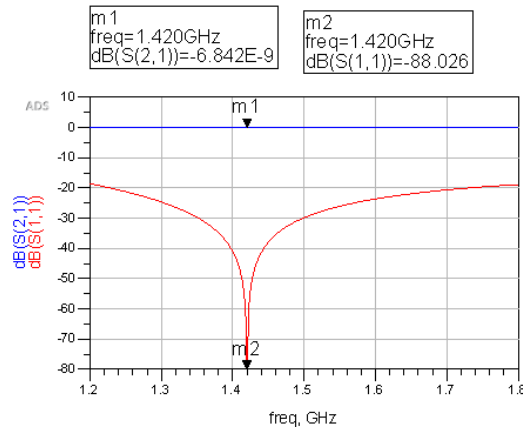


Figura N° 3.41: Pérdidas de retorno e inserción de la red de entrada Prot. N°2.

Se observa que la red de la totalmente conformada por líneas posee menores pérdidas de inserción y mejor adaptación con respecto a la del prototipo N°1. Esto se debe a que la adaptación no es perfecta a causa de que en el proceso de diseño no es posible realizar los cálculos con todos los decimales posibles. Esto en algunas redes muy sensibles a los valores de componente causa los efectos mencionados. En la práctica estas diferencias no son problema ya que una pérdidas de retorno mayor a 30db son difíciles de obtener y las redes previamente diseñadas poseen un margen adecuado para reemplazar los componentes ideales por reales y seguir teniendo muy buena adaptación. Cabe destacar que las pérdidas de inserción son cercanas a cero debido a la utilización de líneas sin perdidas. A continuación procederemos a realizar el cálculo a analítico de la red de adaptación del prototipo N°2.

Calculo analítico de la red de adaptación de entrada de Prot. N°2

De manera análoga que en el prototipo N°1, el cálculo comienza por plantear la admitancia de entrada de una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 cargada con una impedancia Z_L . La expresión para la admitancia es:

$$Y_{in} = Y_0 * \frac{Z_0 + j * Z_L * \tan(\beta l)}{Z_L + j * Z_0 * \tan(\beta l)} = Y_{in} + j * B_{in}$$

β : Constante de fase en grados por metro

l : Largo de linea en metros

$\beta l = \theta$: largo electricinco en grados

Separando la admitancia de entrada en parte real e imaginaria obtenemos:

$$G_{in} = \frac{R_L * [1 + \tan(\beta l)^2]}{[X_L + Z_0 * \tan(\beta l)]^2 + [R_L]^2}$$

$$B_{in} = Y_0 * \frac{X_L Z_0 \tan(\beta l)^2 + (R_L^2 + X_L^2 - Z_0^2) * \tan(\beta l) - Z_0 X_L}{[X_L + Z_0 * \tan(\beta l)]^2 + [R_L]^2}$$

Es hora de hacer una aclaración, la impedancia Z_0 es la de la línea no la impedancia a la que queremos adaptar que en nuestro caso es Z_g utilizada como impedancia de normalización. En el prototipo N°1 todas las impedancias eran iguales, las de las líneas, la del generador y la de referencia. En este caso toman estos valores:

$$Z_R = Z_g = 50\Omega$$

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0} = 75\Omega$$

Ahora exigimos que $G_{in} = 1/Z_R = Y_R$ y resolvemos en función de $\tan(\beta l) = t$:

$$G_{in} = \frac{R_L * [1 + \tan(\beta l)^2]}{[X_L + Z_0 * \tan(\beta l)]^2 + [R_L]^2} = Y_R$$

$$(Z_0^2 Y_R - R_L)t^2 + 2Y_R X_L Z_0 t + R_L^2 Y_R + X_L^2 Y_R - R_L = 0$$

Remplazando con los valores de X_L y R_L :

$$38.1t^2 - 140.4t + 80.11 = 0$$

Resolviendo la ecuación cuadrática:

$$\tan(\beta l) = t = 0.705 \rightarrow \beta l = n * 180^\circ + 35.18^\circ$$

$$\tan(\beta l) = t = 2.979 \rightarrow \beta l = n * 180^\circ + 71.39^\circ$$

Evitando girar solo una vez y aceptando solo largos eléctricos positivos (movimiento hacia el generador) se obtienen dos valores.

$$\beta l_1 = 35.18^\circ$$

$$\beta l_2 = 71.44^\circ$$

En este caso elegimos el largo βl_1 que es el que permite situarnos en el punto B de a la figura N°3.39 que permite mediante un taco en corto terminar el en punto A. La tarea del taco es neutralizar la susceptancia presente en el punto B sin agregar resistencia. Los tacos en corto o circuito abierto permiten hacerlo. La Admitancia de un taco en corto Y_T es totalmente imaginaria como lo demuestra la siguiente ecuación:

$$Y_T = Y_0 * \frac{1}{j * \tan(\beta l_T)} = -j * Y_0 \cot(\beta l_T) = j * B_T$$

La susceptancia presente en el punto B es:

$$B_{in} = Y_0 * \frac{X_L Z_0 \tan(\beta l_1)^2 + (R_L^2 + X_L^2 - Z_0^2) * \tan(\beta l_1) - Z_0 X_L}{[X_L + Z_0 * \tan(\beta l_1)]^2 + [R_L]^2}$$

Reemplazando con los valores anteriormente calculados se obtiene:

$$B_{in} = 7.769mS$$

Donde el valor de susceptancia que debe tener el taco es:

$$B_T = -B_{in} = -7.769mS$$

Igualando a la susceptancia del taco y despejando para l_T :

$$Y_0 * \frac{-j}{\tan(\beta l_T)} = j * B_T$$

$$\beta l_T = \tan^{-1}\left(-\frac{Y_0}{B_T}\right)$$

Reemplazando con los valores se obtiene:

$$\beta l_T = 68.67^\circ$$

Este es el largo eléctrico del taco en corto a utilizar, en otras secciones determinaremos el largo físico. Como se aprecia, los resultados concuerdan con los obtenidos por simulador dando por concluido el diseño. Ahora se procederá a realizar del mismo modo el diseño de las redes adaptadoras de salida.

3.5.6. Red de Salida prototipo N°1:

Al igual que en la red de entrada del prototipo N° se utilizara un red L. primero se determinara la impedancia a la que debe adaptar. En la salida el amplificador muestra Z_{out} el cual debe ser adaptado a la impedancia de carga Z_L . En la sección 3.3, se vio que la impedancia de salida tomaba el valor:

$$Z_{sal} = (16.2 - j * 3.75)\Omega$$

$$Z_L = 50\Omega$$

Comenzaremos por verificar el factor de calidad mínimo que podemos obtener y ver si es posible adaptar la salida del transistor en el ancho de banda requerido. Para ello se la impedancia Z_{sal} en la carta de Smith y se mide el Q. La figura N°3.42 muestra la impedancia de salida y el las curva de Q constante.

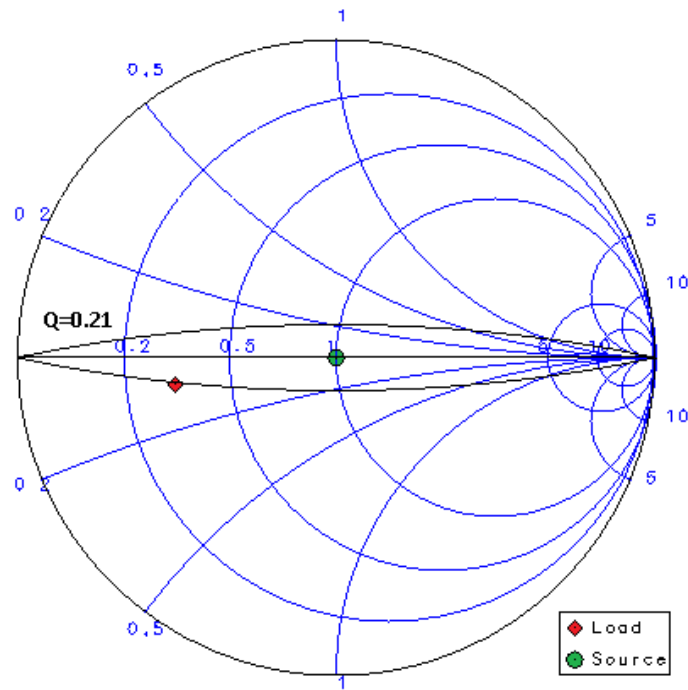


Figura N°3.42: Factor de calidad de salida del transistor

El mínimo Q a obtener es:

$$Q_{\min} = \frac{f_c}{BW_{\max}} = 0.21$$

Conociendo la frecuencia central y despejando el ancho de banda:

$$BW_{\max} = \frac{f_c}{Q_{\min}} = \frac{1420\text{MHz}}{0.21} = 6761\text{MHz}$$

Comprobando que es posible lograr la adaptación en el ancho de banda requerido debido al margen disponible. En secciones posteriores se analizará el Q obtenido por las redes que se diseñarán comprobando que siguen cumpliendo el requerimiento de ancho de banda, ahora se procederá a describir el proceso de diseño de las redes adaptadoras de salida.

Se definió como entrada a la red la impedancia de carga, y de salida la del transistor. El esquemático real de la red se encuentra invertido. Invertir sirve para diseñarla de la misma forma que la red de entrada. La Figura N°3.43 muestra el camino de adaptación donde el punto A es la impedancia de salida de la red y el punto C la impedancia de carga. Al igual que en las redes de entrada partiendo el punto A nos movemos al punto B mediante una línea de transmisión, luego compensamos la reactancia con un capacitor serie. La red adaptadora diseñada por el software se ve en la figura N°3.44.

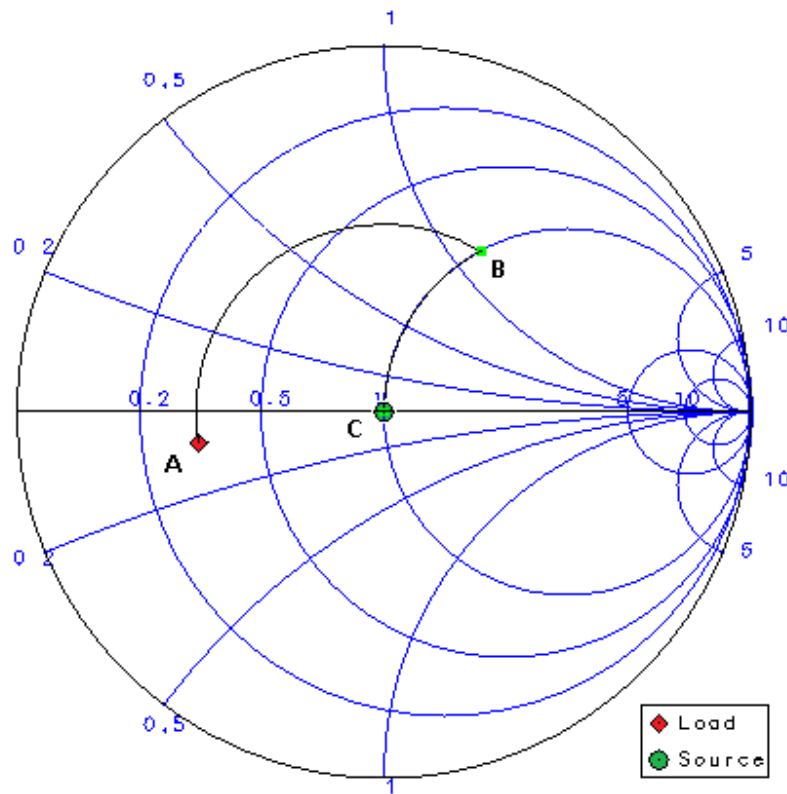


Figura N°3.43: Carta de Smith y Adaptación de Salida Prot N°1.

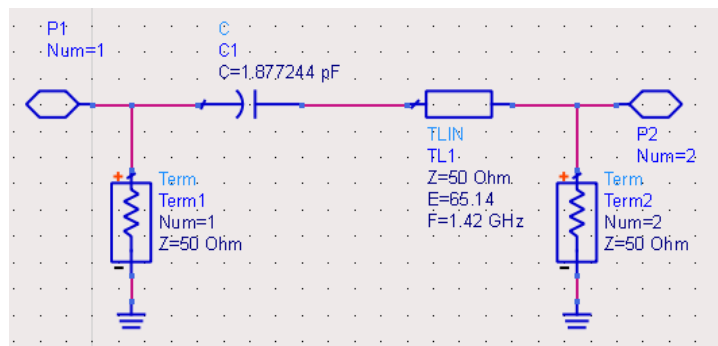


Figura N°3.44: Esquemático ideal de red adaptadora de Salida Prot. N°1

Para comprobar el funcionamiento de la red se simularon las pérdidas de retorno e inserción. Los resultados se muestran en la figura N°3.45 donde se puede comprobar la validez del diseño.

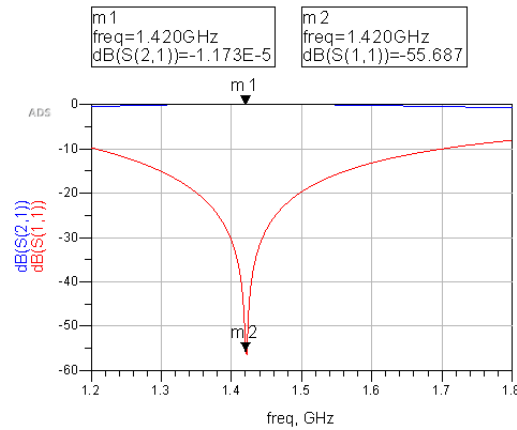


Figura N° 3.45: Pérdidas de retorno e inserción de la red de salida Prot. N°1.

Continuaremos Con la comprobación analítica de los resultados previos.

Calculo analítico de la red de adaptación de salida Prot. N°1

Al igual que en la red de entrada, se utiliza una línea de transmisión para modificar la resistencia de salida del amplificador al valor de Z_L y luego mediante un capacitor eliminar la componente reactiva. Exigiendo que la resistencia de entrada de la línea cargada con Z_{sal} igual a Z_L , donde $Z_0 = 50\Omega$ al igual que en la red de entrada del prototipo N°1 se obtiene:

$$R_{in} = Z_0 * \frac{Z_0 R_{sal} * [1 + \tan(\beta l)^2]}{[Z_0 - X_{sal} * \tan(\beta l)]^2 + [R_{sal} * \tan(\beta l)]^2} = Z_0$$

$$-(X_{sal}^2 + R_{sal}^2 - R_{sal} Z_0)t^2 + 2X_{sal} Z_0 t + R_{sal} Z_0 - Z_0^2 = 0$$

Reemplazando con valores se obtiene la siguiente ecuación cuadrática con :

$$533.5t^2 - 375t - 1690 = 0$$

Resolviendo la ecuación cuadrática:

$$\tan(\beta l) = t = 2.165 \rightarrow \beta l = n * 180^\circ + 65.20^\circ$$

$$\tan(\beta l) = t = -1.462 \rightarrow \beta l = n * 180^\circ - 55.62^\circ$$

Evitando girar solo una vez y aceptando solo largos eléctricos positivos (movimiento hacia el generador) se obtienen dos valores.

$$\beta l_1 = 65.20^\circ$$

$$\beta l_2 = 124.37^\circ$$

Se elige el menor largo que es el que nos permite utilizar capacitores para compensar la reactancia. El valor de reactancia en el punto B es:

$$X_{in} = Z_0 * \frac{Z_0 X_{sal} [1 - \tan(\beta l_1)^2] - [R_{sal}^2 + X_{sal}^2 - Z_0^2] * \tan(\beta l_1)}{[Z_0 - X_{sal} * \tan(\beta l_1)]^2 + [R_{sal} * \tan(\beta l_1)]^2}$$

Reemplazando con los valores se obtiene:

$$X_{in} = 59.73\Omega$$

La capacidad necesaria para compensar se calcula de la siguiente manera:

$$X_C = -X_{in} = \frac{-1}{2\pi f C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_{in}}$$

Reemplazando con los valores correspondientes:

$$C = \frac{1}{2\pi * 1420MHz * 59.73\Omega} = 1.875pF$$

El resultado demuestra nuevamente la validez del diseño por software y las facilidades que brinda.

3.5.7. Red de Salida prototipo N°2

Se procede de la misma forma que en el diseño de la red de entrada, el proceso de adaptación se muestra en la figura N°3.46. En esta figura se gira sobre el centro de la carta de Smith a módulo de coeficiente de reflexión constante hasta cortar al círculo de conductancia igual a $1/Z_L$ (punto B) para luego con un taco en corto en paralelo moverse al punto C. La utilización de un taco en circuito abierto hubiera significado utilizar un taco más corto, al cómo se mencionó anteriormente, no utilizaremos tacos de este tipo evitando generar radiaciones.

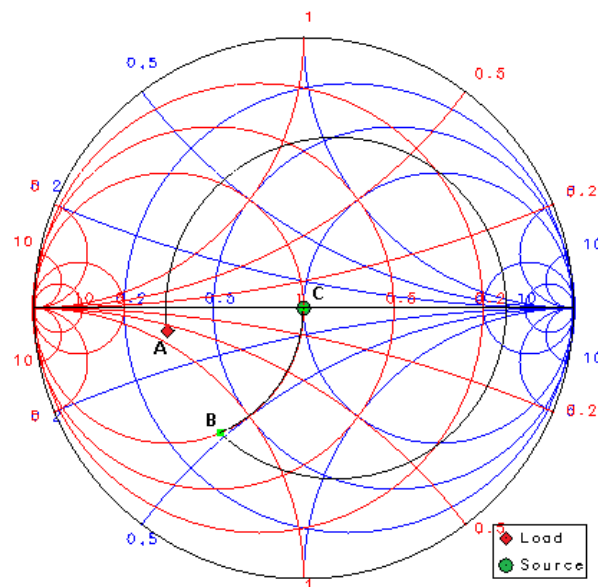


Figura N°3.46: Carta de Smith y Adaptación de Salida Prot N°2.

La red diseñada se muestra en la figura N°3347, mientras que la simulación de la misma en la figura N°3.48.

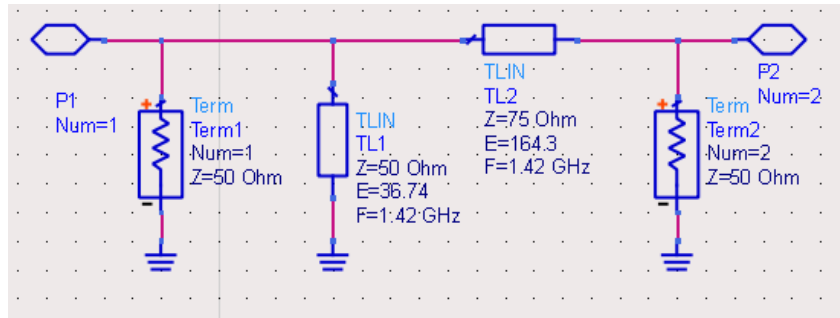


Figura N°3347: Esquemático ideal de red adaptadora de Salida Prot. N°2.

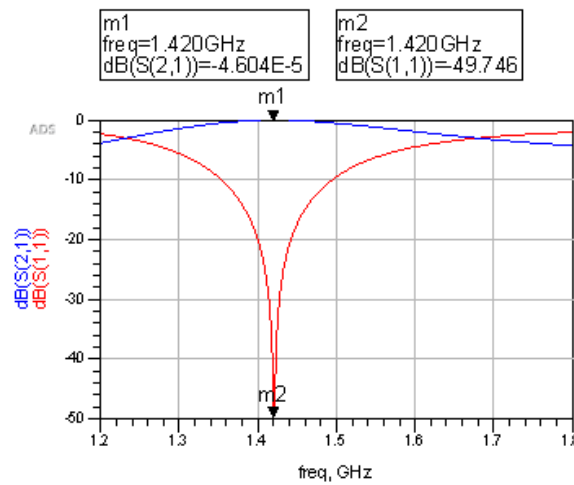


Figura N° 3.48: Pérdidas de retorno e inserción de la red de salida Prot. N°2.

Los resultados muestran los resultados correctos, se procede realizar el cálculo analítico de la misma.

Calculo analítico de la red de adaptación de salida Prot. N°2

Partiendo de la admitancia de entrada de una línea de impedancia característica $Z_0 = 75\Omega$ cargada con Z_{sal} y forzando a que la conductancia de la misma sea igual a $\frac{1}{Z_L} = \frac{1}{50}$.

$$G_{in} = \frac{R_{sal} * [1 + \tan(\beta l)^2]}{[X_{sal} + Z_0 * \tan(\beta l)]^2 + [R_{sal}]^2} = Y_L = \frac{1}{Z_L}$$

Resolvemos en función de $\tan(\beta l) = t$:

$$G_{in} = \frac{R_{sal} * [1 + \tan(\beta l)^2]}{[X_{sal} + Z_0 * \tan(\beta l)]^2 + [R_{sal}]^2} = Y_L$$

$$(Z_0^2 Y_L - R_{sal})t^2 + 2Y_L X_{sal} Z_0 t + R_{sal}^2 Y_L + X_{sal}^2 Y_L - R_{sal} = 0$$

Reemplazando con los valores correspondientes:

$$96.3t^2 - 11.25t - 10.66 = 0$$

Resolviendo la ecuación:

$$\tan(\beta l) = t = 0.396 \rightarrow \beta l = n * 180^\circ + 21.60^\circ$$

$$\tan(\beta l) = t = -0.279 \rightarrow \beta l = n * 180^\circ - 15.58^\circ$$

Evitando girar solo una vez y aceptando solo largos eléctricos positivos (movimiento hacia el generador) se obtienen dos valores.

$$\beta l_1 = 21.60^\circ$$

$$\beta l_2 = 164.41^\circ$$

Seleccionamos el valor de línea más largo, en este caso:

$$\beta l_1 = 164.41^\circ$$

La susceptancia en el punto B se calcula:

$$B_{in} = Y_0 * \frac{X_{sal} Z_0 \tan(\beta l_1)^2 + (R_{sal}^2 + X_{sal}^2 - Z_0^2) * \tan(\beta l_1) - Z_0 X_{sal}}{[X_{sal} + Z_0 * \tan(\beta l_1)]^2 + [R_{sal}]^2}$$

Reemplazando con los valores anteriormente calculados se obtiene:

$$B_{in} = -26.80mS$$

Donde el valor de susceptancia que debe tener el taco con impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$ es:

$$B_T = -B_{in} = 26.80mS$$

Igualando a la susceptancia del taco y despejando para l_T :

$$Y_0 * \frac{-j}{\tan(\beta l_T)} = j * B_T$$

$$\beta l_T = \tan^{-1}\left(-\frac{Y_0}{B_T}\right)$$

Reemplazando con los valores se obtiene:

$$\beta l_T = n * 180^\circ - 36.73^\circ$$

Eligiendo el largo positivo y de menor longitud:

$$\beta l_T = 36.73^\circ$$

Los resultados son similares a los obtenidos por simulación. Damos por finalizado el diseño de las redes de adaptación. En secciones siguientes se reemplazaran los elementos ideales de las redes por los componentes reales y verificaremos mediante simulación sus comportamientos.

3.6. Comprobación de prototipos iniciales

Luego de concluir el diseño de las redes de adaptación se las inserto en el esquemático de la figura N°3.10 para crear el esquemático inicial. Este esquemático representa el amplificador ideal. La figura N°3.49 muestra el esquemático del prototipo N°1 y la N°3.50 el prototipo N°2. A partir de los esquemáticos es posible realizar la simulación de los parámetros S de los dos amplificadores a fin de verificar que cumplen los requerimientos de diseño. Para ello se agregan dos terminales de medición de parámetros S a la entrada con una impedancia de referencia $Z_R = 50\Omega$ y se ejecuta la medición en el ancho de banda necesario.

Las figuras N°3.51 y N°3.52 presenta las pérdidas de retorno de entrada y salida, la ganancia y la aislación de los prototipos.

Se puede observar que la adaptación de entrada no es buena, pareciendo un error de diseño, pero no lo es. Esto se debe a que cuando se realiza un diseño de bajo ruido, la red de entrada es diseñada para mostrar determinada impedancia de salida y no con el fin de adaptar para transferir la máxima potencia. Esto ocurre cuando la impedancia de salida de la red de entrada es el conjugado de la impedancia de entrada al transistor. En diseños en que la figura de ruido no requiere ser la mínima, se puede diseñar la red para que muestre un valor de impedancia de salida que no se aleje demasiado del de mínima figura de ruido pero que a su vez esté cerca del valor de impedancia necesario para máxima potencia. En nuestro caso no es lo que se pretende en este diseño, por lo tanto una vez adaptado para mínima figura de ruido no será posible mejorar la adaptación de entrada.

La forma para calcular el coeficiente de reflexión causado por la desadaptación a la entrada se puede calcular utilizando la expresión del coeficiente de reflexión generalizado a una impedancia genérica Z_G :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G}$$

Donde la expresión es la generalización del coeficiente de reflexión para una línea de transmisión con impedancia característica Z_G es un valor complejo. Si la en vez de una línea colocamos la impedancia de salida de la red de entrada y como carga de esta la impedancia de entrada al transistor se tiene:

$$\Gamma_{entrada} = \frac{Z_{in} - Z_{sal}^*}{Z_{in} + Z_{sal}}$$

Recordando que por adaptar para mínima figura de ruido se cumplía que $Z_{sal} = Z_{opt}$:

$$\Gamma_{entrada} = \frac{Z_{in} - Z_{opt}^*}{Z_{in} + Z_{opt}}$$

Reemplazando con los valores calculados en secciones anteriores resulta:

$$\Gamma_{entrada} = \frac{(83.034\angle - 70.004^\circ) - (87.87\angle 32.166^\circ)^*}{(83.034\angle - 70.004^\circ) + (87.87\angle 32.166^\circ)}$$

$$\Gamma_{entrada} = \frac{(28.39 - j * 78.02) - (74.4 - j * 46.8)}{(28.39 - j * 78.02) + (74.4 + j * 46.8)}$$

$$\Gamma_{entrada} = \frac{-46.01 - j * 31.22}{102.79 - j * 31.22} = 0.517\angle - 128.94^\circ$$

Calculando las pérdidas de retorno de entrada:

$$RL_{ent} = -20 * \log_{10}(|\Gamma_{entrada}|)$$

$$RL_{ent} = -20 * \log_{10}(0.517)$$

$$RL_{ent} = 5.73db$$

Estas pérdidas de retorno equivalen a un coeficiente de onda estacionaria:

$$VSWR_{ent} = \frac{1 + |\Gamma_{ent}|}{1 - |\Gamma_{ent}|}$$

$$VSWR_{ent} = \frac{1 + |0.517|}{1 - |0.517|}$$

$$VSWR_{ent} = 3.140$$

Este coeficiente muestra la desadaptación en la entrada, es posible calcular la potencia que se pierde por esta desadaptación.

$$PD_{ent} = -10 * \log_{10}(1 - |\Gamma_{entrada}|^2)$$

$$PD_{ent} = -10 * \log_{10}(1 - |0.517|^2)$$

$$PD_{ent} = 1.350db$$

Sabiendo que las pérdidas de desadaptación son la relación entre la potencia que ingresa y la que se trasfiere.

$$PD_{ent} = \frac{P_{in}}{P_{in} - P_{ref}} = 1.350db$$

Por lo tanto:

$$P_{ref} = 0.267 * P_{in}$$

La potencia que se pierde por la desadaptación es del orden del 25% que depende de la tolerancia que tengamos a estas reflexiones. Estas pérdidas están fijas y no es posible modificarlas. En trabajos futuros se tratara de mejorar la adaptación de entrada manteniendo la figura de ruido.

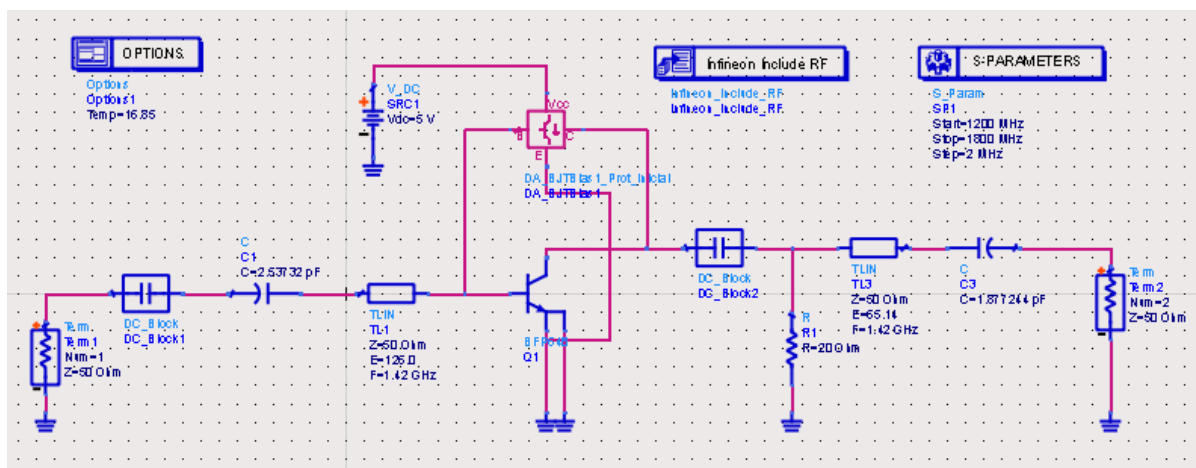


Figura N°3.49: Esquemático Ideal del prototipo de amplificador N°1

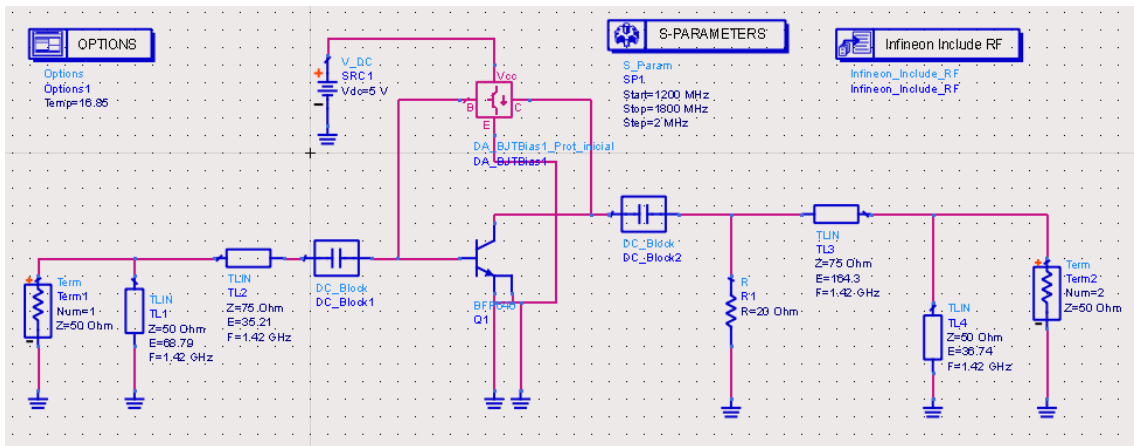


Figura N°3.50: Esquemático Ideal del prototipo de amplificador N°2

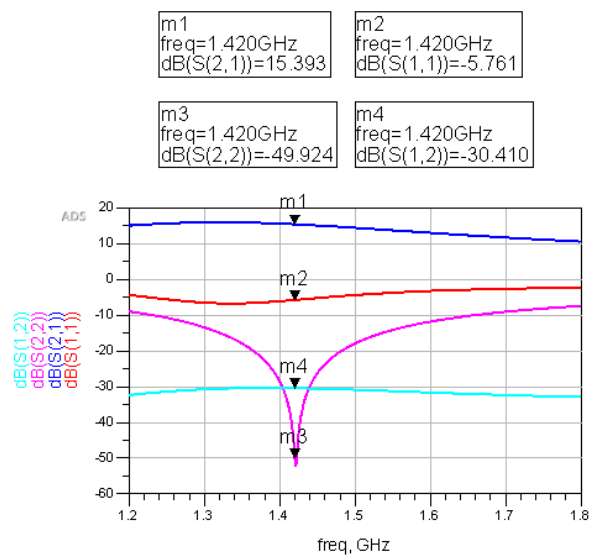


Figura N°3.51: Pérdidas de Retorno, Ganancia y Aislación de Prot. N°1.

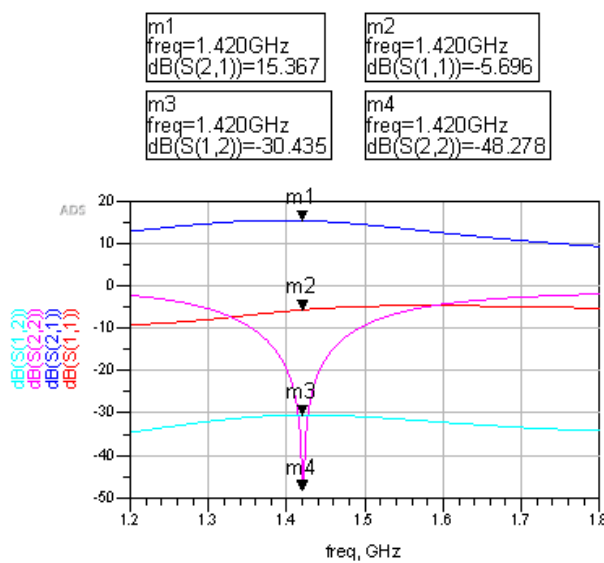


Figura N°3.52: Pérdidas de Retorno, Ganancia y Aislación de Prot. N°2.

La adaptación de salida, teóricamente tiene que tener pérdidas de retorno infinitas debido a que se está adaptando para tener la máxima ganancia de potencia. Debido a pequeños errores numéricos es imposible lograr esas pérdidas en simulación. En la práctica, las pérdidas de retorno serán menores debido a la dispersión de los componentes. Con respecto al ancho de banda, lo determina la red de adaptación de salida. Generalmente un valor de $VSWR = 1.5$ es la máxima desadaptación aceptable en la mayoría de los amplificadores, y equivale a pérdidas de retorno de $RL = 14db$. Observando la curva del parámetro $|S_{22}|_{db}$ se puede calcular el ancho de banda verificando para qué rango de frecuencias las pérdidas de retorno son mayores a 14db. La tabla N°3.14 tiene los anchos de banda de los dos prototipos.

Tabla N°3.14: Ancho de banda de Prototipos		
	Límites	BW
Prot N°1	1340MHz a 1540MHz	210Mhz
Prot N°2	1370MHz a 1480MHz	110MHz

Se requiere un ancho de banda de 100MHz y ambos prototipos cumplen este requerimiento. En la siguiente sección se van a insertar los componentes reales y verificar nuevamente su comportamiento. Con respecto al ancho de banda se demostrar que las pérdidas introducidas aumentan el ancho de banda.

3.7. Colocación de componentes reales

En el diseño de los prototipos iniciales se utilizaron componentes ideales, los cuales no tienen correspondencia con los componentes reales los cuales debido a la alta frecuencia poseen comportamientos parásitos que se deben tener en cuenta en la simulación.

3.7.1. Red de polarización real

El primer paso es reemplazar la red de polarización ideal, la cual tenía valores no comerciales, por los elementos reales y de valor comercial. La tabla N°3.15 muestra los valores de resistores ideales y los valores comerciales se utilizaron.

Tabla N°3.15: Resistencias de Polarización de Prototipos		
	Valor Ideal	Valor Comercial
R1	332.14ohms	330ohms
R2	102.62Kohms	100Kohms

Los resistores de polarización son SMD de propósito general y de tolerancia del 10%. Con respecto al tamaño se utilizaron resistores tamaño 2012 (2mm X 1.2mm).

La red de polarización solo actúa en el circuito a bajas frecuencias, mientras que a altas frecuencias debería comportarse como un circuito abierto. En la simulación inicial se utilizaron elementos brindados por el software para bloquear la radiofrecuencia que se introduce en la red de polarización. Estos elementos se denominan choques de RF, y se caracterizan por mostrar alta impedancia a altas frecuencias. En la realidad, los choques de RF son inductores de elevado valor de inductancia. A frecuencias medias, cualquier inductor puede utilizarse para bloquear RF, pero a frecuencias altas, es inviables crear inductores de altos valores sin que las capacidades parasitas asociadas sean despreciables. Es por ello que a medida que crece el valor de inductancia, la frecuencia resonancia serie decrece. Trabajar después de la frecuencia

serie de un inductor implica en pocas palabras utilizar un capacitor. Para reducir estas capacidades parasitas, es necesario que el tamaño de los inductores sea reducido. Para realizar el cálculo de que valor de inductancia necesitamos partimos de expresión para la impedancia de un inductor

$$Z_{ind} = j2\pi f L_{Ch}$$

Si requerimos que $|Z_{ind}| > 20 * Z_0$ entonces

$$|Z_{ind}| = 2\pi f L_{Ch} > 20Z_0$$

Por lo tanto

$$L_{Ch} > \frac{20Z_0}{2\pi f} = \frac{20 * 50\Omega}{2\pi * 1420MHz} = 112nHy$$

A su vez la frecuencia de resonancia seria debe ser mayor a la frecuencia de operación

$$SRF > f_{op} = 1420MHz$$

Teniendo en cuenta estas restricciones, se seleccionaron inductores de la marca Coilcraft tamaño 2012, modelo HT y de valor 150nHy, la hoja de datos se muestra en el anexo A2. Si bien la frecuencia de resonancia serie no es mayor a la frecuencia de operación, está en el entorno y la impedancia es elevada. Luego del inductor, para reforzar la aislación se colocan capacitores en derivación a tierra, para asegurar que sean un corto para RF deben cumplir a siguientes restricciones

$$|Z_{cap}| = \frac{1}{2\pi f C_{block}} < 1\Omega$$

Por lo tanto

$$C_{block} > \frac{1}{2 * 1\Omega * \pi f} = \frac{1}{2\pi * 1\Omega * 1420MHz} = 112pF$$

Al igual que el inductor

$$SRF > f_{op} = 1420MHz$$

Como capacitor de bloqueo se seleccionaron capacitores de la marca Murata, tamaño 1608, modelo GRM de 100pF. La hoja de datos de estos capacitores se muestra en el anexo A2.

La red de polarización real se muestra en la figura N°3.53.

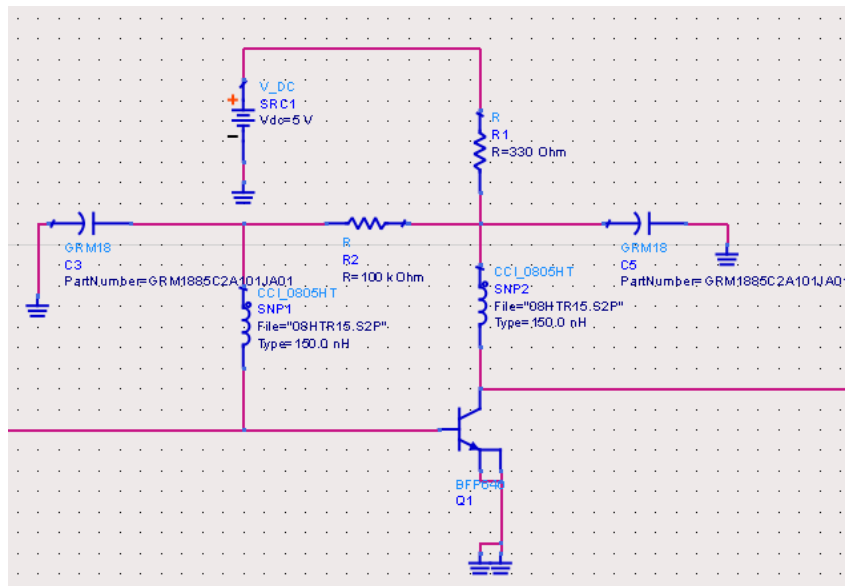


Figura N°3.53: Red de polarización con componentes Reales

La selección de los componentes no solo se realizó en base a las características técnicas, sino también a la disponibilidad de un modelo de simulación. Mayoría de los componentes utilizados tienen modelo de simulación, muy importante en el diseño de RF. A continuación procederemos a reemplazar los componentes de la red de estabilización.

3.7.2. Red estabilizadora real

La red estabilizadora consiste de un resistor en paralelo a la salida del transistor. Este resistor es parte del circuito que determina el comportamiento en alta frecuencia, por lo tanto debe ser un componente apto para RF. A la frecuencia de 1420MHz, cualquier resistor SMD posee un buen desempeño, en este trabajo se utilizara un resistor de propósito general de tamaño 1608 y valor 20 ohm.

Si colocamos solamente un resistor en derivación, afectaría la red de polarización, por lo tanto debemos colocar un capacitor en serie con el resistor a fin de que en continua se comporte como un circuito abierto y en alta frecuencias como un resistor. EL capacitor a utilizar es uno similar al utilizado para bloquear la RF en la red de polarización, debido a que no introduce demasiada impedancia serie en alta frecuencia. La red de polarización real se muestra en la figura N°3.54.

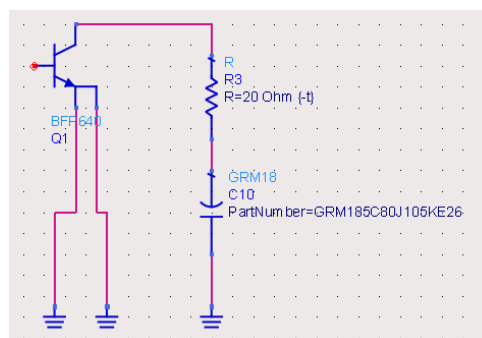


Figura N°3.54: Red estabilizadora real

3.7.3. Redes de adaptaciones reales

Las redes de adaptación están constituidas de líneas de transmisión de microtira. En el diseño se utilizaron líneas ideales las cuales no tienen en cuenta el sustrato utilizado, y no poseen dimensiones reales. Para sintetizar estas líneas primero se debe seleccionar el sustrato a utilizar. En nuestro caso el sustrato elegido es RO6006 de la marca Rogers. Las características se muestran en la hoja de datos del anexo A3. Este es un sustrato de alta constante dieléctrica y de bajas pérdidas. Esto ayuda a no desmejorar la figura de ruido y a obtener menor tamaños de las líneas.

Para la síntesis de las líneas se utiliza la herramienta LINECALC que permite cargar los datos del sustrato, la frecuencia, impedancia característica deseada y largo eléctrico y automáticamente calcula las dimensiones que deben tener las líneas. La figura N°3.55 muestra el cuadro de diálogo de la herramienta.

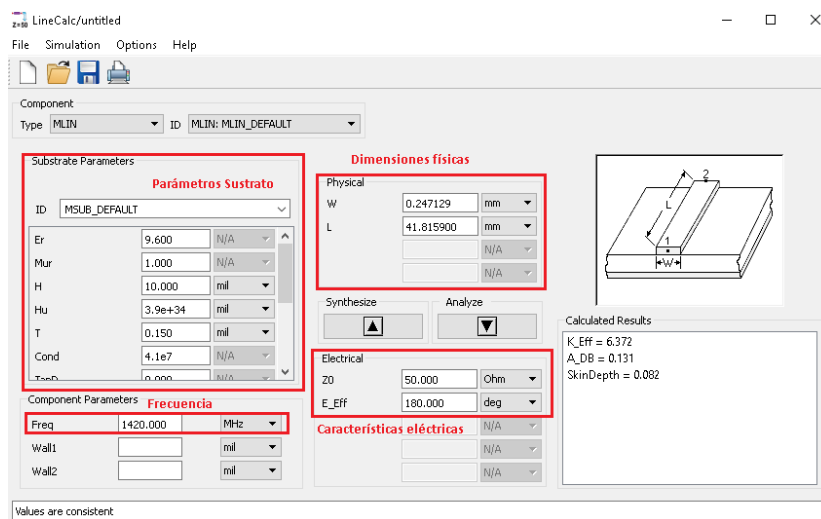


Figura N°3.55: Herramienta de síntesis de microtiras LineCalc

A continuación se realizara la síntesis de cada red de adaptación con la herramienta.

Red de entrada real prototipo N°1

Introduciendo las características del sustrato y la impedancia característica de la línea se obtienen las dimensiones físicas de la línea. La figura N°3.56 muestra la red de adaptación de entrada real.

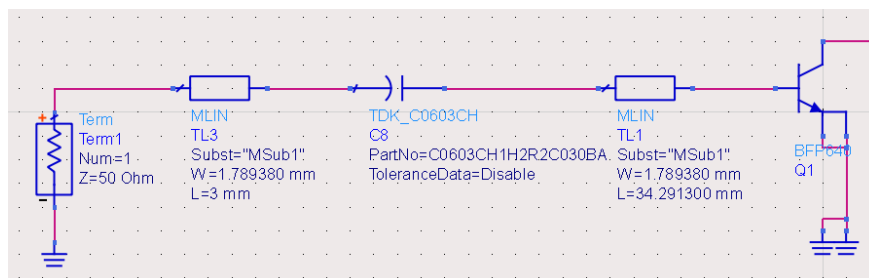


Figura N°3.56: Red de adaptación de entrada Prot N°1 Real

Como se aprecia, se reemplazó el capacitor de valor 2,59 pf por uno de valor comercial de 2.2pf de la marca TDK y tamaño 1608. En el anexo A2 se muestra la hoja de datos. Si bien el valor de capacidad difiere bastante, se aceptó este valor por estar disponible en el laboratorio.

Más tarde se ajustaran los valores de las líneas para compensar esa diferencia. A su vez se agregó una línea de 50 ohms y 3mm de largo que permitirá soldar los conectores y el capacitor. Esta no afecta debido a que se introduce un punto donde la impedancia es de 50ohms.

Red de salida real prototipo N°1

Al igual que la red de entrada, se sintetizaron las líneas de trasmisión y el capacitor ideal de valor 1.87pf fue reemplazado por uno de la marca AVX de valor 1.8pf y tamaño 1608. La hoja de datos del capacitor se muestra en el anexo A2. También se agregó un pequeño trozo de línea de 50ohms y de 3mm que permitirá soldar los componentes. La figura N°3.57 muestra la red de adaptación de salida real.

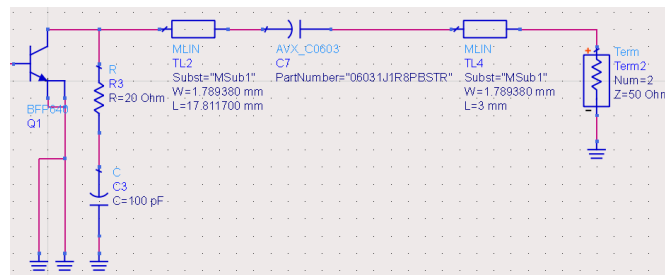


Figura N°3.57: Red de adaptación de salida Prot N°1 real

En otras secciones veremos son necesarios más componentes para realizar las conexiones entre los componentes del amplificador. A su vez modificaremos algunas líneas con el fin de reducir el tamaño de los amplificadores.

Red de entrada real prototipo N°2

La red de entrada de este prototipo constaba de una línea de trasmisión con un taco en cortocircuito. Mediante LineCalc se sintetizaron las líneas de microtira y se las reemplazo en el modelo ideal. Al igual que en el prototipo N°1 se agregaron tramos de líneas de 50 ohms para permitir soldar los conectores. Los tacos en corto actúan a alta frecuencia, pero en corriente continua cortocircuitan la polarización, es por ello que se agregó un capacitor al final del taco para evitar que en DC sean un corto, mientras que en Alta frecuencia si lo son. A su vez se agregaron capacitores serie para evitar que la corriente de polarización se fugue por los conectores. Los capacitores utilizados son los mismos que en la red de estabilización. La figura N°3.58 muestra la red de entrada real del prototipo N°2.

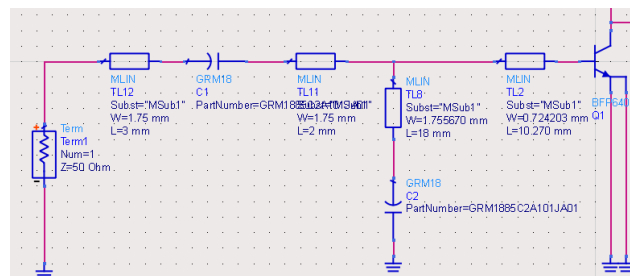


Figura N° 3.58: Red de entrada Real Prot N°2

Red de salida real prototipo N°2

La red de salida es similar a la de entrada sola que posee distintas longitudes. Se agregaron capacitores al final del taco y en serie con la salida de RF. La red sintetizada se muestra en la figura N°3.59. Los valores de los capacitores son iguales a los de la red de entrada. Como se aprecia en la figura, las redes de salida y entrada del prototipo N°2 requieren una línea de transmisión de 50ohms adicional para poder soldar el capacitor de bloqueo de continua.

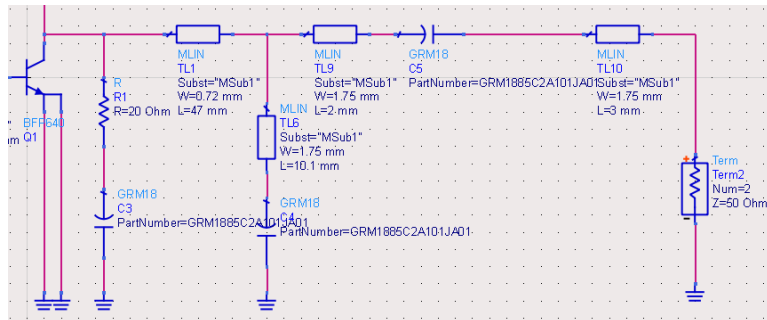


Figura N°2241

Figura N°3.59: Red de salida Real Prot N°2

3.7.4. Prototipos Reales

En las figuras N°3.60 y N°3.61 se muestran los esquemáticos completos de los prototipos N°1 y N°2. Para verificar su comportamiento realizaremos una simulación de los parámetros S. Los resultados de las simulaciones se muestran en las figuras N°3.62, N°3.63, N°3.64 y N°3.65. Como se aprecia en las figuras, el desempeño de los amplificadores no es el ideal. Empeoro la adaptación y consecuentemente la figura de ruido.

En el prototipo N°1 la utilización de componentes de valores comerciales disponibles en el laboratorio causa un desplazamiento de la banda de adaptación y como consecuencia la figura de ruido crece. En el prototipo N°2 las desadaptaciones no son notables y la figura de ruido es más baja que en el prototipo N°1, pero como consecuencia la ganancia decayó. Esto se corresponde a que la adaptación se desplaza del punto de mínima figura de ruido, acercándose al de máxima ganancia. EL punto de polarización de ambos prototipos es similar al valor de diseño, por lo tanto las desadaptaciones fueron afectadas por las redes de adaptación y no por cambios en el punto de polarización. Estas discrepancias entre el modelo ideal y el modelo real no son aceptadas para realizar la construcción. Al construir los prototipos el desempeño desmejora aún más a causa de las variaciones en los parámetros de los componentes y tolerancias de fabricación. Es por ello que en el diseño de amplificadores de RF, una vez diseñado y equipado el amplificador con componentes reales, se realiza una optimización a fin de obtener el mejor rendimiento pre construcción. En la siguiente sección se introduce todos los elementos necesarios para realizar las interconexiones y soldaduras, y se ajustan mediante herramientas de optimización las dimensiones de las líneas para compensar las variaciones.

La optimización no solo se realiza para mejorar el desempeño eléctrico, sino también permite reducir el tamaño del circuito, ya que en muchas ocasiones, es necesario introducir en el circuito curvas y uniones que permitan distribuir mejor los componentes.

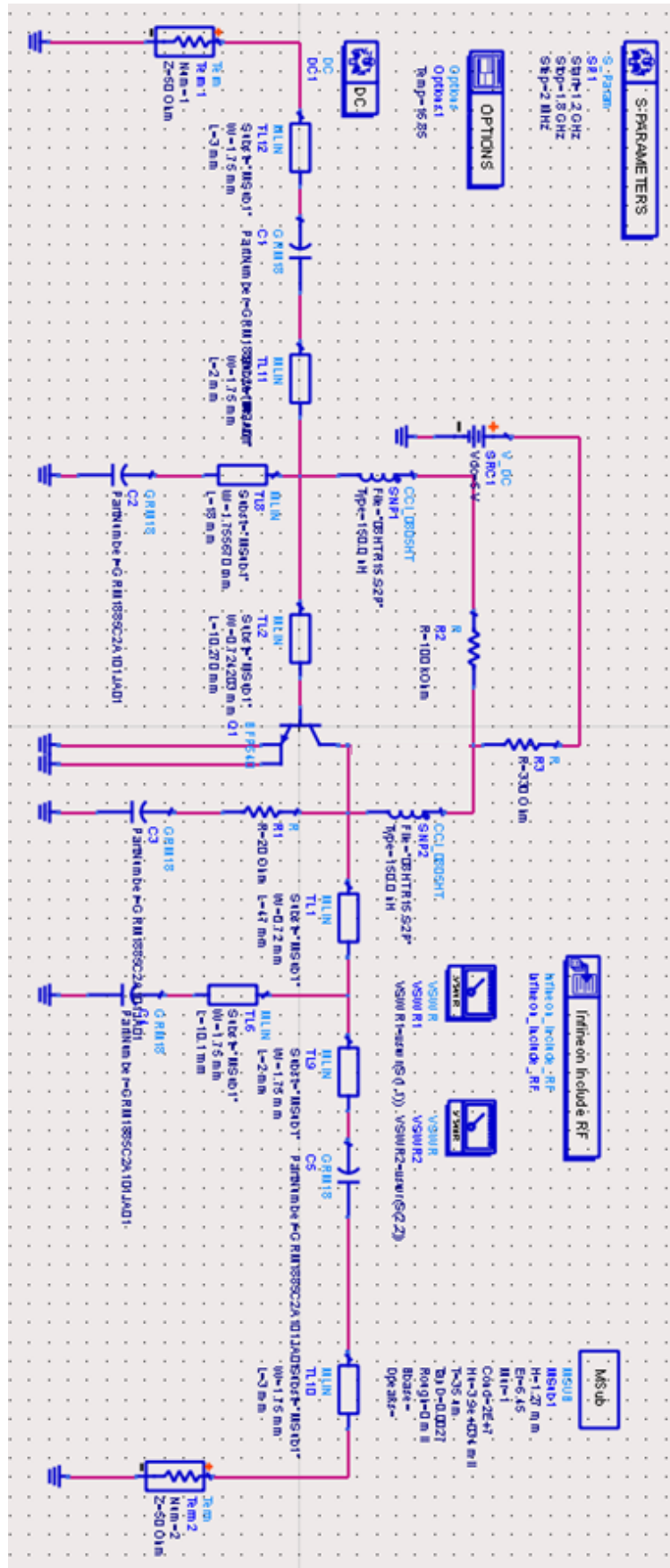


Figura N°3.60: Esquemático con componentes reales del prototipo N°1

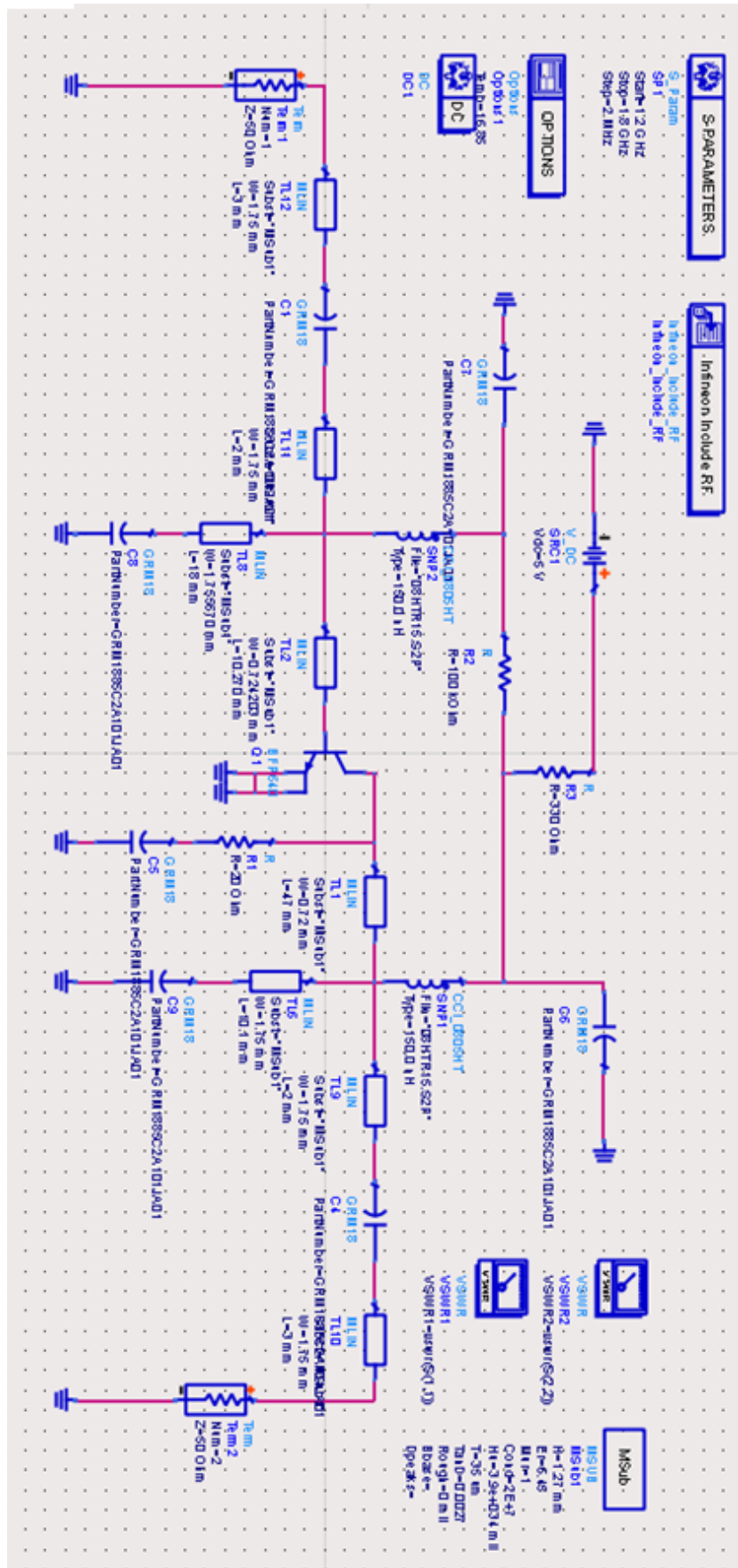


Figura N°3.61: Esquemático con componentes reales del prototipo N°2

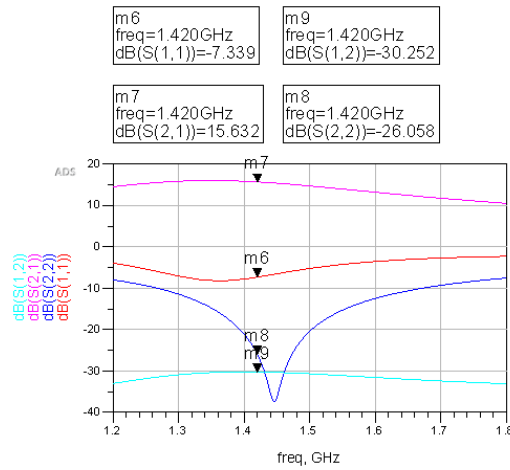


Figura N°3.62: Parámetros S de prototipo N°1 componentes Reales

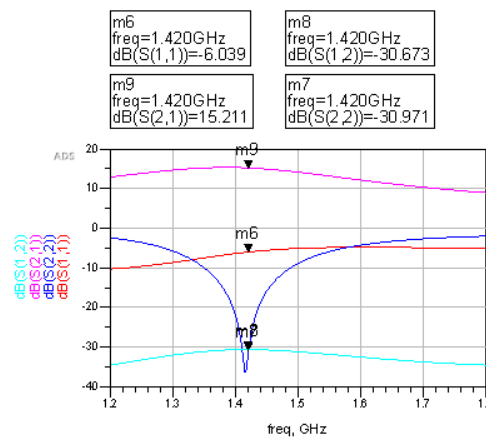
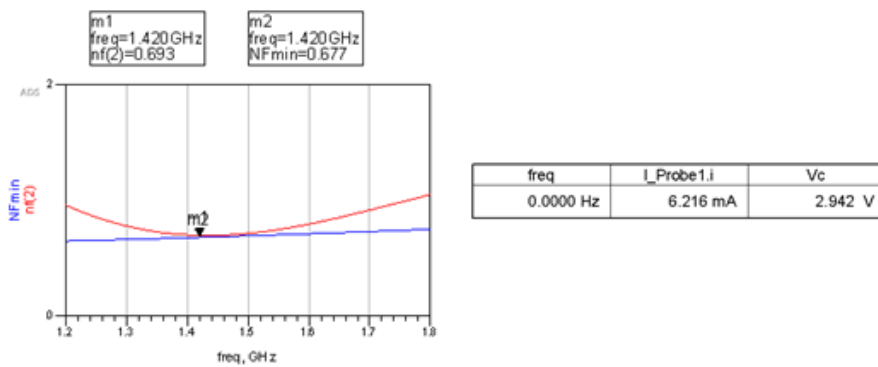


Figura N°3.63: Parámetros S de prototipo N°2 componentes Reales



a)

b)

Figura N°3.64: Simulación Prot N°1 componentes Reales a) Figura de Ruido b) Polarización.

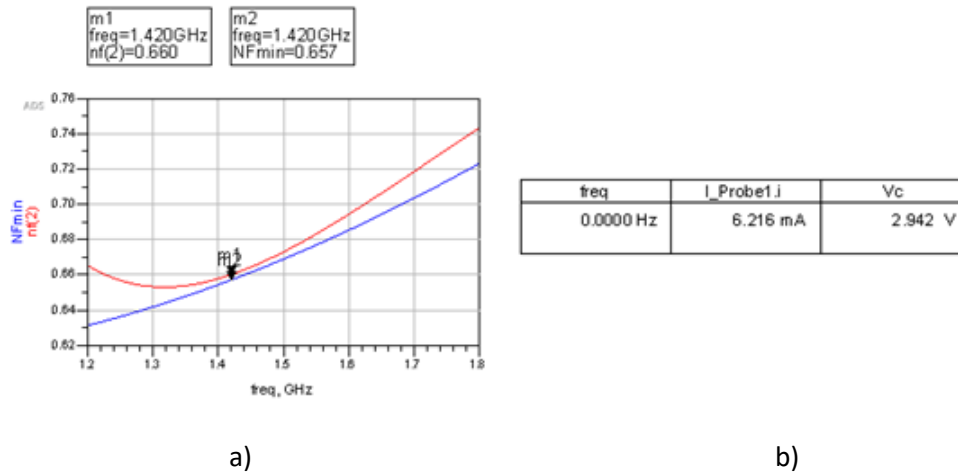


Figura N°3.65: Simulación Prot N°2 componentes Reales a) Figura de Ruido b) Polarización.

3.8. Diseño final de prototipos y optimización

Una vez realizado el diseño de los prototipos, se simuló el comportamiento real de los mismos y se encontraron varios problemas. Uno es que el comportamiento eléctrico empeora con respecto ideal debido a la introducción de elementos parásitos y no tenidos en cuenta en el diseño como los son la atenuación de las líneas y uniones entre distintos componentes, el otro problema es la dimensión de los prototipos. El comportamiento de las líneas de transmisión depende del largo de las mismas y muchas veces son necesarias líneas demasiado largas, o demasiado estrechas, lo que implica ocupar demasiado espacio. Para ello se deben tener en cuenta los requerimientos mecánicos a la hora de diseñar prototipos en alta frecuencia.

En nuestro caso, las líneas de la red de adaptación de entrada del prototipo N°1, la línea y taco de la red de salida del prototipo N°2 resultaron demasiado largas. Como solución se optó por seccionar las líneas y unirlos por curvas. Esta opción tiene la ventaja de ocupar menor área de circuito impreso y permitir una mejor distribución de los componentes, pero la desventaja es que la introducción de unas curvas afecta el comportamiento de las líneas de transmisión. Es así que una vez que se colocaron las líneas curvadas, se deben compensar los efectos causados por las curvas. Las curvas utilizadas no son curvas rectas, sino que poseen un corte que elimina la esquina, el hecho de que no posee arista ayuda a eliminar la capacidad e inductancia parásitas que genera la discontinuidad. La figura N°3.66 presenta una línea curva con chanfle, su modelo equivalente y la susceptancia en función de la capacidad. En esta figura se puede apreciar que el chanfle óptimo se produce para una relación de $w/b = 0.6$ donde se minimizan los efectos parásitos de las curvas.

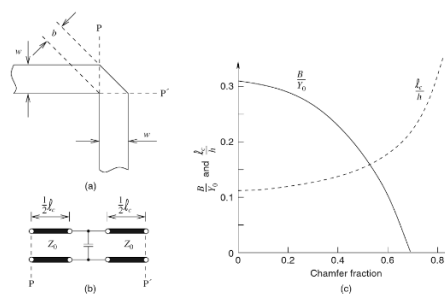


Figura N°3.66 Línea curva c a) Diagrama b) Modelo equivalente c) Fracción de chanfle

EL chanfle optimo depende del ancho de la línea, por lo tanto cada línea debe cortarse diferente. Debido a que las curvas son muy comunes en el diseño de microtira, el software de simulación permite simular curvas que calculan automáticamente el corte óptimo basándose en el ancho de la línea.

Una vez colocadas las curvas, se deben colocar uniones en T en puntos donde confluyen 3 líneas. Las uniones usadas también poseen un modelo de simulación. Estas uniones tienen métodos de compensación pero no serán utilizados debido a que las frecuencias de trabajo son despreciables. Como agregado final, se colocaron líneas que permiten soldar los elementos que componen la red polarizadora. Las líneas de la red polarizadora pueden tener dimensiones arbitrarias debido a que no afectan el comportamiento en alta frecuencia al ser aisladas por los choques de RF.

Una vez colocados todos los elementos necesarios para el funcionamiento de los prototipos es posible proceder a realizar una optimización, EL software ADS brinda herramientas necesarias para ello. La optimización consiste en modificar un grupo de variables tratando de que se cumplan de manera aproximada las condiciones impuestas. Los métodos de optimización utilizan una función objetivo para encontrar el mínimo que representa la solución al problema de optimización. Para procurar que el software pueda encontrar ese mínimo y en la mínima cantidad de iteraciones se deben seleccionar un número reducido de variables, y que a su vez sean variables preponderantes en la función objetivo. Es por ello que como variables de optimización se colocaron la longitud y ancho de las líneas de transmisión de entrada y salida. Como condiciones se colocaron:

$$VSWR_{in} < 3.5, \quad VSWR_{out} < 1.05, \quad NF < 0.69db$$

Para el rango de frecuencias

$$1370MHz < f < 1470MHz$$

Estas condiciones se adaptan a los resultados obtenidos en el prototipo ideal. Requerir un mejor comportamiento que el prototipo ideal es inviable. Las figuras N°3.67 muestra los variables de optimización utilizadas en los prototipos N°1 y N°2.

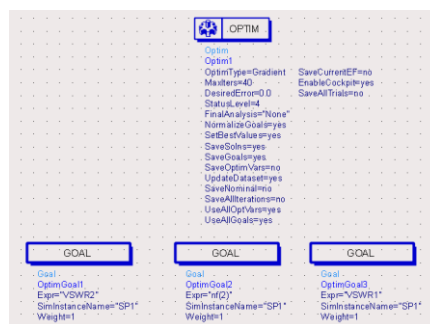


Figura N°3.67: Objetivos de optimización

La optimización realizada por el software se basa en el método del gradiente y se limitó a 40 el número máximo de iteraciones permitiendo un error del 10% en la solución. En cuanto a las variables se debe especificar el rango en el que pueden variar. Este rango se fijó en $\pm 20\%$ del valor de la variable, centrado en los valor obtenido en el diseño. Las figuras N°3.68 y N°3.69 muestran los esquemáticos de los prototipos optimizados, mientras que las figuras N°3.70 y N°3.71 el desempeño de cada amplificador luego de la optimización.

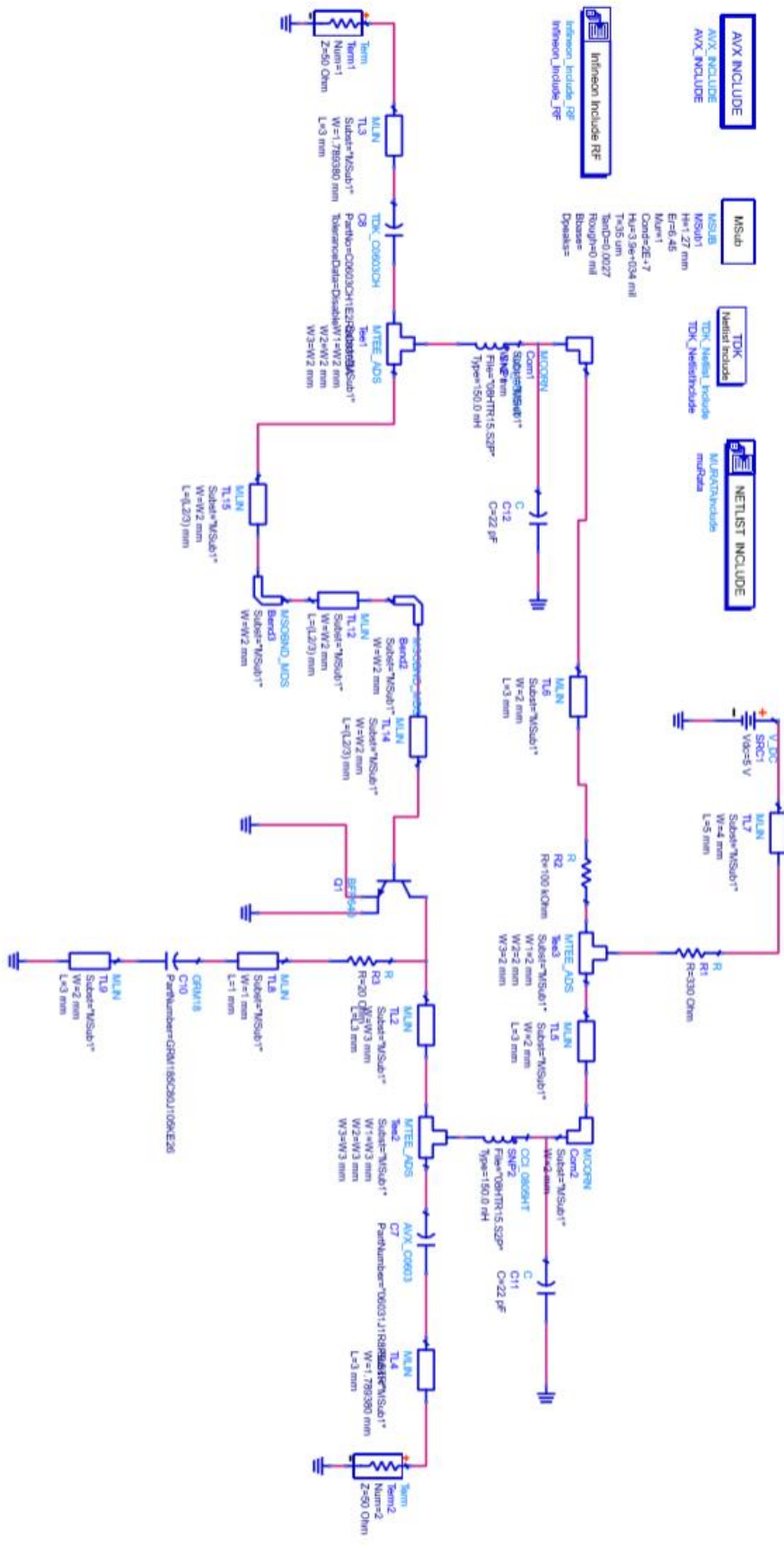


Figura N°3.68: Esquemático del prototipo N°1 optimizado.

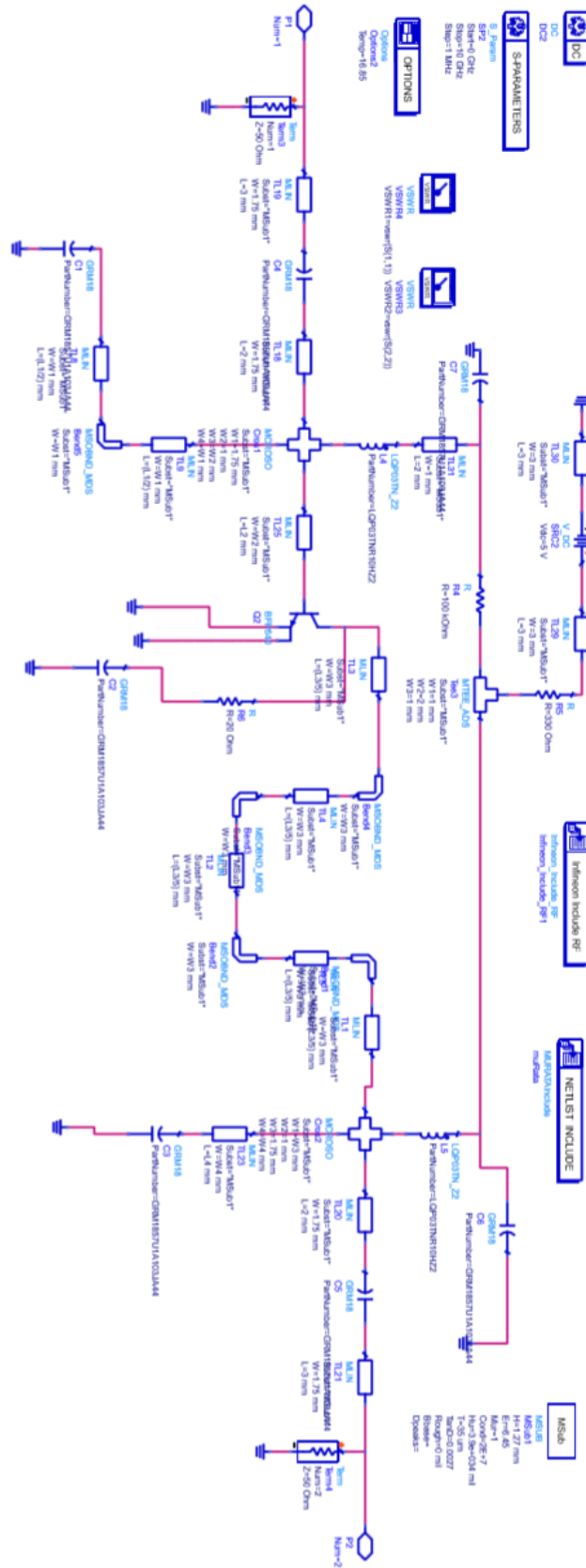


Figura N°3.69: Esquemático del prototipo N°2 optimizado

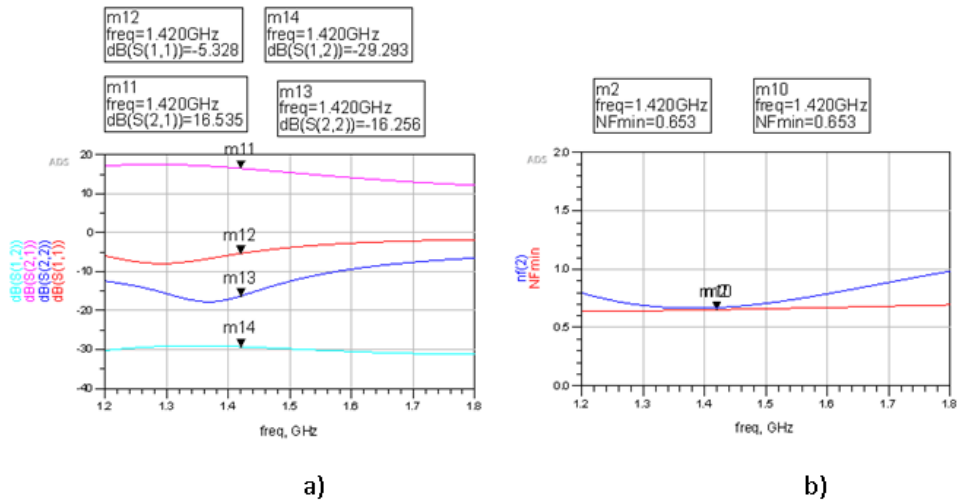


Figura N°3.70: Comportamiento optimizado de Prot N°1 a) Parámetros S b) Figura de ruido

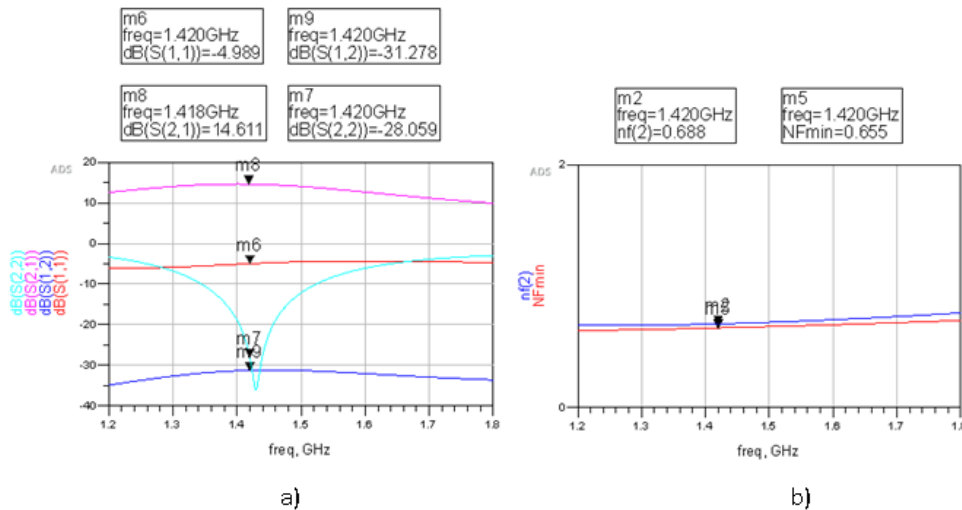


Figura N°3.71: Comportamiento optimizado de Prot N°2 a) Parámetros S b) Figura de ruido

Como se ve en los resultados, la optimización mejoro el comportamiento de los prototipos de LNA reales. Esto afirma la utilidad de la herramienta de optimización en el diseño de amplificadores de microondas. Ya se está en condiciones de proceder a diseñar los circuitos impresos.

3.8.1. Diseño de los Circuitos impresos

El diseño de los circuitos impresos es inmediato luego de la creación de los esquemáticos. El software de simulación permite sintetizar el PCB desde es esquemático, solo tiene como requerimiento que todos los componentes que se utilizan tengan modelo físico. En nuestro caso el único elemento sin modelo físico es el transistor, por lo tanto se añadió al PCB el encapsulado del transistor. El transistor BFP 640 posee el encapsulado SOT343 como el de la figura N°3.72.



Figura N°3.72: Encapsulado del transistor BFP640

En los esquemáticos no es posible colocar un plano de tierra en la cara superior de los circuitos impresos. Por lo tanto se agregó plano de tierra en la cara superior. Este plano se unirá al plano de tierra mediante perforaciones metalizadas (vías). La utilidad del plano de tierra superior es confinar los campos electromagnéticos generados por las líneas, proveer tierra a los componentes en la cara superior y dar soporte a los conectores. Los conectores utilizados son SMA, de uso común a estas frecuencias.

Luego de reorganizar los componentes y añadir el plano, se generan los archivos necesarios para crear los impresos. Los PCB de los prototipos N°1 y N°2 se ven en la figura N°3.73 y N°3.74 respectivamente.

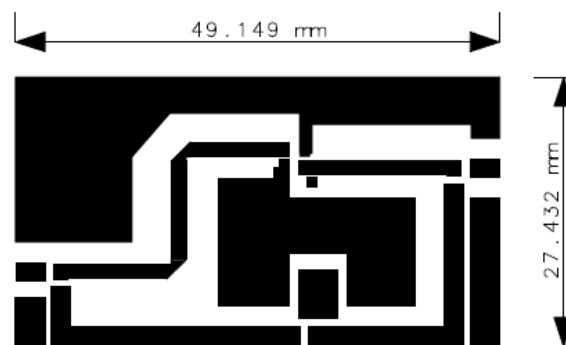


Figura N°3.73: PCB del Prototipo N°1

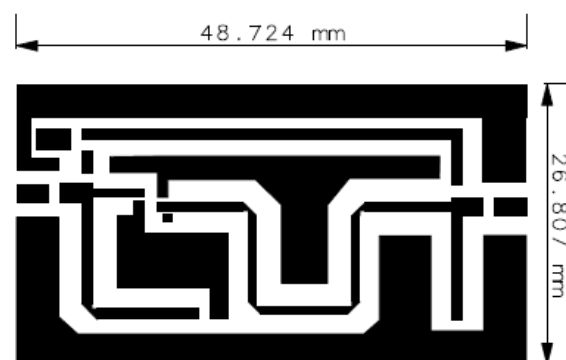


Figura N°3.74: PCB del Prototipo N°2

Una vez finalizado el diseño del circuito impreso de cada prototipo se procedió a realizar la construcción de cada uno.

4. Capítulo N°4

4.1. Construcción de Prototipos

Antes de realizar la construcción de los circuitos amplificadores primero se debe seleccionar el método de construcción. El modo de construir las placas se selecciona en base a los requerimientos mecánicos y eléctricos necesarios, la complejidad, las herramientas y materiales disponibles. En el diseño se utilizan líneas de microtira, las cuales poseen características estrechamente relacionadas con sus dimensiones. Por lo tanto, es necesario utilizar un método el cual permita generar las placas de circuito impreso sin modificar las dimensiones de las líneas. Sabemos que para el largo de las líneas un error del 0.1% de la longitud de onda de la frecuencia de operación, no afecta las características de la línea. Trabajamos a la frecuencia de 1420MHz, la longitud de onda en el sustrato utilizado (Rogers 6006, $\epsilon_{\text{diel}}=6.45$) es de 83mm. Por lo tanto, podemos tolerar un error de 0.83mm en el largo de las líneas. Para saber que error se tolera en el ancho debemos recordar que el ancho solo influye en la impedancia característica. Observando la función que relaciona Z_0 con el ancho, se ve que para impedancias bajas como 50 o 75 ohms, una variación del orden de 0.1mm no afecta considerablemente su impedancia. De entre los métodos disponibles y que cumple con un error del orden de 0.083mm, baja complejidad y costo, se selecciona y construye mediante el proceso de transferencia térmica utilizando el material de la marca Press-n-peel.

Los pasos que se efectuaron para la construcción de los circuitos impresos fueron los siguientes:

- Transferencia Térmica del diseño al sustrato.
- Ataque de las placas con ácido.
- Perforación de las placas.
- Soldadura de componentes.

Procedimiento paso a paso para la construcción de las placas.

4.1.1. Transferencia Térmica del diseño al sustrato

Se recortaron dos rectángulos de sustrato de las dimensiones establecidas para cada una de las placas. Se limaron los bordes y se realizó la limpieza del plano de cobre para permitir la correcta transferencia del diseño a la placa. Para realizar la transferencia, primero se realizó la impresión del diseño del circuito en la hoja de transferencia mediante una impresora láser. Luego se recortó y se colocó la impresión sobre el cobre y mediante una plancha a temperatura media, se realizó la transferencia del diseño al sustrato. Una vez finalizado el proceso, se examinó la transferencia con el fin de corregir con un marcador indeleble lugares donde la transferencia no se realizó correctamente. Ahora las placas están listas para ser atacadas con ácido. La figura N°4.1 muestra una de las placas luego de la transferencia.

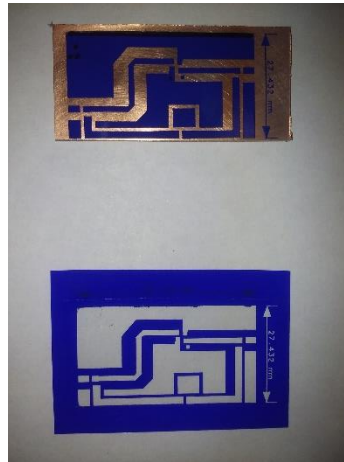


Figura N°4.1: Placa con el diseño trasferido

4.1.2. Ataque de las placas con ácido

Luego de la transferencia procedemos a sumergir las placas en percloruro férrico en una bandeja, la cual agitamos constantemente para que el percloruro férrico ataque rápidamente las zonas donde el cobre no está cubierto por la protección y también para evitar que el cobre se introduzca por debajo de las protecciones que cubren las líneas. Una vez que observamos que el ácido quito todo el cobre de las zonas deseadas, retiramos la placa y la introducimos en agua para neutralizar la acción del percloruro. Luego, con lana de acero limpiamos la placa para quitar los restos del diseño que trasferimos y aplicamos con un paño alcohol isopropílico para quitar los restos de grasa. La figura N°4.2 muestra el proceso de ataque con ácido.

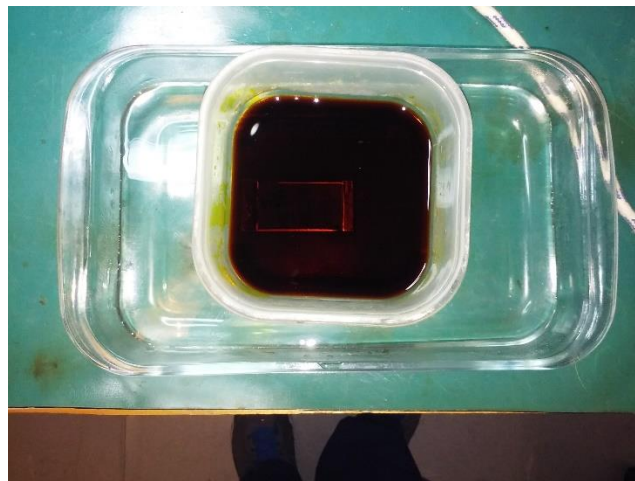


Figura N°4.2: Ataque con Ácido

4.1.3. Perforación de las placas

Ya finalizada la limpieza de las plaquetas, se procede a realizar con un taladro de banco las perforaciones necesarias. Para las perforaciones se utilizaron mechas de 1mm para las vías que rodean a las líneas y 0.75 mm para vías en el emisor del transistor, para disminuir la inductancia parasita se agrupan varias vías en paralelo y no requiere un diámetro mayor. En la figura N°4.3 se muestra las placas de los prototipos ya perforadas y listas para la etapa de soldadura.

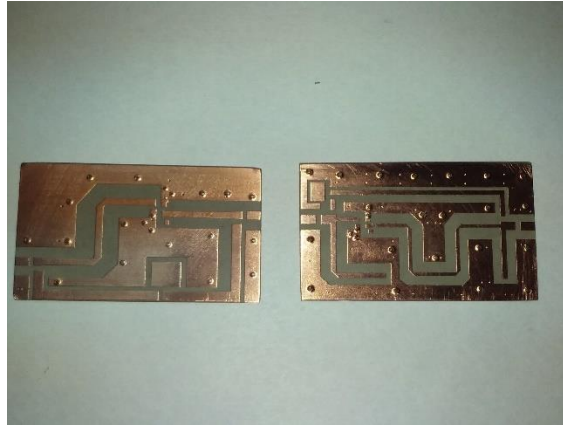


Figura N°4.3: Placas Perforadas

4.1.4. Soldadura de componentes

Antes de comenzar a soldar los componentes se debe limpiar nuevamente las placas para eliminar rastros de suciedad. Luego imprimimos 2 planillas con los componentes necesarios en cada prototipo para poder anotar que componente se colocó y evitar errores en los componentes colocados. La figura N°4.4 muestra el banco de soldadura utilizado. Este cuenta con una estación de soldado, un microscopio que permite soldar los componentes de montaje superficial de reducido tamaño. A su vez una mesa antiestática, la cual en conjunto con una pulsera y guantes antiestáticos brindan la protección necesaria a los elementos activos de RF los cuales son muy sensibles a descargas electrostáticas. Ya listas las herramientas y llevando a cabo las medidas de seguridad necesarias, se procedió a soldar los elementos. Se comienza por colocar todos los componentes de mayor tamaño y que necesitan más temperatura para soldarse, como por ejemplo conectores y vías. Más tarde se soldaron los elementos pasivos de menor tamaño como inductores, capacitores y resistores. Finalmente se colocó el transistor, que es el elemento más sensible a la temperatura y estática. Se debe tener especial cuidado con la temperatura de soldado para evitar destruirlo. Finalizado el proceso se deben colocar tapones en los conectores para evitar que la suciedad ingrese a ellos y luego guardar los prototipos en una bolsa antiestática asegurando proteger durante todo el tiempo a los amplificadores. Los prototipos construidos se ven en la siguiente figura N°4.5.

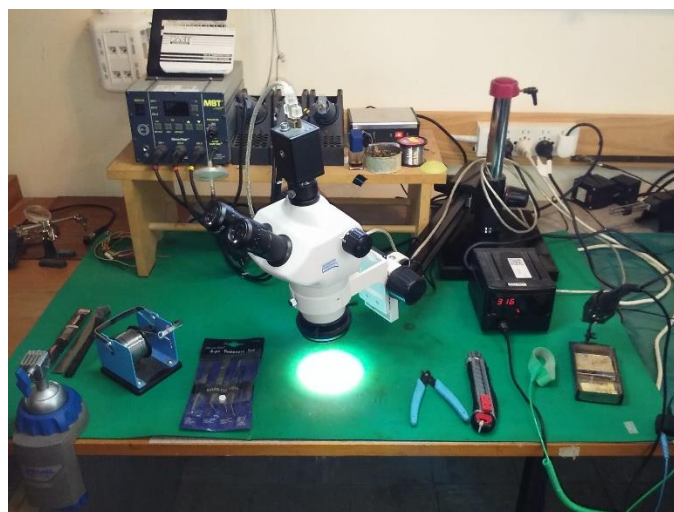


Figura N°4.4: Banco de soldado

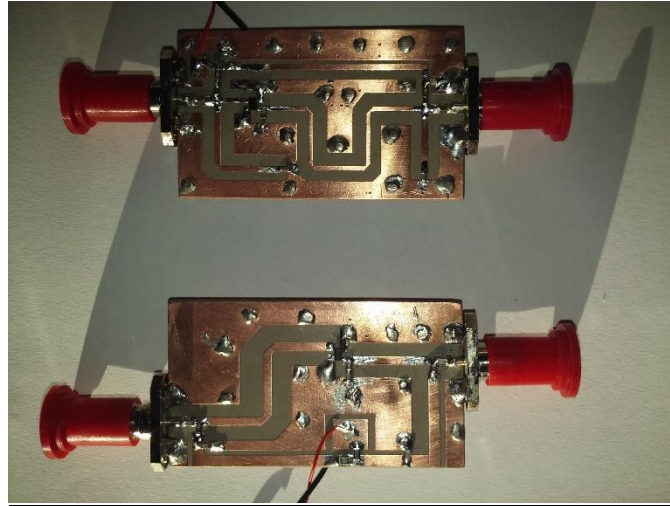


Figura N°4.5: Prototipos Construidos

Ya finalizada la construcción, los prototipos están listos para las mediciones.

5. Capítulo N°5

5.1. Medición de prototipos

En esta etapa se procederán a medir los distintos parámetros de los amplificadores. Comencemos por mencionar que en el diseño primero se crea la red de polarización, la cual lleva al transistor a un punto de trabajo en el que se aseguran los parámetros S, de ruido y linealidad necesarios. Luego en base a esos parámetros se diseñan las redes de adaptación. La adaptación brinda al transistor las características de ganancia, ancho de banda y ruido. Por lo tanto, el orden en que se deben realizar las mediciones es:

- Polarización
- Parámetros S
- Ancho de banda
- Figura de Ruido

Debemos asegurar que la polarización sea la correcta para proceder a medir la adaptación y ganancia. Luego brindar la correcta adaptación y ganancia para obtener los niveles de ruido y ancho de banda deseados. A continuación, se describirán los métodos y resultados de cada medición. La figura N°5.1 muestra el banco de medición.



Figura N°5.1: Banco de Medición.

5.1.1. Medición de la Polarización

Mediante una fuente de tensión regulada en 5V se alimentó a los amplificadores y con un multímetro digital se procedió a medir la tensión colector emisor y la corriente de colector. La tabla N°5.1 muestra los valores deseados y los medidos en cada prototipo.

Tabla N°5.1: Valores de Polarización		
	Vce [V]	Ic [mA]
Valor Deseado	3	6,00
Prototipo N°1	3,14	5,64
Prototipo N°2	3,42	5,13
Prototipo N°2 Corregido	3,05	5,90

Como se ve, el punto del primer prototipo se acerca al valor esperado, mientras que el prototipo 2 no. Por lo tanto, en el segundo LNA se realizó el cambio de la resistencia de base a fin de corregir el punto de polarización. Las diferencias entre los valores deseados y calculados se deben a tolerancias de los resistores de polarización, como así también a la ganancia de corriente del transistor (β). Variaciones del 10% en el punto de polarización no influyen en los parámetros S y de ruido del transistor. Ahora se puede proceder a la medición de los parámetros S del transistor. La figura 5.2 muestra la medición realizada.

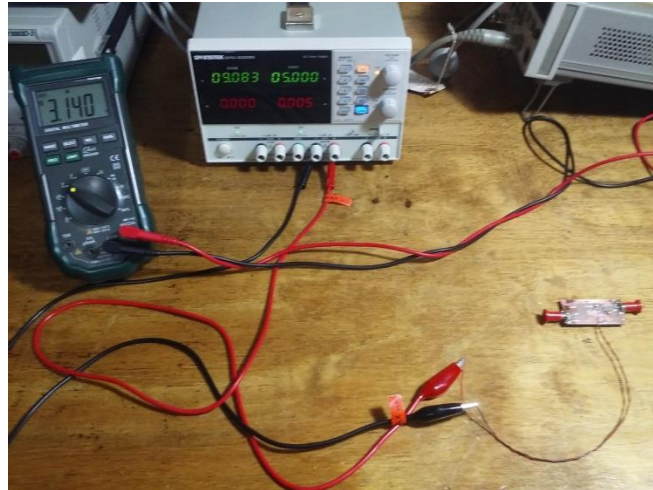


Figura N°5.1: Medición de polarización.

5.1.2. Medición de Parámetros S

Para realizar la correcta medición de estos parámetros, primero aseguramos la polarización, luego comprobamos que el amplificador en condiciones de adaptación no está oscilando. Para ello se polarizó al amplificador y se observó la salida mediante un analizador de espectro comprobando que no existían oscilaciones. Finalmente se debe asegurar que la potencia con la que se miden los parámetros está por debajo de los límites en donde el amplificador deja de ser lineal. Mediante simulación, se procedió a realizar un barrido en potencia que permite obtener el punto de compresión de 1db, por debajo del cual los LNA están en la región lineal. El punto de compresión es $P_{1db} = -25\text{dbm}$. La figura N°5.3 muestra el resultado de la simulación del punto de compresión de 1db para el prototipo N°1, el prototipo N°2 tiene un comportamiento similar debido a que la no linealidad es una propiedad del transistor.

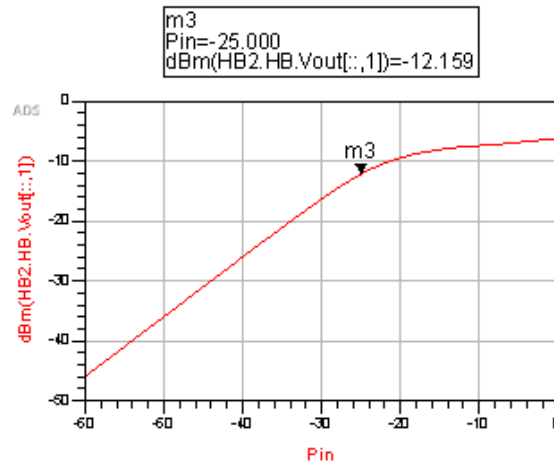


Figura N°5.3: Potencia de salida Vs Potencia de entrada

El instrumento utilizado para realizar la medición es el analizador escalar de redes Wiltron 5411^a. Este instrumento permite medir la adaptación de entrada, adaptación de salida, ganancia y aislación. Debido a que el instrumento emite una potencia mínima de 2dbm, se colocó un atenuador de 30db a la salida para que la potencia esté por debajo del punto de compresión. El ancho de banda en que se midieron los parámetros fue de 500MHz comenzando en 1250MHz hasta los 1750MHz.

El esquema de medición para los parámetros S es el que se muestra a continuación.

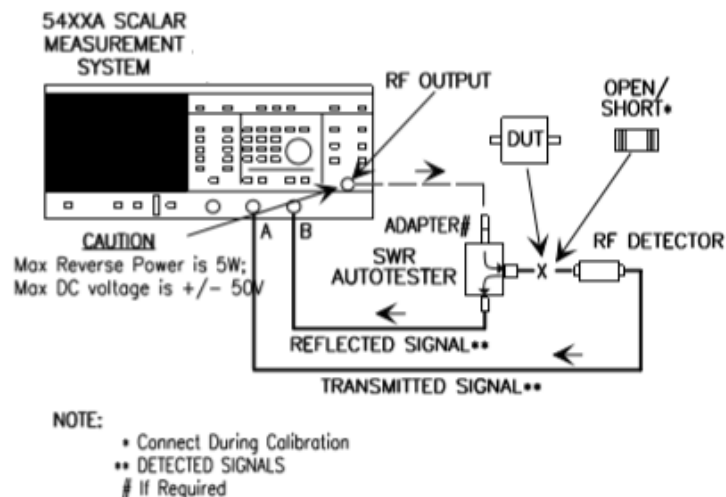


Figura N°5.4: Esquema de medición de parámetros S.

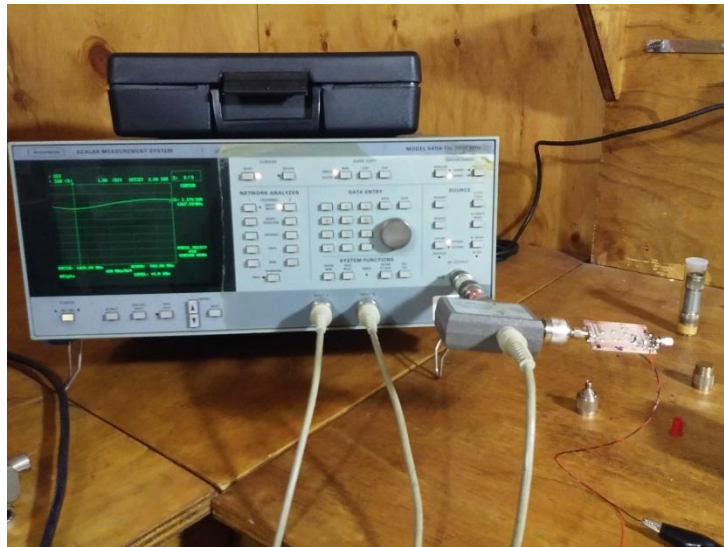


Figura N°5.5: Medición de Parámetros S.

Los resultados obtenidos de las mediciones se muestran a continuación:

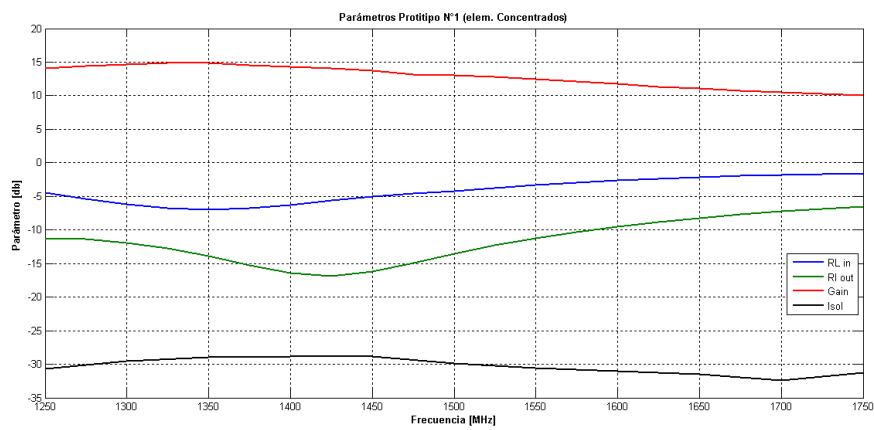


Figura N°5.6: Parámetros del Prototipo N° 1

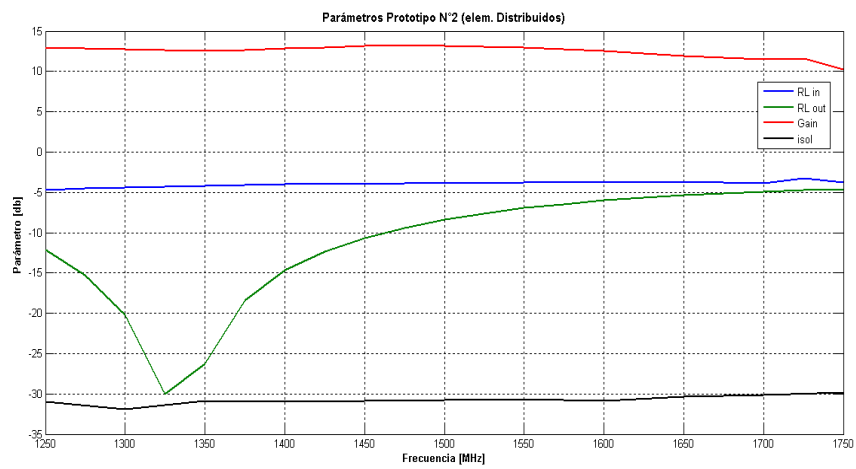


Figura N°5.7: Parámetros del Prototipo N° 2

La tabla N°5.2 muestra los parámetros medidos y simulados a la frecuencia central de 1420MHz.

Tabla N°5.2: Parámetros @ 1420MHz						
	VSWR in	RI in [db]	VSWR out	RI out [db]	Gain [db]	Isol. [db]
Prototipo N°1 Sim.	3,59	-4,97	1,37	-16,13	16,60	-30,00
Prototipo N°1 Med.	3,20	-5,62	1,36	-16,82	14,08	-28,88
Prototipo N°2 Sim.	3,49	-5,12	1,05	-32,25	14,70	-30,00
Prototipo N°2 Med.	4,42	-4,00	1,63	-12,39	13,00	-30,90

Se observó que el prototipo N°1 (elementos concentrados) fue el que mejor resultados obtuvo. Los parámetros medidos se ajustan a los resultados simulados. Si bien el prototipo N°2 no posee un comportamiento extremadamente malo y podrían realizarse mejoras, estas son mucho más complejas que en el prototipo N°1. El amplificador diseñado a partir de elementos concentrados posee menos componentes y permite fácilmente su optimización, en cambio el LNA de elementos distribuidos necesita ser construido nuevamente en cada modificación debido a que su comportamiento depende de las dimensiones físicas de las líneas de transmisión. Ya elegido el prototipo N°1 para realizarse las mejoras, vamos a encontrar diferentes problemas de diseño y realizar las modificaciones necesarias para mejorar su desempeño.

5.1.3. Medición de ancho de banda

El ancho de banda se determina verificando cual es el rango de frecuencias en el que el amplificador está adaptado considerando que la ganancia es plana. El LNA debido a su diseño, no posee buena adaptación a la entrada, por lo tanto, la adaptación de salida es la que fija el ancho de banda. Una buena adaptación necesita pérdidas de retorno mayores a 13db o Relación de onda estacionaria menor a 1.5. Según este criterio el ancho de banda del prototipo N°1 es de 150MHz, en el cual ganancia tiene variaciones menores a 1db. Se requerían 100 MHz de ancho de banda. Por lo tanto, concluimos que el prototipo cumple con el ancho de banda requerido.

5.1.4. Medición de Figura de Ruido

Para la medición de figura de ruido necesitamos que la adaptación de entrada sea la correcta. Por lo tanto, decidimos primero realizar la corrección del prototipo para mejorar al máximo la adaptación y luego realizaremos la medida de la figura de ruido. El método a utilizar para medir la figura de ruido se denomina **factor Y**, en el cual se mide la potencia a la salida del amplificador colocando a la entrada dos cargas a diferentes temperaturas de ruido. La diferencia de potencias de ruido a la salida brinda información sobre la figura de ruido del amplificador. Las dos cargas a diferentes temperaturas se pueden obtener de varias formas, una es teniendo una carga a temperatura ambiente y otra a temperatura más baja (por ejemplo, utilizando Nitrógeno para enfriarla). Otra es usar una fuente de ruido que simule a una carga a alta temperatura de ruido. Luego de tratar de mejorar el prototipo N°1 se definirá el esquema de medición de figura de ruido.

5.1.5. Mejora y Diseño final

Se volvió a simular el prototipo N°1 tratando de agregar todos los efectos que no tuvimos en cuenta en el primer diseño. Se agregaron inductancias a las vías que conducen al plano de tierra, las tolerancias en los resistores, inductores y capacitores, variaciones en el sustrato y en las dimensiones de las líneas. Ninguna de estas variaciones logro simular el desempeño del Amplificador construido. Otra modificación realizada fue cambiar el valor de los capacitores de adaptación tratando de mejorarla, pero no se tuvo éxito. Finalmente se modificaron los valores de la red de desacople de continua y se observó que cambiando de valor los capacitores de bloqueo de RF se modificaba la adaptación, indicando que la red de desacople de continua no era la adecuada y estaba afectando la red de adaptación. Realizando un análisis minucioso se llegó a la conclusión de que los inductores de bloqueo de RF (chokes) tenían frecuencias de resonancia cercanas a la frecuencia de trabajo, causando que su impedancia no sea suficientemente alta como para no afectar a las redes de adaptación. Se decidió cambiar los inductores por otros de menor inductancia, pero con SRF (frecuencia de resonancia serie) mucho mayor que la frecuencia de operación (Anexo N°1, coilcraft 0805HT), a su vez se modificó el ancho de las pistas de alimentación del transistor reduciéndolo a fin de que se comporten como inductores y compensen la reducción en el valor de los choques. Se cargaron los nuevos componentes al esquemático y se volvió a optimizar el circuito para obtener el mejor desempeño. Luego de construir el circuito nuevamente optimizado se observó que no se lograron optimizar los parámetros del amplificador. Y que muchas veces el modelo de simulación es mucho más sensible que los prototipos construidos. Debido a que cada nueva optimización implica volver a construir un nuevo prototipo, se decidió construir un nuevo prototipo N°1 ya que tiene un comportamiento aceptable.

Una vez construido el nuevo prototipo N°1, se le realizaron las mediciones de figura de Ruido. Se decidió utilizar el método del Factor Y utilizando un diodo de ruido calibrado y un receptor de laboratorio construido en el IAR como preamplificador. El esquema de medición se muestra en la figura N°5.8.

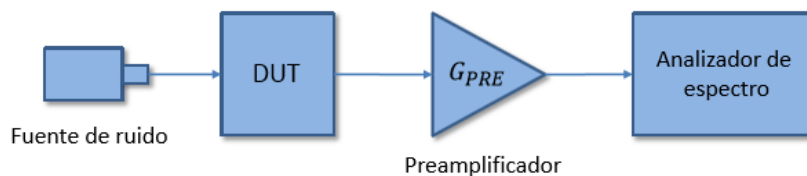


Figura N°5.8: Esquema de medición de figura de ruido.

EL diodo modelo MC7014 cuya hoja de datos se encuentra en el anexo A4, se utiliza como generador de ruido. Como preamplificador se utiliza el receptor radioastronómico con una Temperatura equivalente de 85°K. Utilizando la ecuación de la temperatura de ruido de una cadena de elementos y despreciando términos después del preamplificador debido a su alta ganancia (aproximadamente 80db) se obtiene que la temperatura de la cadena dispositivos bajo prueba (DUT) más preamplificador y analizador es:

$$T_{cadena} \cong T_{DUT} + \frac{T_{Preamp}}{G_{DUT}}$$

EL dispositivo bajo prueba es el LNA, despejando la temperatura del LNA se obtiene

$$T_{LNA} \cong T_{cadena} - \frac{T_{Preamp}}{G_{LNA}}$$

Al utilizar un receptor radioastronómico con baja figura de ruido las incertidumbres en la ganancia del LNA no son apreciables.

Para determinar la temperatura de la cadena se midió la potencia de salida con el Analizador de espectro cuando el diodo estaba apagado (Temperatura Fría) y con el diodo encendido (Temperatura Caliente). Los valores de potencia medidos se muestran en la tabla N°5.3. Se debe mencionar que la potencia medida es la potencia de ruido luego de ser filtrada por la cadena. El ancho de banda más pequeño en la cadena lo fija el preamplificador con un ancho de banda de 3db de 52MHz, debido a que el ancho de banda equivalente de ruido es mayor al de 3db podremos medir la figura de ruido en todo el ancho de banda del LNA. La relación del ancho de banda de 3db y el ancho de banda de ruido equivalente para un filtro de 1 polo es

$$BW_{eq} = \frac{\pi}{2} * BW_{3db}$$

El ancho de banda equivalente para el receptor es:

$$BW_{eq} = \frac{\pi}{2} * 52MHz \approx 82MHz$$

Que es menor al ancho de banda del amplificador por lo tanto se podrá realizar una correcta medición.

Tabla N°5.3: Medición de Potencia De salida			
		Diodo Apagado	Diodo Encendido
Medición N°1	Potencia de Salida [dbm]	-8,83	-2,85
Medición N°2	Potencia de Salida [dbm]	-8,79	-2,86
Medición N°3	Potencia de Salida [dbm]	-8,84	-2,92

En la sección N°3 se estudió el método del Factor Y para la medición de ruido, donde la temperatura de ruido se calculaba de la siguiente manera:

$$T_{cadena} = \frac{T_{Hot} - Y * T_{Cold}}{Y - 1}$$

Donde

$$Y = \frac{P_{sal-on}}{P_{sal-off}}$$

EL diodo calibrado posee $T_{Hot} = 1252^{\circ}K$ y $T_{off} = T_0 \approx 290^{\circ}K$, calculando el factor Y y la temperatura de la cadena se obtienen los valores de la tabla N°5.4

Tabla N°5.3: Cálculo de Temp. De ruido de la cadena		
	Y	Tcadena [°K]
Medición N°1	3,962	34,78
Medición N°2	3,917	39,79

Medición N°3	3,971	33,80
--------------	-------	-------

Calculando el promedio de las temperaturas se obtiene

$$T_{Cad-prom} = 37.12^{\circ}K$$

Desafectando la temperatura de ruido del preamplificador sabiendo que la ganancia del LNA es 14.08db se obtiene

$$T_{LNA} \cong T_{cadena} - \frac{T_{Preamp}}{G_{LNA}} = 37.12^{\circ}K - \frac{85^{\circ}K}{10^{\frac{14.08}{10}}} = 33,79^{\circ}K$$

Expresado en Figura de ruido a la temperatura de referencia de 290°K

$$F_{LNA} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{T_e}{T_0} \right)$$

$$F_{LNA} \approx 0.48db$$

Que esta 0.2 db por debajo del valor simulado. Esto se debe a las incertidumbres que se tiene en la medición. Con la ayuda de un programa para el cálculo de incertidumbres en la medición mediante el factor Y calcularemos las incertidumbres, el link del programa se encuentra en la sección de links. Primero cargamos todos los datos en el programa, la figura N°5.6 muestra el cuadro de dialogo con los resultados. Entre las fuentes de incertidumbre en la medición de figura ruido se encuentran:

- Desadaptaciones
- Errores en la medición de potencia
- Errores en la medición de ganancia
- Errores en la medición de parámetros S
- Incertidumbres en T_h y T_c

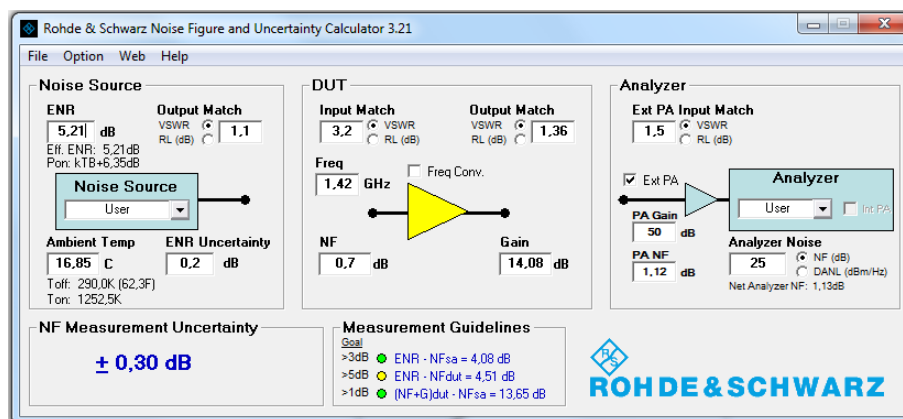


Figura N5.9: Cálculo de incertidumbre en la medición de figura de Ruido

La incertidumbre fue de:

$$\Delta_{NF} = \pm 0.3db$$

Por lo tanto la figura de ruido se sitúa en este rango

$$F_{lna} \pm \Delta_{NF} = (0.48 \pm 0.30)db$$

$$F_{lna-m\acute{a}x} = 0.79db$$

El valor simulado Fue de 0,7db, El cual está dentro de los valores posibles. Este resultado afirma que el amplificador cumple con los requerimientos para los que fue diseñado y puede concluirse el trabajo final. En trabajos futuros trataremos de mejorar esta incertidumbre en la medición.

6. Capítulo N°6

6.1. Conclusiones y Líneas Futuras

6.1.1. Conclusiones

A lo largo de este trabajo se realizó el diseño y construcción de 2 prototipos de amplificadores de bajo ruido. En uno de ellos se realizó la adaptación utilizando elementos concentrados, mientras que en el otro se utilizaron elementos distribuidos. Una vez construidos y realizadas las mediciones se comprobó que el prototipo de elementos concentrados posee un mejor desempeño.

A frecuencias elevadas, se tenía la idea de que los elementos distribuidos iban a tener un mejor desempeño, pero no fue así. Se concluyó que la causa de este comportamiento se debe a que los elementos distribuidos si bien basan su comportamiento en la teoría redes de alta frecuencia, en la práctica poseen muchos más efectos que no incluyen los modelos teóricos y causan efectos indeseados en el circuito. Determinar el comportamiento de estos elementos conlleva a realizar simulaciones y construcción de cada elemento de circuito antes de la integración al amplificador, lo que es inviable en este trabajo. En cambio al utilizar componentes concentrados con modelos de simulación permite incluir todos los efectos indeseados que poseen los elementos reales antes de realizar a la integración. Por lo tanto, mientras las frecuencias lo permitan la utilización de elementos concentrados es mejor, si no es así, se tendrán que emplear elementos distribuidos o técnicas de microelectrónica para reducir el tamaño de los elementos.

Otro aspecto a resaltar es la potencia del diseño asistido por computadora que nos permitió diseñar de manera rápida y sencilla los amplificadores. Pero se debe tener en cuenta que muchos de los modelos utilizados son ideales y poseen un rango de validez que debemos respetar.

También se demostró que la optimización es de gran ayuda en el diseño de amplificadores pero se debe tener en cuenta que muchas veces, los modelos teóricos simulados poseen mucha más sensibilidad a los cambios en los parámetros que los modelos construidos. Esto se demostró luego de varias optimizaciones que simulaban tener distintos desempeños pero en las mediciones no se veía reflejado.

Por último se debe mencionar que la medición de figura de ruido bajas tales como en el LNA son extremadamente complejas debido al gran número de incertidumbres presentes y que pueden llegar a hacer inviable la medición.

6.1.2. Líneas futuras

El comportamiento del amplificador final cumplió con los requerimientos de diseño pero si se quisiera ampliar el uso de este amplificador a otras áreas en algunos no sería posible. Muchos sistemas requieren menor figura de ruido, ancho de banda más grande, menor desadaptación, mayor potencia o mayor rango lineal. Como primera opción para extender el rango de utilización, se optaría por reemplazar las topologías de adaptación actuales por otras con mejor ancho de banda, para ello se deberían adquirir nuevos componentes de RF y verificar su comportamiento

El amplificador de bajo ruido diseñado, al estar en configuración para mínima figura de ruido, no es capaz de alcanzar ganancias elevadas, buena adaptación y gran ancho de banda.

Para solucionar estos problemas se utilizan técnicas de realimentación que si bien suben la figura de ruido, solucionan los problemas mencionados. Por lo tanto el diseño de un amplificador realimentado se podría contemplar en diseños futuros.

Con respecto a solucionar el problema de la desadaptación y el ancho de banda también se puede incursionar en el ámbito de los amplificadores balanceados los cuales a partir de dos LNA de figura de ruido bajas y mala adaptación, utilizando un acoplador en cuadratura pueden unirse para lograr compensar las desadaptaciones y aumentar el ancho de banda. La teoría de amplificadores balanceados se encuentra en la bibliografía en el ítem [10].

Si se desea mejorar la figura de ruido se podría realizar un diseño en base a tecnologías que permitan obtener mejores figuras de ruido. Como por ejemplo los Transistores FET de arseniuro de galio o fosfuro de indio que permiten obtener figuras del orden de 0.2db, además utilizando técnicas de enfriamiento criogénicas obtienen figuras de ruido del orden de 0.1db y aún menores. La desventaja es que su red de polarización e inestabilidad dificulta su implementación.

Por ultimo debemos mencionar que a medida que obtengamos figuras de ruido más bajas sería necesario la utilización de nuevas y precisas técnicas de medición de figura de ruido, como por ejemplo la medición de figura de ruido con el factor Y utilizando nitrógeno líquido a 77°K. Este tipo de técnica no puede ser aplicada al LNA diseñado por falta de tiempo y la dificultad para conseguir los elementos necesarios para implementarla.

7. Anexo A1: Características Transistor BFP640

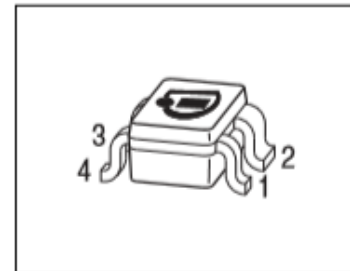


BFP640

Features

2 Features

- Linear low noise amplifier based on Infineon's reliable, high volume SiGe:C technology
- High linearity $OIP3 = 27.5 \text{ dBm @ } 5.5 \text{ GHz, } 3 \text{ V, } 25 \text{ mA}$
- High transition frequency $f_T = 42 \text{ GHz @ } 3 \text{ V, } 30 \text{ mA}$
- $NF_{\text{min}} = 0.85 \text{ dB @ } 3.5 \text{ GHz, } 3 \text{ V, } 6 \text{ mA}$
- Maximum power gain $G_{\text{ma}} = 18 \text{ dB @ } 3.5 \text{ GHz, } 3 \text{ V, } 25 \text{ mA}$
- Low power consumption, ideal for mobile applications
- Very common as GPS low noise amplifier, see respective application notes on Infineon internet page
- Easy to use Pb-free (RoHS compliant) and halogen-free standard package with visible leads
- Qualification report according to AEC-Q101 available



Applications

As Low Noise Amplifier (LNA) in

- Satellite communication systems: Navigation systems (GPS, Glonass), satellite radio (SDARs, DAB) and C-band LNB
- Mobile, portable and fixed connectivity applications: WLAN 802.11a/b/g/n/ac, WiMAX 2.5/3.5/5.5 GHz, UWB, Bluetooth
- Multimedia applications such as mobile/portable TV, CATV, FM Radio
- 3G/4G UMTS/LTE mobile phone applications
- ISM applications like RKE, AMR and Zigbee, as well as for emerging wireless applications

As discrete active mixer, amplifier in VCOs and buffer amplifier

Attention: ESD (Electrostatic discharge) sensitive device, observe handling precautions

Product Name	Package	Pin Configuration				Marking
BFP640	SOT343	1 = B	2 = E	3 = C	4 = E	R4s



BFP640

Electrical Characteristics

5 Electrical Characteristics

5.1 DC Characteristics

Table 5-1 DC Characteristics at $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Collector emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CEO}$	4.1	4.7	–	V	$I_C = 1\text{ mA}$, $I_B = 0$ Open base
Collector emitter leakage current	I_{CES}	–	1 1	400 ¹⁾ 40 ¹⁾	nA	$V_{CE} = 13\text{ V}$, $V_{BE} = 0$ $V_{CE} = 5\text{ V}$, $V_{BE} = 0$ E-B short circuited
Collector base leakage current	I_{CBO}	–	1	40 ¹⁾	nA	$V_{CB} = 5\text{ V}$, $I_E = 0$ Open emitter
Emitter base leakage current	I_{EBO}	–	1	40 ¹⁾	nA	$V_{EB} = 0.5\text{ V}$, $I_C = 0$ Open collector
DC current gain	h_{FE}	110	180	270		$V_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 30\text{ mA}$ Pulse measured

1) Maximum values not limited by the device but by the short cycle time of the 100% test

5.2 General AC Characteristics

Table 5-2 General AC Characteristics at $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Transition frequency	f_T	–	42	–	GHz	$V_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 30\text{ mA}$ $f = 2\text{ GHz}$
Collector base capacitance	C_{CB}	–	0.08	–	pF	$V_{CB} = 3\text{ V}$, $V_{BE} = 0$ $f = 1\text{ MHz}$ Emitter grounded
Collector emitter capacitance	C_{CE}	–	0.24	–	pF	$V_{CE} = 3\text{ V}$, $V_{BE} = 0$ $f = 1\text{ MHz}$ Base grounded
Emitter base capacitance	C_{EB}	–	0.51	–	pF	$V_{EB} = 0.5\text{ V}$, $V_{CB} = 0$ $f = 1\text{ MHz}$ Collector grounded



BFP640

Electrical Characteristics

Table 5-3 AC Characteristics, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $f = 0.45\text{ GHz}$

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Power Gain					dB	
Maximum power gain	G_{ms}	–	33	–		$I_C = 25\text{ mA}$
Transducer gain	$ S_{21} ^2$	–	31.5	–		$I_C = 25\text{ mA}$
Minimum Noise Figure					dB	
Minimum noise figure	NF_{min}	–	0.55	–		$I_C = 6\text{ mA}$
Associated gain	G_{ass}	–	26	–		$I_C = 6\text{ mA}$
Linearity					dBm	$Z_S = Z_L = 50\ \Omega$
1 dB compression point at output	OP_{1dB}	–	10.5	–		$I_C = 25\text{ mA}$
3rd order intercept point at output	$OIP3$	–	23.5	–		$I_C = 25\text{ mA}$

Table 5-4 AC Characteristics, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $f = 0.9\text{ GHz}$

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Power Gain					dB	
Maximum power gain	G_{ms}	–	29	–		$I_C = 25\text{ mA}$
Transducer gain	$ S_{21} ^2$	–	27.5	–		$I_C = 25\text{ mA}$
Minimum Noise Figure					dB	
Minimum noise figure	NF_{min}	–	0.6	–		$I_C = 6\text{ mA}$
Associated gain	G_{ass}	–	24	–		$I_C = 6\text{ mA}$
Linearity					dBm	$Z_S = Z_L = 50\ \Omega$
1 dB compression point at output	OP_{1dB}	–	12	–		$I_C = 25\text{ mA}$
3rd order intercept point at output	$OIP3$	–	25.5	–		$I_C = 25\text{ mA}$

Table 5-5 AC Characteristics, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $f = 1.5\text{ GHz}$

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Power Gain					dB	
Maximum power gain	G_{ms}	–	25.5	–		$I_C = 25\text{ mA}$
Transducer gain	$ S_{21} ^2$	–	23.5	–		$I_C = 25\text{ mA}$
Minimum Noise Figure					dB	
Minimum noise figure	NF_{min}	–	0.6	–		$I_C = 6\text{ mA}$
Associated gain	G_{ass}	–	21	–		$I_C = 6\text{ mA}$
Linearity					dBm	$Z_S = Z_L = 50\ \Omega$
1 dB compression point at output	OP_{1dB}	–	11.5	–		$I_C = 25\text{ mA}$
3rd order intercept point at output	$OIP3$	–	25.5	–		$I_C = 25\text{ mA}$

Estas hojas se extrajeron de la hoja de datos del transistor BFP640. Debido a su extensión solo se colocaron un resumen de las características. Para más información consultar la hoja de datos completa.

8. Anexo A2: Hoja de datos de Capacitores e Inductores

Characterization Sheet | Multilayer Ceramic Chip Capacitors

Application & Main Feature
Commercial Grade (Mid Voltage (100 to 530V))

Series
C1608 [EIA CC0603]

Dimensions
L 1.60mm +/-0.1mm
W 0.80mm +/-0.1mm
T 0.80mm +/-0.1mm
B 0.20mm Min.
G 0.30mm Min.

Temperature Characteristic
C0G (-55 to 125 degC 0+/-30ppm/degC)

Rated Voltage
2A (100Vdc)

Capacitance
2.2pF

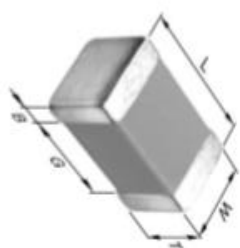
Capacitance Tolerance
C (+/-0.25pF)

Q Factor
444 Min.

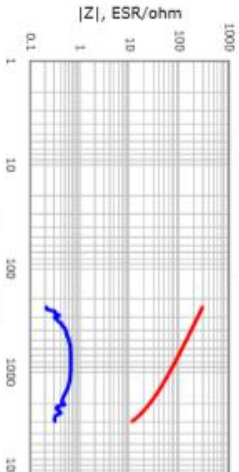
Insulation Resistance
10Gohm Min.

AEC-Q200
Not Applicable

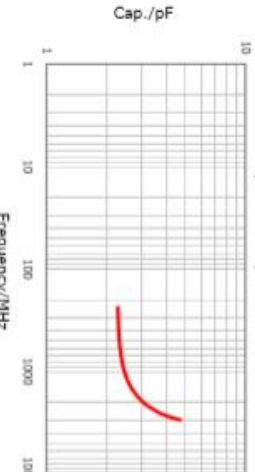
C1608C0G2A2R2C080AA
TDK Item Description : C1608C0G2A2R2CT****



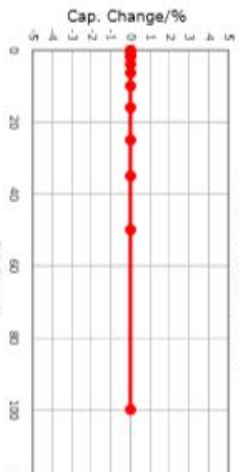
|Z|, ESR vs. Freq. Characteristics



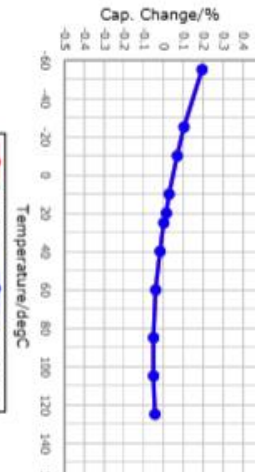
Cap. vs. Freq. Characteristic




DC Bias Characteristic



Temperature Characteristics





All specifications are subject to change without notice.

January 3, 2016

Accu-P®



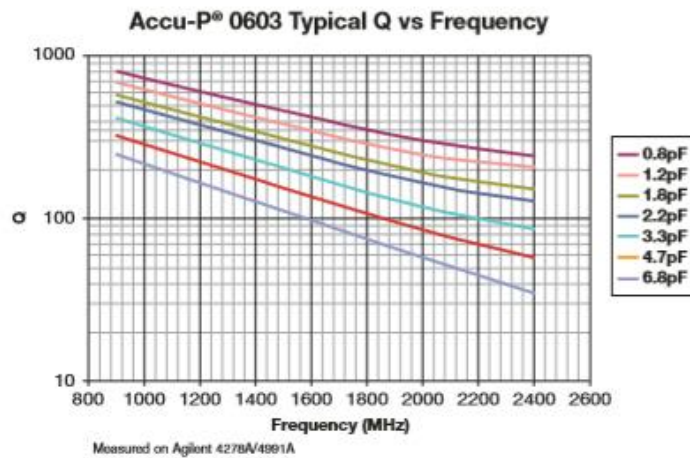
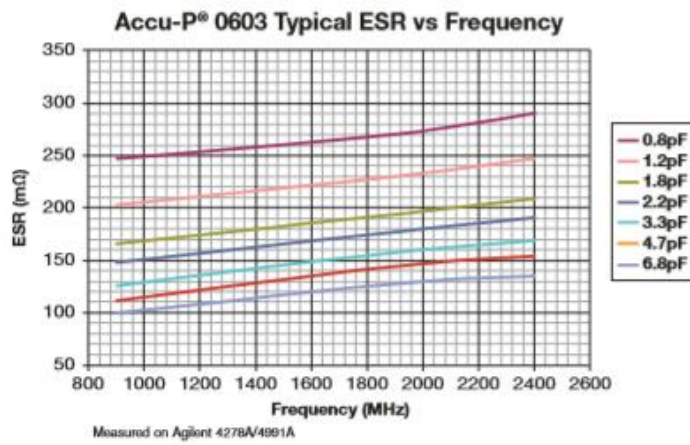
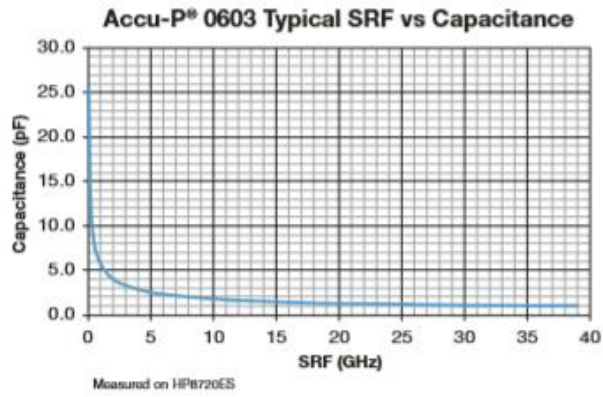
0603 Typical Electrical Tables

Capacitance @ 1MHz and Tolerance		Self Resonance Frequency (GHz) Typ.	Q Standard Value @ 1GHz		Frequency 900MHz			Frequency 1900MHz			Frequency 2400MHz		
C (pF)	Tol.		Typ.	Min.	C(ell) (pF) Typ.	Q Typ.	ESR (mOhm) Typ.	C(ell) (pF) Typ.	Q Typ.	ESR (mOhm) Typ.	C(ell) (pF) Typ.	Q Typ.	ESR (mOhm) Typ.
0.05	±0.02	25.6	1200	660	0.00	1333	945	0.00	556	832	0.00	397	880
0.1	±0.02	18.1	1156	636	0.00	1284	675	0.00	535	628	0.00	382	667
0.15	±0.02	14.8	1111	611	0.00	1235	555	0.00	514	533	0.00	367	567
0.2	±0.02	12.8	1067	587	0.00	1185	483	0.00	494	474	0.00	353	505
0.25	±0.02	11.4	1022	562	0.00	1136	433	0.00	473	433	0.00	338	462
0.3	±0.02	10.4	978	538	0.31	1086	397	0.32	453	402	0.32	323	430
0.35	±0.02	9.7	933	513	0.00	1037	368	0.00	432	378	0.00	309	404
0.4	±0.02	9.0	889	489	0.00	988	345	0.00	412	358	0.00	294	383
0.45	±0.02	8.5	844	464	0.00	938	326	0.00	391	341	0.00	279	365
0.5	±0.02	8.1	800	440	0.00	889	310	0.00	370	327	0.00	265	350
0.55	±0.02	7.7	788	434	0.00	875	296	0.00	363	315	0.00	261	337
0.6	±0.02	7.4	777	427	0.00	860	283	0.00	356	304	0.00	258	326
0.65	±0.02	7.1	765	421	0.00	846	273	0.00	348	294	0.00	255	315
0.7	±0.02	6.8	754	414	0.72	832	263	0.72	341	285	0.73	252	306
0.75	±0.02	6.6	742	408	0.00	817	254	0.00	334	277	0.00	248	298
0.8	±0.02	6.4	730	402	0.00	803	247	0.00	326	270	0.00	245	290
0.85	±0.02	6.2	719	395	0.00	789	239	0.00	319	264	0.00	242	283
0.9	±0.02	6.0	707	389	0.00	775	233	0.00	312	258	0.00	239	277
0.95	±0.02	5.9	696	383	0.00	760	227	0.00	304	252	0.00	235	271
1	±0.02	5.7	684	376	1.019	746	216	1.061	297	242	1.101	232	260
1.05	±0.02	5.6	667	367	1.076	731	213	1.126	290	239	1.171	226	256
1.1	±0.02	5.4	649	357	1.134	717	210	1.190	282	236	1.241	220	253
1.15	±0.02	5.3	632	347	1.192	702	206	1.254	275	233	1.311	214	250
1.2	±0.02	5.2	614	338	1.250	687	203	1.318	267	230	1.381	209	247
1.25	±0.02	5.1	605	333	1.307	677	200	1.382	262	227	1.451	203	244
1.3	±0.02	5.0	596	328	1.365	667	197	1.446	257	224	1.521	197	241
1.35	±0.02	4.9	587	323	1.423	658	194	1.511	252	221	1.591	191	238
1.4	±0.02	4.8	578	318	1.481	648	190	1.575	247	218	1.661	185	235
1.45	±0.02	4.8	569	313	1.538	638	187	1.639	242	215	1.731	179	232
1.5	±0.02	4.7	560	308	1.596	628	184	1.703	237	212	1.801	173	229
1.55	±0.02	4.6	551	303	1.645	620	181	1.760	233	209	1.866	170	226
1.6	±0.02	4.5	542	298	1.694	611	178	1.817	228	206	1.930	166	222
1.65	±0.02	4.5	534	293	1.743	603	175	1.874	224	203	1.995	163	219
1.7	±0.02	4.4	525	289	1.792	595	172	1.931	219	200	2.060	159	216
1.75	±0.02	4.3	516	284	1.841	587	169	1.988	215	197	2.124	156	213
1.8	±0.02	4.2	507	279	1.890	578	166	2.045	211	194	2.189	153	209
1.85	±0.02	4.2	498	274	1.939	570	163	2.102	206	191	2.253	149	206
1.9	±0.02	4.1	490	269	1.988	562	160	2.158	202	188	2.318	146	203
1.95	±0.02	4.1	481	264	2.037	553	157	2.215	197	185	2.383	142	199
2	±0.03	4.0	472	260	2.086	545	154	2.272	193	182	2.447	139	196
2.1	±0.03	3.9	462	254	2.190	535	151	2.402	187	180	2.604	134	193
2.2	±0.03	3.8	452	249	2.295	524	148	2.532	181	177	2.761	129	191
2.3	±0.03	3.8	442	243	2.400	514	145	2.662	175	175	2.917	124	188
2.4	±0.03	3.7	433	238	2.504	503	143	2.793	168	172	3.074	118	186
2.5	±0.03	3.6	423	232	2.609	493	140	2.923	162	170	3.230	113	183
2.6	±0.03	3.6	413	227	2.714	482	137	3.053	156	167	3.387	108	181
2.7	±0.03	3.5	403	222	2.818	472	134	3.183	150	165	3.543	103	178
2.8	±0.03	3.4	395	217	2.933	463	133	3.336	147	164	3.742	100	177
2.9	±0.03	3.4	388	213	3.047	453	131	3.489	144	162	3.940	97	175
3	±0.03	3.3	380	209	3.162	444	130	3.642	140	161	4.139	95	174
3.1	±0.05	3.2	372	205	3.276	435	129	3.795	137	160	4.337	92	172
3.2	±0.05	3.2	365	201	3.391	425	127	3.947	134	159	4.536	89	171
3.3	±0.05	3.1	357	196	3.506	416	126	4.100	131	157	4.734	86	169
3.4	±0.05	3.1	349	192	3.620	407	125	4.253	128	156	4.933	84	168
3.5	±0.05	3.1	342	188	3.735	397	123	4.406	125	155	5.131	81	166
3.6	±0.05	3.0	334	184	3.849	388	122	4.559	121	154	5.330	78	165
3.7	±0.05	3.0	326	179	3.964	379	121	4.712	118	152	5.528	75	164
3.8	±0.05	3.0	318	175	4.078	369	119	4.865	115	151	5.727	73	162
3.9	±0.05	2.9	311	171	4.193	360	118	5.018	112	150	5.925	70	161



Accu-P®

High Frequency Characteristics





Chip Inductors – 0805HT (2012)

At just 0.035" high, these are one of our lowest profile surface mount inductors. Their wire wound ceramic design provides tight tolerances, exceptional Q and high SRF values.

Coilcraft **Designer's Kit C321** contains samples of all 5% parts shown as stocked. To order, contact Coilcraft or visit <http://order.coilcraft.com> to purchase on-line.

Part number ¹	Inductance ² (nH)	Percent tolerance ³	Q min ⁴	SRF min ⁵ (MHz)	DCR max ⁶ (Ohms)	I _{rms} ⁷ (mA)	Color Code
0805HT-1N8T_JL	1.8 @ 250 MHz	5	55 @ 1500 MHz	9400	0.030	800	Black
0805HT-2N0T_JL	2.0 @ 250 MHz	5	55 @ 1500 MHz	11500	0.018	800	Violet
0805HT-3N9T_JL	3.9 @ 250 MHz	5	50 @ 1000 MHz	6100	0.055	800	Brown
0805HT-4N3T_JL	4.3 @ 250 MHz	5	80 @ 1000 MHz	6364	0.030	800	White
0805HT-4N7T_JL	4.7 @ 250 MHz	5	50 @ 1000 MHz	5500	0.060	800	Red
0805HT-5N1T_JL	5.1 @ 250 MHz	5	45 @ 1000 MHz	6100	0.069	800	Blue
0805HT-5N6T_JL	5.6 @ 250 MHz	5	45 @ 1000 MHz	5800	0.091	800	Gray
0805HT-6N8T_JL	6.8 @ 250 MHz	5	50 @ 1000 MHz	4800	0.080	800	Orange
0805HT-7N5T_JL	7.5 @ 250 MHz	5	47 @ 1000 MHz	4600	0.082	800	Black
0805HT-8N2T_JL	8.2 @ 250 MHz	5	50 @ 1000 MHz	4800	0.080	800	Yellow
0805HT-9N1T_JL	9.1 @ 250 MHz	5	54 @ 1000 MHz	3900	0.105	800	Red
0805HT-10NT_L	10 @ 250 MHz	5,2	55 @ 750 MHz	3300	0.080	800	Green
0805HT-12NT_L	12 @ 250 MHz	5,2	55 @ 750 MHz	3800	0.10	800	Blue
0805HT-15NT_L	15 @ 250 MHz	5,2	50 @ 500 MHz	2950	0.10	800	Violet
0805HT-18NT_L	18 @ 250 MHz	5,2	50 @ 500 MHz	3100	0.13	800	Gray
0805HT-20NT_L	20 @ 250 MHz	5,2	50 @ 500 MHz	2700	0.17	800	Yellow
0805HT-22NT_L	22 @ 250 MHz	5,2	50 @ 500 MHz	2900	0.15	800	White
0805HT-27NT_L	27 @ 250 MHz	5,2	50 @ 500 MHz	2450	0.19	700	Black
0805HT-33NT_L	33 @ 250 MHz	5,2	55 @ 500 MHz	2350	0.19	600	Brown
0805HT-39NT_L	39 @ 250 MHz	5,2,1	55 @ 500 MHz	2200	0.27	600	Red
0805HT-47NT_L	47 @ 200 MHz	5,2,1	50 @ 500 MHz	2000	0.30	600	Orange
0805HT-56NT_L	56 @ 200 MHz	5,2,1	50 @ 500 MHz	1850	0.39	500	Yellow
0805HT-68NT_L	68 @ 200 MHz	5,2,1	50 @ 500 MHz	1500	0.40	500	Green
0805HT-82NT_L	82 @ 150 MHz	5,2,1	50 @ 500 MHz	1500	0.44	500	Blue
0805HT-R10T_L	100 @ 150 MHz	5,2	50 @ 500 MHz	1200	0.64	400	Violet
0805HT-R12T_L	120 @ 150 MHz	5,2	40 @ 250 MHz	1150	0.68	300	Gray
0805HT-R15T_L	150 @ 150 MHz	5,2	40 @ 250 MHz	1050	0.80	300	White
0805HT-R18T_L	180 @ 150 MHz	5,2	40 @ 250 MHz	830	0.86	300	Black
0805HT-R22T_L	220 @ 150 MHz	5,2	39 @ 150 MHz	820	1.29	200	Orange
0805HT-R27T_L	270 @ 150 MHz	5,2	33 @ 150 MHz	790	1.40	200	Yellow
0805HT-R33T_L	330 @ 150 MHz	5,2	32 @ 150 MHz	730	1.93	200	Green
0805HT-R39T_L	390 @ 100 MHz	5,2	30 @ 150 MHz	675	2.80	200	Blue
0805HT-R47T_L	470 @ 100 MHz	5,2	30 @ 150 MHz	610	3.10	200	Violet
0805HT-R50T_L	500 @ 50 MHz	5,2	20 @ 50 MHz	585	3.20	200	Gray

1. When ordering, specify tolerance, termination and packaging codes:

0805HT-R22TGLC

Termination: L = RoHS compliant silver-palladium-platinum-glass frit.
E = Halogen free component, RoHS compliant silver-palladium-platinum-glass frit terminations.
Special order: T = RoHS tin-silver-copper (95.5/4/0.5) or S = non-RoHS tin-lead (63/37).

Tolerance: F = 1% G = 2% J = 5%
(Table shows stock tolerances in bold.)

Packaging: C = 7" machine-ready reel, EIA-481 embossed plastic tape (2000 parts per full reel).

B = Less than full reel. In tape, but not machine ready. To have a leader and trailer added (\$25 charge), use code letter C instead.

D = 13" machine-ready reel, EIA-481 embossed plastic tape. Factory order only, not stocked (7500 parts per full reel).

2. Inductance measured using a Coilcraft SMD-A fixture in an Agilent/HP 4286A impedance analyzer with Coilcraft-provided correlation pieces.

3. Tolerances in bold are stocked for immediate shipment.

4. Q measured using an Agilent/HP 4291A with an Agilent/HP 16193 test fixture and on an Agilent/HP 8753D with a Coilcraft SMD-D test fixture.

5. SRF measured using an Agilent/HP 8720D network analyzer and a Coilcraft SMD-D test fixture.

6. DCR measured on a Cambridge Technology micro-ohmmeter and a Coilcraft CCF858 test fixture.

7. Current that causes a 15°C temperature rise from 25°C ambient. This information is for reference only and does not represent absolute maximum ratings.

8. Electrical specifications at 25°C.

Refer to Doc 362 "Soldering Surface Mount Components" before soldering.



www.coilcraft.com

US +1-847-639-6400 sales@coilcraft.com
UK +44-1236-730595 sales@coilcraft-europe.com
Taiwan +886-2-2264 3646 sales@coilcraft.com.tw
China +86-21-6218 8074 sales@coilcraft.com.cn
Singapore +65-6484 8412 sales@coilcraft.com.sg

Document 168-1 Revised 10/12/15

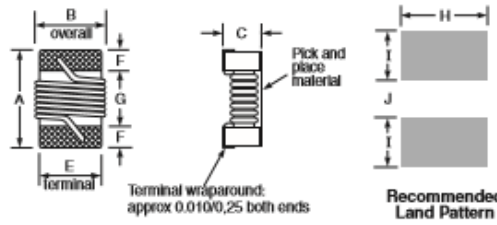
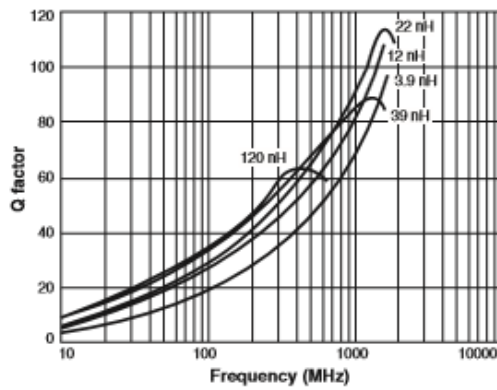
© Coilcraft Inc., 2015

This product may not be used in medical or high risk applications without prior Coilcraft approval. Specification subject to change without notice. Please check web site for latest information.



0805HT Series (2012)

Typical Q vs Frequency

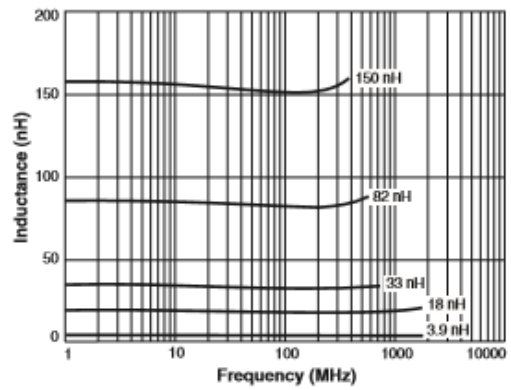


A	B	C	E	F	G	H	I	J	
max	max	max							Inches
0.085	0.060	0.035	0.050	0.017	0.045	0.070	0.040	0.030	
2,16	1,52	0,89	1,27	0,43	1,14	1,78	1,02	0,76	mm

Note: Height dimension (C) is before optional solder application. For maximum height dimension including solder, add 0.006 in / 0,152 mm.

S-Parameter files
ON OUR WEB SITE
SPICE models
ON OUR WEB SITE

Typical L vs Frequency



Designer's Kit C321 contains samples of all 5% tolerance parts
Core material Ceramic
Environmental RoHS compliant, halogen free optional
Terminations RoHS compliant silver-palladium-platinum-glass frit. Other terminations available at additional cost.
Weight 6.0 – 6.9 mg
Ambient temperature -40°C to +125°C with Irms current
Maximum part temperature +140°C (ambient + temp rise).
Storage temperature Component: -40°C to +140°C. Tape and reel packaging: -40°C to +80°C
Resistance to soldering heat Max three 40 second reflows at +260°C, parts cooled to room temperature between cycles
Temperature Coefficient of Inductance (TCL) +25 to +125 ppm/°C
Moisture Sensitivity Level (MSL) 1 (unlimited floor life at <30°C / 95% relative humidity)
Failures in Time (FIT) / Mean Time Between Failures (MTBF) One per billion hours / one billion hours, calculated per Telcordia SR-332
Packaging 2000/7" reel; 7500/13" reel; Plastic tape: 8 mm wide, 0.23 mm thick, 4 mm pocket spacing, 0.9 mm pocket depth
PCB washing Tested to MIL-STD-202 Method 215 plus an additional aqueous wash. See [Doc787_PCB_Washing.pdf](#).



US +1-847-639-6400 sales@coilcraft.com
UK +44-1236-730595 sales@coilcraft-europe.com
Taiwan +886-2-2264 3646 sales@coilcraft.com.tw
China +86-21-6218 8074 sales@coilcraft.com.cn
Singapore +65-6484 8412 sales@coilcraft.com.sg

COILCRAFT ACCURATE REPEATABLE PRECISION MEASUREMENTS TEST FIXTURES
SEE WEB SITE

Document 168-2 Revised 10/12/15

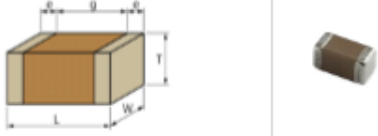
© Coilcraft Inc. 2015
 This product may not be used in medical or high-risk applications without prior Coilcraft approval. Specification subject to change without notice. Please check web site for latest information.

muRata Capacitor Data Sheet**GRM1885C1H101JA01#**

indicates a package specification code.



< List of part numbers with package codes >
GRM1885C1H101JA01D , GRM1885C1H101JA01J

Shape


L size	1.6 ±0.1mm
W size	0.8 ±0.1mm
T size	0.8 ±0.1mm
External terminal width e	0.2 to 0.5mm
Distance between external terminals g	0.5mm min.
Size code in inch(mm)	0603 (1608M)

References

Packaging	Specifications	Minimum quantity
D	φ 180mm Paper taping	4000
J	φ 330mm Paper taping	10000

Mass (typ.)	
1 piece	6.3mg
φ 180mm Reel	144g

Specifications

Capacitance	100pF ±5%
Rated voltage	50Vdc
Temperature characteristics (complied standard)	C0G(EIA)
Temperature coefficient	0±30ppm/°C
Temperature range of temperature characteristics	25 to 125°C
Operating temperature range	-55 to 125°C

1 of 2

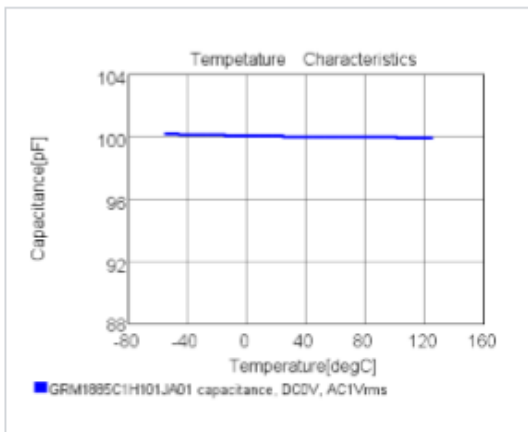
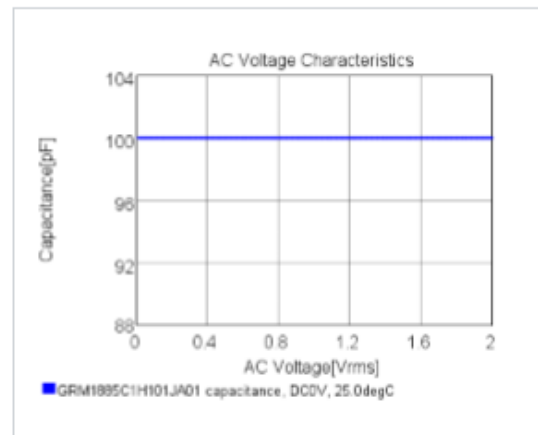
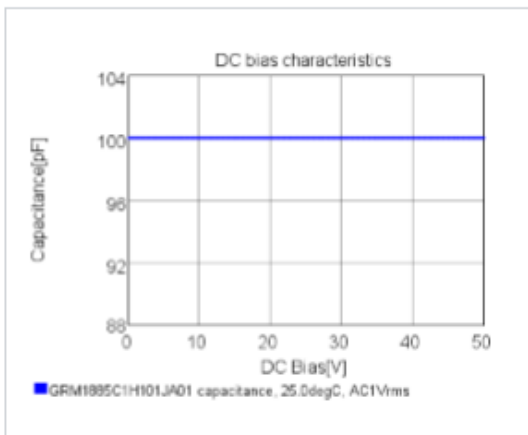
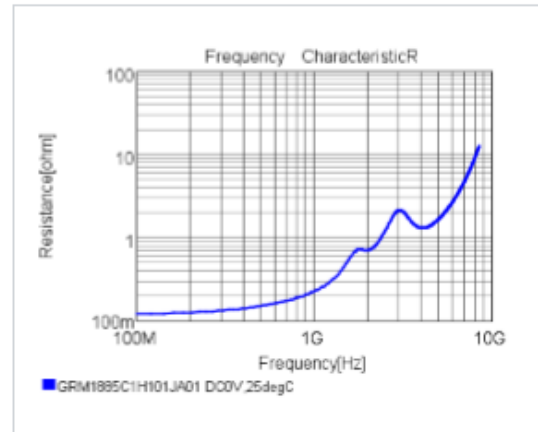
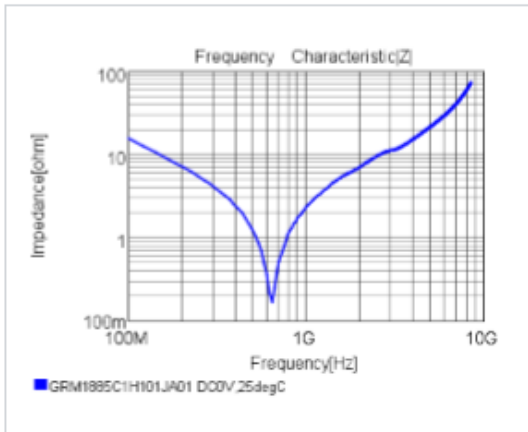
Attention

1. This datasheet is downloaded from the website of Murata Manufacturing Co., Ltd. Therefore, it's specifications are subject to change or our products in it may be discontinued without advance notice. Please check with our sales representatives or product engineers before ordering.
2. This datasheet has only typical specifications because there is no space for detailed specifications.
Therefore, please review our product specifications or consult the approval sheet for product specifications before ordering.

muRata Murata Manufacturing Co., Ltd.URL : <http://www.murata.com/>

Last updated: 2016/11/07

Chart of characteristic data (The charts below may show another part number which shares its characteristics.)



Attention

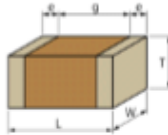

- 1.This datasheet is downloaded from the website of Murata Manufacturing Co., Ltd. Therefore, it's specifications are subject to change or our products in it may be discontinued without advance notice. Please check with our sales representatives or product engineers before ordering.
- 2.This datasheet has only typical specifications because there is no space for detailed specifications. Therefore, please review our product specifications or consult the approval sheet for product specifications before ordering.

muRata Capacitor Data Sheet**GRM1882C1H220JA01#**

indicates a package specification code.



<List of part numbers with package codes >
GRM1882C1H220JA01D , GRM1882C1H220JA01J

Shape



L size	1.6 ±0.1mm
W size	0.8 ±0.1mm
T size	0.8 ±0.1mm
External terminal width e	0.2 to 0.5mm
Distance between external terminals g	0.5mm min.
Size code in inch(mm)	0603 (1608M)

References

Packaging	Specifications	Minimum quantity
D	φ 180mm Paper taping	4000
J	φ 330mm Paper taping	10000

Mass (typ.)	
1 piece	6.3mg
φ 180mm Reel	144g

Specifications

Capacitance	22pF ±5%
Rated voltage	50Vdc
Temperature characteristics (complied standard)	CH(JIS)
Temperature coefficient	0±60ppm/°C
Temperature range of temperature characteristics	20 to 125°C
Operating temperature range	-55 to 125°C

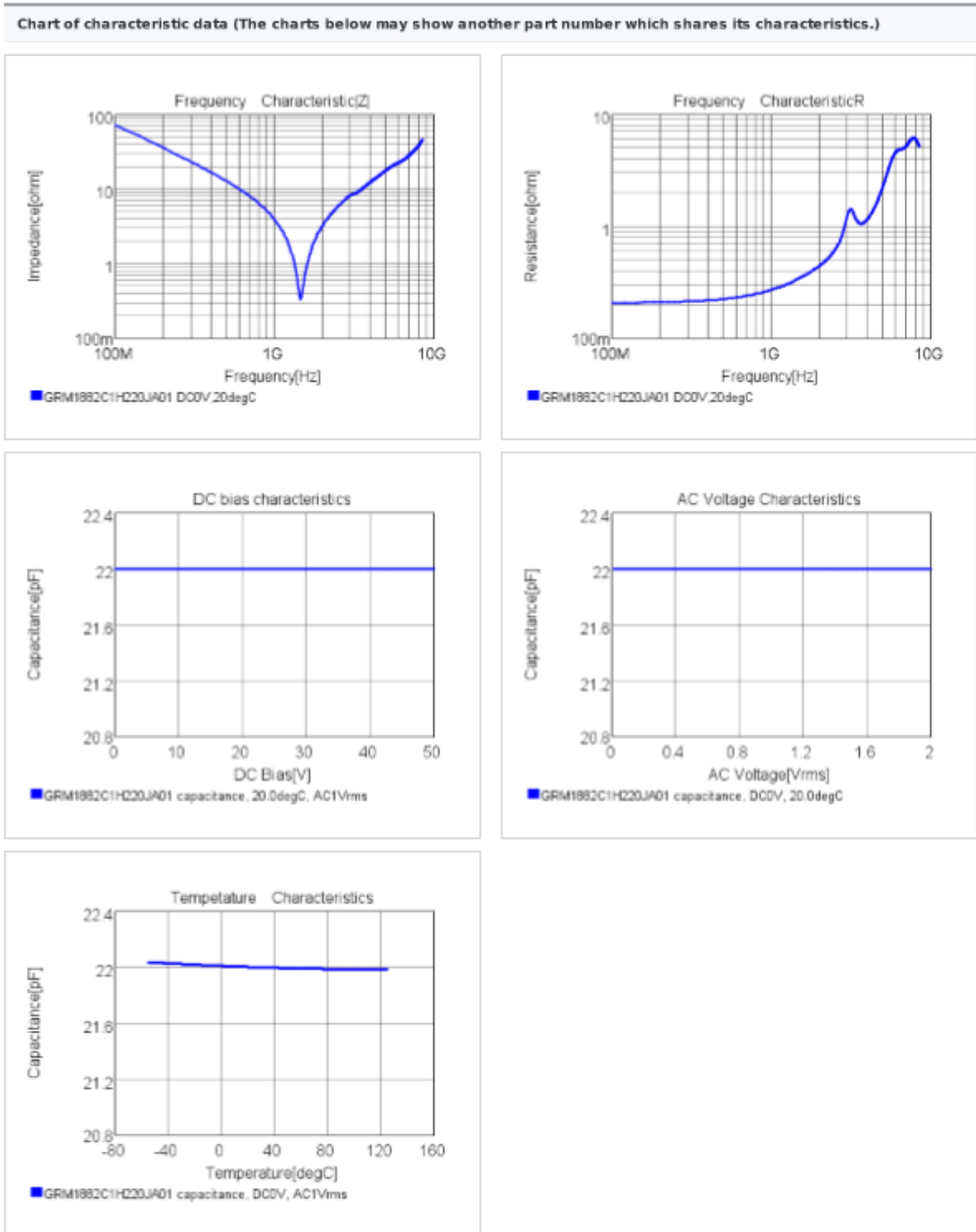
1 of 2

Attention

- 1.This datasheet is downloaded from the website of Murata Manufacturing Co., Ltd. Therefore, it's specifications are subject to change or our products in it may be discontinued without advance notice. Please check with our sales representatives or product engineers before ordering.
- 2.This datasheet has only typical specifications because there is no space for detailed specifications. Therefore, please review our product specifications or consult the approval sheet for product specifications before ordering.

muRata Murata Manufacturing Co., Ltd.URL : <http://www.murata.com/>

Last updated: 2016/11/07



2 of 2

Attention

1. This datasheet is downloaded from the website of Murata Manufacturing Co., Ltd. Therefore, it's specifications are subject to change or our products in it may be discontinued without advance notice. Please check with our sales representatives or product engineers before ordering.
2. This datasheet has only typical specifications because there is no space for detailed specifications. Therefore, please review our product specifications or consult the approval sheet for product specifications before ordering.

9. Anexo A3: Hoja de Datos del Sustrato



RT/duroid® 6006/6010LM High Frequency Laminates



RT/duroid® 6006/6010LM microwave laminates are ceramic-PTFE composites designed for electronic and microwave circuit applications requiring a high dielectric constant. RT/duroid 6006 laminate is available with a dielectric constant value of 6.15 and RT/duroid 6010LM laminate has a dielectric constant of 10.2.

RT/duroid 6006/6010LM microwave laminates feature ease of fabrication and stability in use. They have tight dielectric constant and thickness control, low moisture absorption, and good thermal mechanical stability.

RT/duroid 6006/6010LM laminates are supplied clad both sides with 1/2 oz. to 2 oz./ft² (18 to 70 µm) standard and reverse treated electrodeposited copper foil. Thick aluminum, brass, or copper plate on one side may be specified.

Standard tolerance dielectric thicknesses of 0.010", 0.025", 0.050", 0.075", and 0.100" (0.254, 0.635, 1.270, 1.905, 2.54 mm) are available. When ordering RT/duroid 6006 and RT/duroid 6010LM laminates, it is important to specify dielectric thickness and weight of copper foil required.

Data Sheet



Features and benefits:

- High dielectric constant for circuit size reduction
- Low loss. Ideal for operating at X-band or below
- Low Z-axis expansion for RT/duroid 6010LM. Provides reliable plated through holes in multilayer boards
- Low moisture absorption for RT/duroid 6010LM. Reduces effects of moisture on electrical loss
- Tight ϵ_r and thickness control for repeatable circuit performance

Some Typical Applications:

- Patch Antennas
- Satellite Communications Systems
- Power Amplifiers
- Aircraft Collision Avoidance Systems
- Ground Radar Warning Systems

PROPERTY	TYPICAL VALUES		DIRECTION	UNITS	CONDITIONS	TEST METHOD
	RT/duroid 6006	RT/duroid 6010.2LM				
[2] Dielectric Constant ϵ_r , Process	6.15 ± 0.15	10.2 ± 0.25	Z		10 GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped stripline
[3] Dielectric Constant ϵ_r , Design	6.45	10.7	Z		8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, tan δ	0.0027	0.0023	Z		10 GHz/A	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	-410	-425	Z	ppm/°C	-50 to 170°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Surface Resistivity	7X10 ⁷	5X10 ⁶		Mohm	A	IPC 2.5.17.1
Volume Resistivity	2X10 ⁷	5X10 ⁶		Mohm-cm	A	IPC 2.5.17.1
Youngs' Modulus						
under tension	627 (91) 517 (75)	931 (135) 559 (81)	X Y	MPa (kpsi)	A	ASTM D638 (0.1/min. strain rate)
ultimate stress	20 (2.8) 17 (2.5)	17 (2.4) 13 (1.9)	X Y	MPa (kpsi)	A	
ultimate strain	12 to 13 4 to 6	9 to 15 7 to 14	X Y	%	A	
Youngs' Modulus						
under compression	1069 (155)	2144 (311)	Z	MPa (kpsi)	A	ASTM D695 (0.05/min. strain rate)
ultimate stress	54 (7.9)	47 (6.9)	Z	MPa (kpsi)	A	
ultimate strain	33	25	Z	%		
Flexural Modulus						
	2634 (382) 1951 (283)	4364 (633) 3751 (544)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D790
ultimate stress	38 (5.5)	36 (5.2) 32 (4.4)	X Y	MPa (kpsi)	A	
Deformation under load	0.33 2.10	0.26 1.37	Z Z	%	24 hr/ 50°C/ 7MPa 24 hr/ 150°C/ 7 MPa	ASTM D261
Moisture Absorption	0.05	0.01		%	D48/50°C, 0.050" (1.27mm) thick	IPC-TM-650, 2.6.2.1
Density	2.7	3.1		g/cm ³		ASTM D792
Thermal Conductivity	0.49	0.86		W/m ² K	80°C	ASTM C518
Thermal Expansion	47 34, 117	24 24, 47	X Y, Z	ppm/°C	0 to 100°C	ASTM 3386 (5K/min)
Td	500	500		°C TGA		ASTM D3850
Specific Heat	0.97 (0.231)	1.00 (0.239)		J/g/K (BTU/lb/°F)		Calculated
Copper Peel	14.3 (2.5)	12.3 (2.1)		pli (N/mm)	after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability Rating	V-0	V-0				UL94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

[1] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.

[2] Dielectric constant is based on .025 dielectric thickness, one ounce electrodeposited copper on two sides.

[3] The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation.

Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com/Vcom>.

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

STANDARD THICKNESS	STANDARD PANEL SIZE	STANDARD COPPER CLADDING
0.005" (0.127mm)	10" X 10" (254 X 254mm)	½ oz. (18 µm), 1 oz. (35µm), 2 oz. (70µm) electrodeposited & reverse treated EDC copper foil.
0.010" (0.254mm)	10" X 20" (254 X 508mm)	
0.025" (0.635mm)	*20" X 20" (508 X 508mm) - non-standard	Heavy metal claddings are available, based on dielectric thickness. Contact Rogers' Customer Service.
0.050" (1.27mm)	18" X 12" (457 X 305 mm)	
0.075" (1.90mm)	*18" X 24" (457 X 610 mm) - non-standard	
0.100" (2.50mm)	(*note: the above 2 panel sizes are available in >0.025" only)	
Non-standard thicknesses available		

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.


These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

RT/duroid and the Rogers' logo are licensed trademarks of Rogers Corporation.


©2015 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved.

Revised 1111 040915 Publication #92-105

10. Anexo A4: hoja de datos diodo de ruido



SOLID STATE NOISE SOURCES



ULTRA-STABLE 1.0MHZ to 35.0GHZ

ELECTRICAL RATINGS:

Operating Temperature: -55 to +100°C
 Storage Temperature: -70 to +150°C
 Temperature Sensitivity: $\leq 0.01 \text{ dB}/^\circ\text{C}$
 Voltage Sensitivity: 0.01 dB/% $\Delta</math>
 Current Sensitivity: <math>< 1.0 \text{ a second}</math>
 Switching Speed: 1.0 Watt CW
 Maximum Incident Power: 1.0 Watt CW$

FEATURES:

- Long Term Stability
- Extreme Temperature Stability
- Modest Power Requirements
- Fast Switching Capability
- Withstands High Incident Power
- No Dampening Spike Leakage

APPLICATIONS:

- Automatic Noise Figure Measurements
- Communications Receiver Measurements
- Laboratory Research
- Production Testing
- Radar Receiver Measurements
- Radioisotope Reference Sources

Solid-state noise sources are available with excess noise ratios of 15 dB, as direct replacements for argon tube noise sources. Excess noise ratios of 35 dB are available for the flexibility of being able to be coupled into front ends thru directional couplers. Signal generators for replacement noise sources are available with outputs of -72 dBm/MHz. The noise output is a function of the diode current. For maximum stability with time and temperature, the noise sources should be operated from a constant current source (i.e., apply a constant current such that the voltage at the DC terminals of the noise source is +28 volts DC @ 25°C). A comprehensive listing of the Solid State Noise Sources available from MSFC appears in the following table.

MODEL	FREQ. RANGE	ENR dB	FLATNESS dB	POWER REQ TYPICAL	FREQ./ UNITED S & B	BODY STYLE
MC 200	1 MHz to 500 MHz	42 dB	-1.5 dB	+24V, 1mA	—	A
MC 301	1 MHz to 500 MHz	42 dB	+1.5 dB	+12V, 1mA	—	A
MC 1000	10 MHz to 1.5 GHz	35 dB	-0.5 dB	+28V, 6mA	—	B
MC 1000M	10 MHz to 1.5 GHz	35 dB	-0.5 dB	+28V, 6mA	—	C
MC 1100	10 MHz to 1.5 GHz	15.5 dB	-0.5 dB	+28V, 6mA	1.2:1	E
MC 1040	10 MHz to 4.0 GHz	15.5 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	—	E
MC 5072	1.0 GHz to 2.0 GHz	30 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	—	C-B
MC 5074	2.0 GHz to 4.0 GHz	30 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	—	C-B
MC 5048	4.0 GHz to 8.0 GHz	30 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	—	C-B
MC 5812	8.0 GHz to 12.4 GHz	30 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	—	C-B
MC 5121B	12.4 GHz to 18.0 GHz	30 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	—	C
MC 5112	1.0 GHz to 12.4 GHz	15.5 dB	+0.5 dB	+28V, 12mA	1.3:1	E
MC 5112P	1.0 GHz to 12.4 GHz	15.5 dB	+0.5 dB	+28V, 12mA	—	E
MC 5118	1.0 GHz to 18.0 GHz	25 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	—	D
MC 5118P	1.0 GHz to 18.0 GHz	15.5 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	1.3:1	D
MC 5001B	5 MHz to 18.0 GHz	25.0 dB	-0.75 dB	+28V, 12mA	—	D
MC 5001BP	5 MHz to 18.0 GHz	15.5 dB	-0.75 dB	+28V, 12mA	—	D
MC 601A	ADAPTOR FOR HP 340B AUTO NOISE FIGURE METER	—	—	—	—	—
MC 5041W	3.95 GHz to 5.85 GHz	15.5 dB	+0.5 dB	+28V, 12mA	1.2:1	—
MC 5080W	5.85 GHz to 8.20 GHz	15.5 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	1.2:1	—
MC 5812W	8.20 GHz to 12.4 GHz	15.5 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	1.2:1	—
MC 5121BW	12.4 GHz to 18.0 GHz	15.0 dB	-0.5 dB	+28V, 12mA	1.2:1	—
MC 7200W	19.7 GHz to 20.3 GHz	28.0 dB	+0.6 dB	+28V, 12mA	—	—
MC 7300W	29.7 GHz to 30.3 GHz	18.0 dB	-0.6 dB	+28V, 12mA	—	—
MC 7350W	34.7 GHz to 35.3 GHz	18.0 dB	-0.6 dB	+28V, 12mA	—	—
MC 601A	ADAPTOR FOR HP 340B AUTO NOISE FIGURE METER	—	—	—	—	—

11. Bibliografía

- [1] *A low noise 4GHz Transistor amplifier using the HXTR-6101 Silicon Bipolar Transistor*, Hewlett Packard Application note AN967
- [2] *A low noise amplifier (LNA) for 1575MHz Global Positioning Satellite (GPS) Applications using the Silicon-Germanium BFP640 Transistor*. Rev. B, Infineon Application Note AN121,8 Diciembre 2009
- [3] Andrei Grebennikov: *RF and Microwave Power Amplifier Design* , Ed. McGraw-Hill Comp, 2004.
- [4] Christopher Williams: *Microwave Detection of Cosmic Ray Air Showers at the Pierre Auger Observatory*, an R&D Effort,2011.
- [5] Christopher Bowick: *RF Circuit Design*, Ed. Newnes, 1986.
- [6] David M. Pozar: *Microwave Engineering*, Ed. John Wiley & Sons, 2012.
- [7] David M. Pozar: *Microwave And RF Wireless Systems*, Ed. John Wiley .& Sons,2001
- [8] Fawwaz Tayssir Ulaby, Richard K. Moore, Adrian K. Fung: *Microwave Remote Sensing*, Ed. Addison-Wesley, 1986
- [9] G. Evans, C.W. Mcleish: *RF Radiometer Handbook*, Ed Artech House, INC. ,1976.
- [10] Guillermo Gonzalez: *Microwave Transistor Amplifier, Design And Analysis*, Ed. Prentice Hall, 1997.
- [11] H.A. Haus: *Representation of noise in linear Twoports*, IRE , 1960
- [12] Inder Bahl: *Lumped elements for Rf and Microwave Circuits*,Ed Artech House, INC.,2003
- [13] Jean-Luque Gautier: *Design of microwave active devices*, Ed. John Wiley .& Sons ,2014
- [14] John D. Kraus: *Radio Astronomy*, Ed. Cygnus-Quasar Books, 1986
- [15] J. A. Bava, A. J. Sanz: *Técnicas de Diseño de Amplificadores En Microondas*, Ed. C.E.I.L.P, 1999.
- [16] *Low Noise Amplifier (LNA) for 2.3 - 2.5 GHz Applications using the SiGe BFP640 Transistor*, Infineon Application Note AN135,8 December 2009
- [17] Mike Garrett: *Radio Astronomy Course*, 2013.
- [18] Neils Skou: *Microwave Radiometer Systems, Design and Analysis*, Ed. Artech House , INC. , 1989.
- [19] *Notes on Choke Network Design*, AvanteK Application note AN-A001, Junio 1986
- [20] H.A. Haus: *Representation of noise in linear Twoports*, IRE , 1960

[21] Ken Payne: *Practical RF amplifier Design using the Available Gain Procedure and the Advanced Design System EM/Circuit Co-Simulation Capability*, Agilent Technologies, 25 Junio 2009

[22] W. R. Atkinson G. M. Branch W. B. Davenport, Jr. H. A. HAUS, Chairman W. H. Fonger W. A. Harris S. W. Harrison W. W. McLeod E. K. Stodola T. E. Talpey, *Representation of noise in linear Twopors*, IRE, 1960

Links:

Hoja de datos del transistor BFP640: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BFP640-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=db3a30431400ef6801142747c1a1071d

Hoja de datos del sustrato RT/Duroid 6006:
<https://www.rogerscorp.com/documents/612/acs/RT-duroid-6006-6010LM-laminate-data-sheet.pdf>

Hoja de datos inductores Coilcraft 0805HT:
<http://www.coilcraft.com/pdfs/0805ht.pdf>

Manual Usuario Wiltron 54xxA Scallar Network Analyzer:
http://www.nousnexus.com/Manuals/Wiltron_54XXA_Scallar_Network_Analyzer_Operations_Manual.pdf