

Universidad Don Bosco.

Facultad de Ingeniería.



Proyecto de trabajo de graduación para optar por el grado de
Ingeniero en Telecomunicaciones.

**“Diseño e implementación de un amplificador de pequeña señal y de
banda ancha para 1.1 GHz”.**

Presentado por:

Edward Alfonso Arévalo Monge.

Asesor:

Ing. Oscar Wenceslao Rivas.

Lector:

Ing. Soraya Marcela Corleto

Soyapango, Julio de 2008.

Universidad Don Bosco.

Facultad de Ingeniería.



Rector:

Ing. Federico Miguel Huguet Rivera.

Vicerrector académico:

Pbro. Víctor Bermúdez Y.

Secretario general:

Ing. Xiomara Martínez.

Decano de la facultad de ingeniería:

Ing. Ernesto Godofredo Girón.

Julio 2008

El Salvador – Centroamérica.

Universidad Don Bosco.

Facultad de Ingeniería.



Proyecto de trabajo de graduación para optar por el grado de
Ingeniero en Telecomunicaciones.

**“Diseño e implementación de un amplificador de pequeña señal y de
banda ancha para 1.1 GHz”.**

Asesor:

Lector:

Ing. Oscar Wenceslao Rivas.

Ing. Soraya Marcela Corleto.

Soyapango, Julio de 2008.

CONTENIDO

Objetivos.....	i
Alcances.....	i
Limitantes.....	i
Introducción.....	ii
1. Marco teórico.....	1
1.1. Modelado de elementos electrónicos.....	1
1.1.1. Los cables.....	1
1.1.2. Las resistencias	2
1.1.3. Los condensadores.....	2
1.1.4. Los inductores.....	3
1.2. Líneas de transmisión	3
1.2.1. línea de transmisión modelada	3
1.2.2. Microstrips.....	4
1.3. Parámetros S.....	4
1.4. La Carta de Smith.....	5
2. Diseño del amplificador.....	7
2.1. Elección del transistor.....	8
2.2. Elección del punto de trabajo.....	8
2.3. Estabilización del transistor.....	13
2.3.1. Efectos de las vías a tierra en la polarización.....	15
2.4. Estabilización del transistor con microstrips.....	18
2.5. Diseño del circuito de polarización.....	21
2.6. Acople de impedancia con elementos ideales.....	28
2.7. Acople de impedancia con microstrips.....	33
2.8. Diseño final.....	35
3. Análisis de resultados.....	39
3.1. Circuito pasivo.....	40
3.2. Amplificador de banda ancha.....	42
4. Conclusiones.....	44
5. Recomendaciones.....	45
Bibliografía y fuentes de información.....	46

AGRADECIMIENTOS:

Agradezco primeramente a Dios Todopoderoso y a Nuestra Madre la Virgen María, por darme la sabiduría y fuerzas. Y por haber permitido lograr terminar mis estudios satisfactoriamente.

También especiales agradecimientos a mis tíos, María Juventina Monge y José Carmen Zetino (de grata recordación), por haberme apadrinado mis estudios y haber creído en Mi.

Y no olvidándome de mis padres María Aura Monge y Alfonso Arévalo, que siempre fueron de apoyo en los momentos más difíciles de mi carrera, así como mis hermanos Ivette, Melvin y Roxana, los cuales a su manera me brindan su ayuda.

No menos importante agradezco a mis profesores de la UDB los cuales transmitieron sus conocimientos en cada una de las cátedras, y que hoy puedo poner en práctica en mi desempeño profesional.

DEDICATORIA

Dedico mi tesis y por consiguiente mi título de Ing. en Telecomunicaciones a la memoria de mi tío: el Ing. José Carmen Zetino. El no se ha ido del todo, por que su esfuerzo dio frutos.

OBJETIVOS, ALCANCES Y LIMITACIONES

Objetivos

Diseñar e implementar un amplificador de pequeña señal de una etapa para 1.1GHz.

Alcances

El amplificador tendrá:

- Ancho de banda mínimo de 0.1 GHz.
- Con ganancia de 10 dB.
- Se implementara el diseño de acuerdo a los resultados obtenidos en la simulación.

Limitaciones

- La evaluación del funcionamiento del amplificador se hará acorde a la disponibilidad de componentes, debidamente comprobados.
- La implementación dependerá de los elementos encontrados en el mercado.
- Los equipos periféricos necesarios para la comprobación del funcionamiento (osciloscopios, generadores, analizador de espectros, etc.) no será responsabilidad del estudiante sino de la universidad.

INTRODUCCIÓN

Este proyecto trata del diseño de un amplificador de banda ancha así como de la descripción de los pasos necesarios para realizarlo. Entre los cuales tenemos la estabilización del transistor y el diseño de la red de acople. Para esto se consideran datos muy importantes como lo son los parámetros S, los cuales proporcionan una descripción fidedigna del comportamiento real de los dispositivos a determinadas frecuencias. Como herramienta clave se utilizó un software especializado en el diseño de sistemas de alta frecuencia como lo es el Microwave Office 2006®.

El diseño ha comprendido varias etapas: se eligió un transistor apropiado; se eligió un punto de trabajo adecuado; se diseñó la red de polarización; se consiguió estabilizar el transistor; se diseñaron las redes de adaptación de entrada y salida para cumplir los objetivos deseados; se desacopló la señal de RF de la tensión continua de polarización.

Después de elegir el transistor lo siguiente fue determinar cual de las polarizaciones del mismo proporcionaba mejor ganancia y estabilidad. Seguido se realizó un análisis de estabilidad para que el amplificador fuese incondicionalmente estable. Una vez estabilizado el transistor se realizó la red de desacople de alimentación. En el diseño se hace uso de microstrips para la red de desacople ya que ésta proporciona condiciones mucho más cercanas a las ideales que los elementos pasivos. En cuanto a la red de acople de entrada y salida, ésta se diseñó inicialmente con elementos pasivos ideales, sin embargo esto tenía los problemas de que no existen elementos con las características asumidas y de que tampoco se encuentran disponibles elementos con valores tan diversos, es por ello que en vez de utilizar elementos pasivos se ha empleado un sistema de microstrips.

1. MARCO TEÓRICO

1.1 Modelado de elementos electrónicos

Cuando se trabaja en bajas frecuencias, es decir frecuencias menores a 1 MHz, es posible considerar los elementos con los que se trabajará como elementos ideales.

Lamentablemente, al aumentar la frecuencia de trabajo ya no es adecuado seguir utilizando esta simplificación, ya que, como resultado, se producen efectos imprevistos en el comportamiento de los circuitos diseñados.

Por ejemplo, al aumentar la frecuencia, los condensadores comienzan a comportarse como inductores, mientras estos últimos se vuelven condensadores. Hasta los simples cables se comportan de formas extrañas. Para entender estos problemas y tratar de evitarlos durante el proceso de diseño es necesario comprender el origen físico de ellos y de esa forma poder modelar adecuadamente los elementos a utilizar[13].

1.1.1 Los cables

En general, los cables de cobre utilizados en electrónica presentan una pequeña resistencia dada por:

$$R = \frac{l}{A\sigma} \quad (1.1.1)$$

Donde l es el largo del cable, σ la conductividad y A el área del cable por donde circula la corriente.

Al aumentar la frecuencia la corriente empieza a circular solamente por los bordes del conductor (efecto pelicular) disminuyendo el área efectiva A por donde circula la corriente. Esto se traduce en un aumento de la resistencia por unidad de largo del cable.

Es necesario destacar que el análisis realizado es para un cable dispuesto en línea recta. Claramente el valor de la auto-inductancia del cable varía con la disposición espacial de este. Es posible modelar adecuadamente un cable (Fig. 1.1.1)

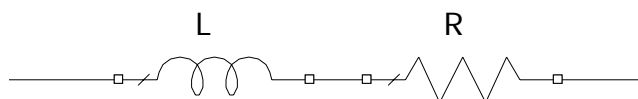


Fig. 1.1.1 Circuito equivalente de un cable.

Donde L representa el fenómeno de auto inductancia del cable y R es la resistencia del cable. Generalmente es posible despreciar R frente a L , pero siempre es necesario recordar su existencia.

1.1.2 Las resistencias

Las resistencias típicamente usadas en electrónica de baja frecuencia se componen de material granulado. En altas frecuencias los pequeños granos de material se comportan como miles de pequeños condensadores, que pueden ser modelados por un condensador en paralelo a la resistencia (Fig.1.1.2). La magnitud de este efecto es muy variable.

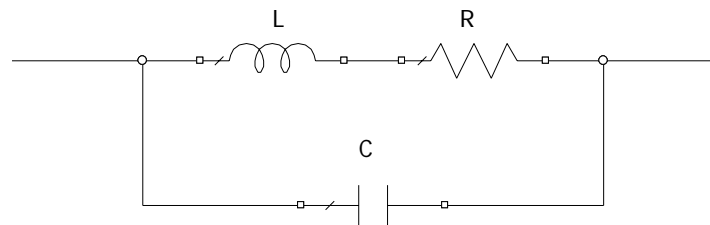


Fig. 1.1.2 Circuito equivalente de una resistencia.

1.1.3 Los condensadores

Los condensadores presentan también el fenómeno de auto-inductancia, debido a las uniones del condensador con el circuito. Estas uniones también presentan una cierta resistencia (Fig. 1.1.3). Todos los condensadores presentan pérdidas en el dieléctrico. Generalmente estas pérdidas son del orden de $100.000\text{ M}\Omega$, por lo que pueden ser despreciadas tanto en baja frecuencia como en alta frecuencia.

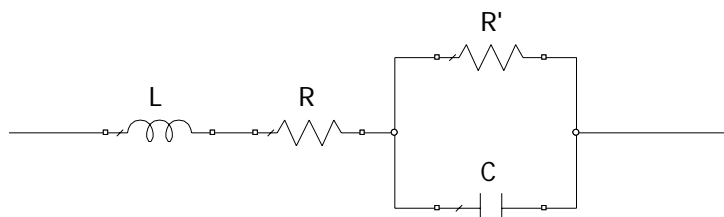


Fig. 1.1.3 Circuito equivalente de un condensador.

Donde L y R representan respectivamente la inductancia y resistencia de las uniones del condensador con el resto del circuito, C es el condensador propiamente tal y R' representa las fugas en el dieléctrico.

1.1.4 Los inductores

El comportamiento de una inductancia en alta frecuencia es muy variable dependiendo del tipo de bobina que se esté considerando. Si consideramos una inductancia construida en base a un cable enrollado sobre un núcleo cilíndrico de aire veremos aparecer una serie de efectos.

En primer lugar aparece la resistencia propia del cable que se utilizó. Además aparece una serie de capacitancias parásitas entre una espira y otra. El circuito equivalente de este elemento quedara compuesto por condensadores, resistencias y una inductancia. Tal como se muestra en la Fig. 1.1.4.

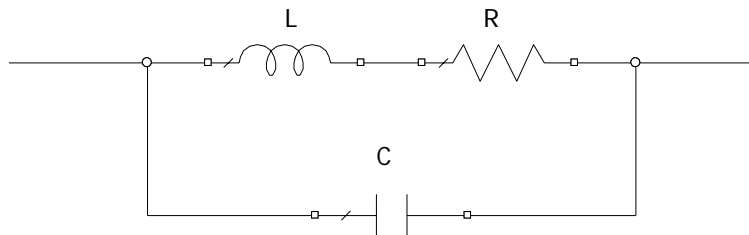


Fig. 1.1.4 Circuito equivalente de una bobina.

1.2 Líneas de transmisión

Como se expuso anteriormente, al trabajar con altas frecuencias las pistas de un circuito impreso o los cables que unen dos circuitos no pueden ser considerados como simples nodos, sino que deben ser tratados como líneas de transmisión.

1.2.1 Línea de transmisión modelada

En una línea de transmisión se presentan diversos fenómenos. El primero corresponde a la auto-inductancia que presenta el cable y es representado por una inductancia por unidad de longitud L . El segundo efecto a considerar es la capacitancia de la línea respecto a tierra, que es representada por el condensador C . Finalmente es necesario considerar las pérdidas que se producen en la línea. Existen dos principales fuentes de pérdidas, el calentamiento de la línea representado por una resistencia serie R , y las corrientes de pérdida hacia tierra representadas por una admitancia G (Fig. 1.2.1).

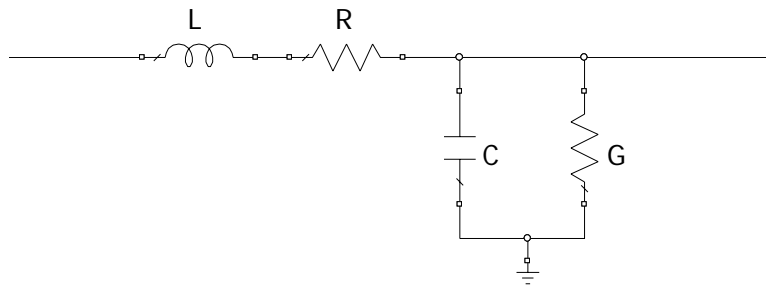


Fig. 1.2.1 Circuito equivalente por unidad de una línea de transmisión.

1.2.2 Microstrip

Es la línea de transmisión, más utilizada en la construcción de circuitos impresos para microondas y RF. Se trata de una línea rectangular de cobre de ancho w y alto t , posada sobre un medio dieléctrico de espesor h (Fig. 1.2.2). Bajo el medio dieléctrico se encuentra una placa de cobre conectada directamente a tierra[10].

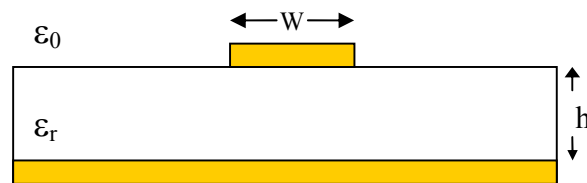


Fig. 1.2.2 Línea de *Microstrip*.

Para determinar los parámetros de la línea de *microstrip* es necesario realizar un cuidadoso estudio electromagnético del problema. Para ello, se asume que los campos se propagan en un modo TEM; siendo rigurosos esto no es cierto, pues las ondas se propagan por un medio no simétrico, de todas formas es posible asumir que se trata de un modo casi-TEM[10].

1.3 Parámetros S

Para visualizar rápidamente las reflexiones y transmisiones de potencia que se producen en un sistema es conveniente trabajar con los parámetros S o de Scattering de dicho sistema[5].

Los parámetros S permiten visualizar el comportamiento de una red de dos entradas en función de sus coeficientes de reflexión y transmisión (Fig. 1.3.1).

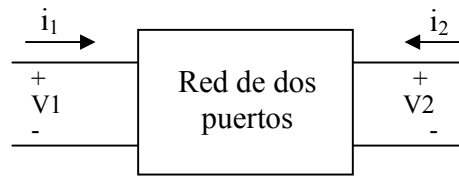


Fig. 1.3.1 Red de dos puertos.

Se definen matricialmente como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (1.3.1)$$

De la definición es claro que S_{11} es el coeficiente de reflexión del puerto 1 de la red, S_{22} es el coeficiente de reflexión del puerto 2. En cambio S_{12} y S_{21} son respectivamente el coeficiente de transmisión desde el puerto 1 al 2 y desde el 2 al 1.

Considerando que la red no presenta pérdidas ni ganancias y dadas las definiciones de los coeficientes de reflexión y transmisión, se debe cumplir que:

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad |S_{22}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (1.3.2)$$

A partir de otras propiedades del sistema es posible determinar otras propiedades de la matriz, como por ejemplo la simetría, cuando estamos en presencia de un sistema simétrico.

Esta definición es ampliable al caso de redes de más de 2 puertos. Existen transformaciones que permiten, a partir de la matriz S, determinar los parámetro Z, Y o ABCD del sistema[9].

1.4 La carta de Smith

Otra herramienta útil para trabajar cómodamente las reflexiones de onda que se producen en RF es la carta de Smith.

Esta es una herramienta gráfica ampliamente utilizada para realizar cálculos rutinarios que aparecen en el proceso de diseño en RF y Microondas. Fue inventada en 1939 por P.H. Smith, un ingeniero de los laboratorios Bell (Fig. 1.4.1).

La matemática que dio origen a esta carta corresponde a lo siguiente:

Se define la impedancia normalizada como:

$$\bar{Z} = \frac{Z}{Z_0} = R + jX \quad (1.4.1)$$

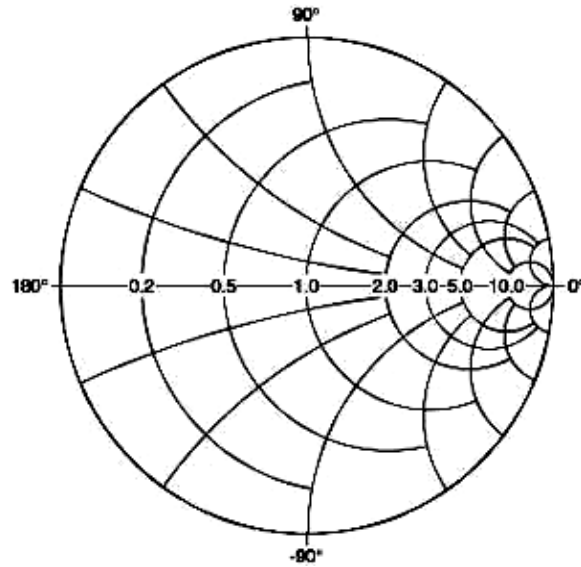


Fig. 1.4.1 Carta de Smith.

Dada la construcción de la carta de Smith resulta clara la facilidad para calcular coeficientes de reflexión a partir del valor de la impedancia normalizada de la carga.

Al situar el valor de la carga en el plano de Smith es inmediato el valor del coeficiente de reflexión[9].

2. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR.

Como planteamos anteriormente los elementos pasivos y activos a altas frecuencias tienen un comportamiento distinto del ideal, es por esto que es necesario conocer los parámetros S de éstos. Actualmente los fabricantes ponen a disposición los parámetros S de elementos tales como bobinas, condensadores, transistores y diodos, pero son muy pocos los que proporcionan estos datos de las resistencias.

Algo a considerar para el diseño es que las dimensiones de estos elementos tienen que ser mucho menores que las de la longitud de onda con la que se está trabajando, para que no aparezcan efectos no deseados en el funcionamiento del circuito.

La herramienta de simulación utilizada para este proyecto ha sido el *Microwave Office 2006*[®] (<http://web.awrcorp.com/>), este software tiene muchas facilidades para el diseño en RF y Microondas. Por otra parte se contó con que los fabricantes de elementos electrónicos proporcionan los archivos *.S2P que contienen los parámetros S de los elementos, los cuales utiliza el software para poder realizar una simulación lo más próxima a la realidad.

En este proyecto, donde se pretende diseñar un amplificador a 1.1 GHz con una ganancia mínima de 10 dB y un ancho de banda mínimo de 0.1 GHz, el transistor, así como los elementos pasivos, tienen que tener sus parámetros S para poder hacer el análisis lo más real posible. De igual manera es necesario conocer las características de la tarjeta impresa.

El diseño del amplificador se ha dividido en varias etapas que son:

- Elección del transistor
- Elección del punto de trabajo
- Estabilización del transistor
- Diseño de la red de polarización
- Diseño de la red de acople con elementos ideales
- Diseño de la red de acople con *microstips*

2.1 Elección del transistor

El transistor que se había de elegir debía cumplir con las características de rango de frecuencia y ganancia, así mismo contar con los datos de sus parámetros S para poder realizar el análisis de los diseños.

Actualmente una de las tecnologías para transistores que está más en auge para el diseño de amplificadores de radiofrecuencia es la tecnología PHEMT[14] (*Pseudomorphic Hight Electron Movility Transistor*), transistores de alta movilidad de electrones formados por la combinación de diferentes componentes, con distinto salto de banda prohibida. Este tipo de transistores permite trabajar en RF con características excelentes, ofreciendo un factor de ruido muy bueno, una alta ganancia y una potencia considerable.

En la investigación, un transistor que se adecua a las necesidades de este proyecto es el ATF-54143[6] diseñado por AVAGO (<http://www.avagotech.com>). Las especificaciones técnicas de éste están en la tabla 2.1.1. Este cumple con las características que necesitamos, además de ser de bajo costo y de fácil adquisición.

Especificaciones	2 GHz; 3V, 60 mA
	36.2 dBm output 3rd order intercept
	20.4 dBm output power at 1 dB
	0.5 dB noise figure
	16.6 dB associated gain

Tabla 2.1.1 Especificaciones técnicas del ATF-54143.

2.2 Elección del punto de trabajo

El siguiente paso que hay que seguir para realizar el diseño de un amplificador es determinar con qué voltajes de alimentación, V_{DS} y V_{GS} , va a trabajar el transistor, de manera que nos permita obtener nuestro objetivo: una ganancia elevada, como mínimo de 10 dB. Se realizaron simulaciones bajo las polarizaciones que el fabricante provee para determinar así cuál de éstas proporciona mayor ganancia y estabilidad Fig. 2.2.1.

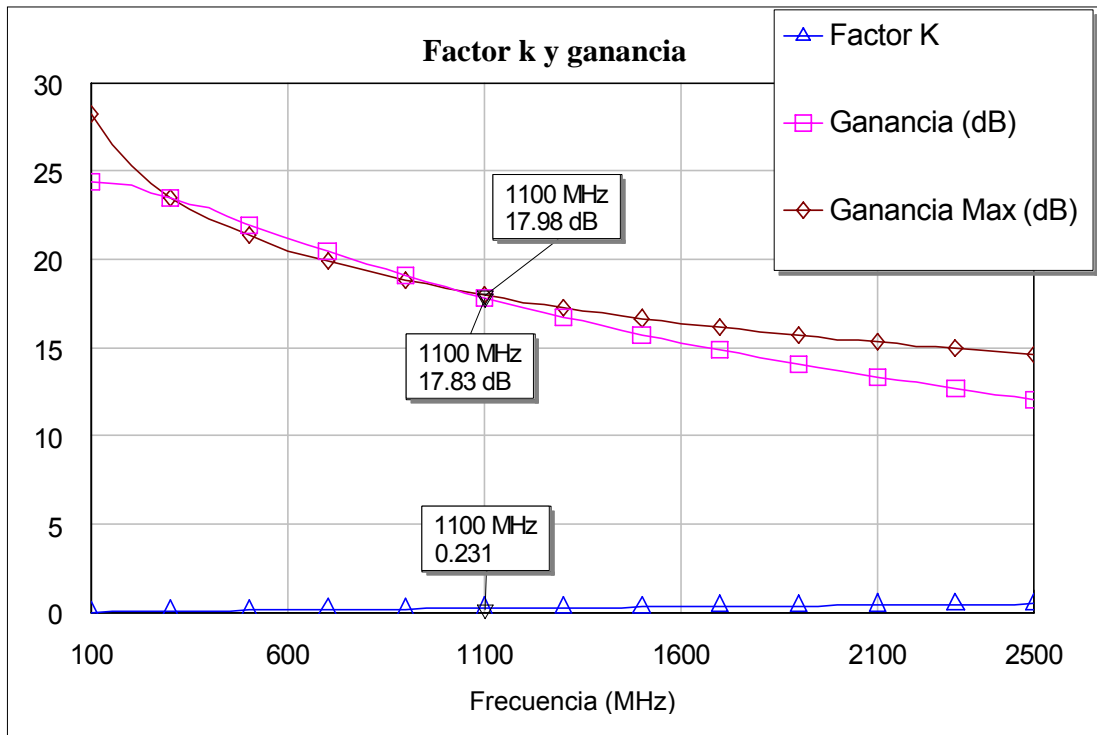


Fig. 2.2.1 Ganancia y factor K del transistor a $V_{ds} = 2\text{ V}$ e $I_d = 5\text{ mA}$.

Otro dato que es importante tomar en cuenta es la estabilidad del transistor, por tanto los círculos de estabilidad de entrada y de salida son una medición a considerar (Fig. 2.2.2).

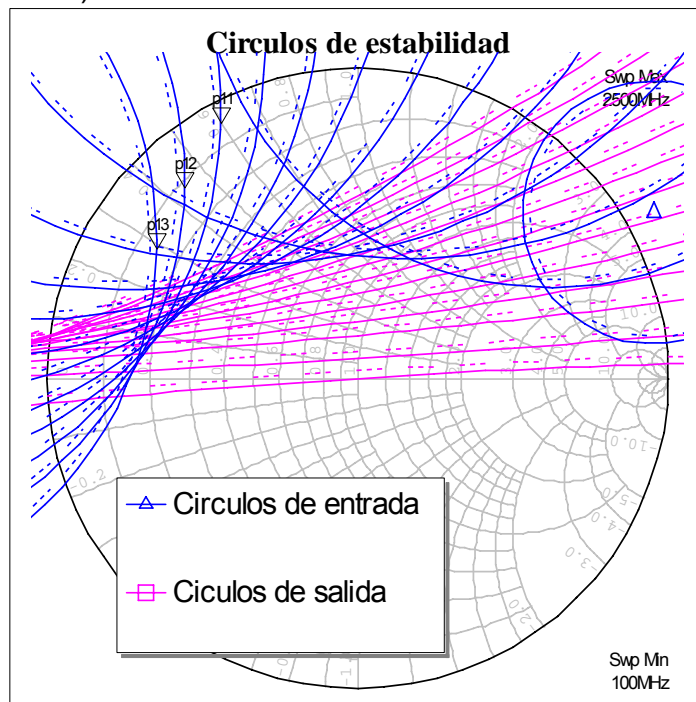


Fig. 2.2.2 Círculos de estabilidad a $V_{ds} = 2\text{ V}$ e $I_d = 5\text{ mA}$.

Los resultados de la simulación bajo otras polarizaciones se muestran a continuación, para $V_{ds} = 3V$ e $I_d = 60$ mA y $V_{ds} = 4V$ e $I_d = 80$ mA.

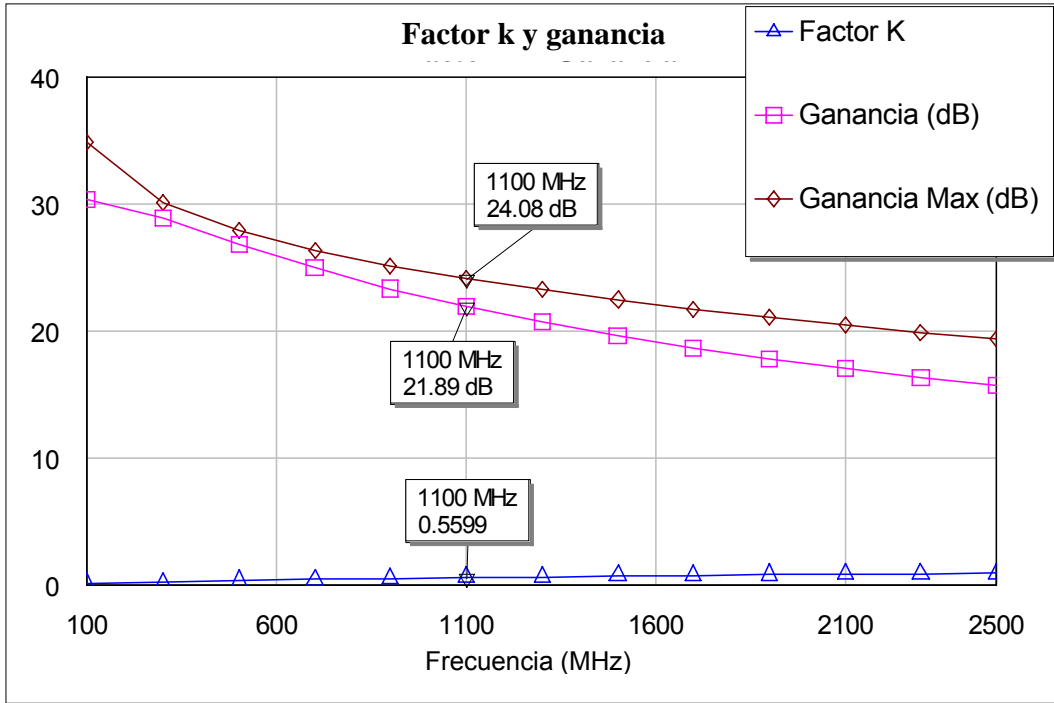


Fig. 2.2.3 Ganancia y factor K del transistor a $V_{ds} = 3$ V e $I_d = 60$ mA.

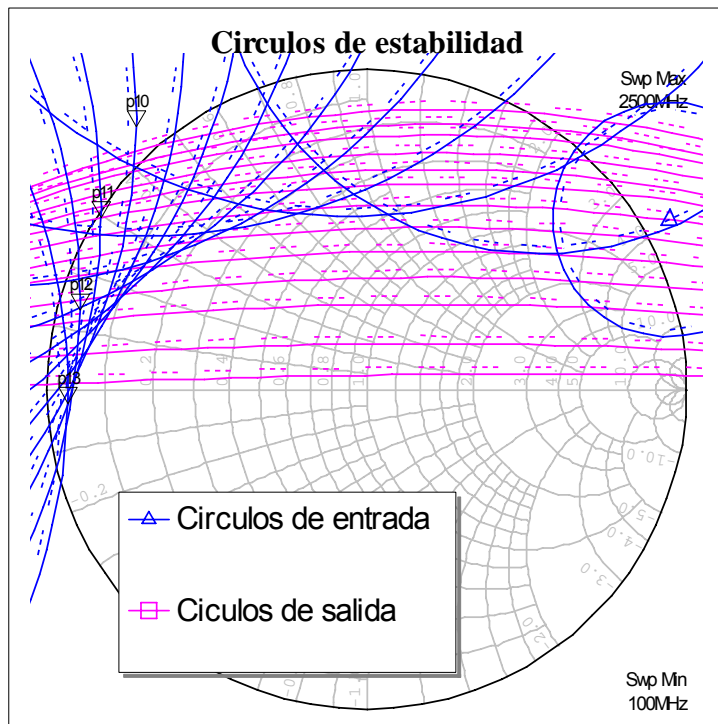


Fig. 2.2.4 Círculos de estabilidad a $V_{ds} = 3$ V e $I_d = 60$ mA.

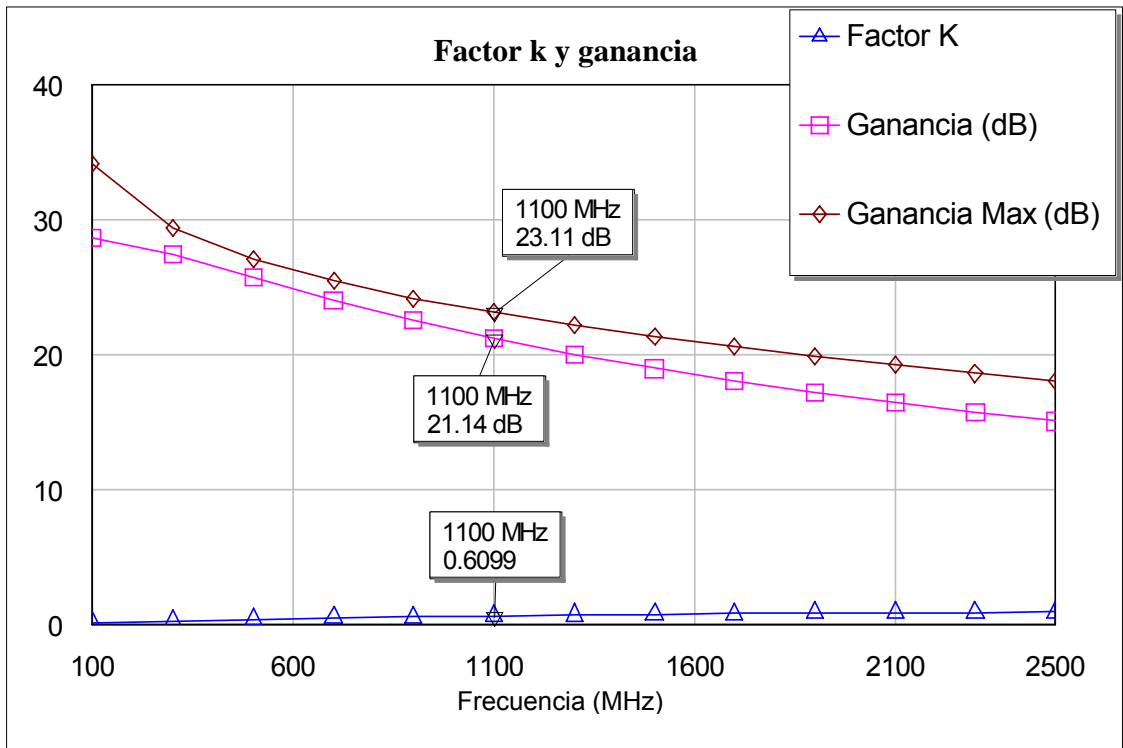


Fig. 2.2.5 Ganancia y factor K del transistor a $V_{ds} = 4\text{ V}$ e $I_d = 80\text{ mA}$.

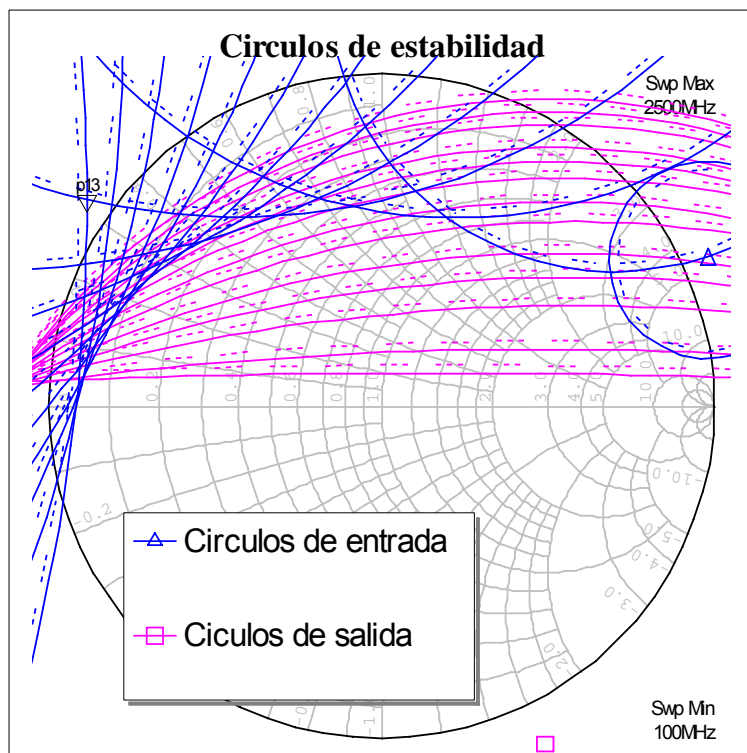


Fig. 2.2.6 Circuitos de estabilidad a $V_{ds} = 4\text{ V}$ e $I_d = 80\text{ mA}$.

Con los datos obtenidos de las simulaciones se generó la tabla 2.2.1. El transistor no es estable con estas condiciones de polarización por lo tanto se debió realizar un arreglo para que el circuito fuera incondicionalmente estable para el ancho de banda que deseamos utilizar.

Polarización			
Vds	Id	Factor K	Ganancia (dB)
2V	5mA	0.231	17.83
2V	10mA	0.2993	19.21
2V	15mA	0.3544	19.91
2V	20mA	0.3993	20.38
2V	40mA	0.5038	21.25
2V	60mA	0.5587	21.67
3V	40mA	0.507	21.62
3V	60mA	0.5599	21.89
3V	80mA	0.6095	21.18
4V	40mA	0.5119	21.78
4V	60mA	0.5629	22.02
4V	80mA	0.6099	21.14

Tabla 2.2.1 Factor K y ganancia para 1.1 GHz a las diferentes condiciones de polarización que el fabricante proporciona.

2.3 Estabilidad del transistor

Para diseñar circuitos amplificadores con transistores condicionalmente estables, no es posible conseguir simultáneamente máxima ganancia, mínimo ruido y máxima adaptación. Por lo tanto es necesario tener en cuenta la relación entre estos parámetros, garantizando siempre la estabilidad.

Generalmente durante el diseño de un amplificador condicionalmente estable es necesario dibujar los círculos de estabilidad del transistor y comprobar que los coeficientes de reflexión de las redes de entrada y salida diseñadas se encuentran en zona estable en la carta de Smith.

Para estabilizar el transistor se utilizan dos técnicas[5], en este caso se usó una resistencia en serie conectada a la compuerta y otra de retroalimentación Fig 2.3.1, la resistencia en serie no se recomienda para circuitos de banda estrecha ya que produce una disminución de la ganancia y un aumento del ruido[5]. Los círculos de estabilidad como también el factor K nos sirven para determinar si el transistor es incondicionalmente estable. Las resistencias que se están utilizando en la simulación son fabricadas por Panasonic[8], las cuales tenían a disposición sus respectivos parámetros S .

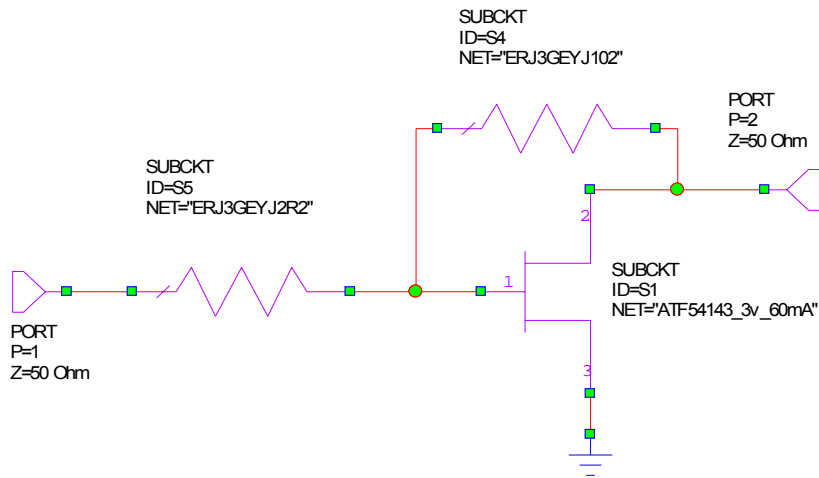


Fig. 2.3.1 Circuito de estabilización.

Los resultados de la estabilización se observan en las siguientes gráficas. En la Fig. 2.3.2 podemos observar que la ganancia ha disminuido muy poco pero que el factor K es mayor de uno.

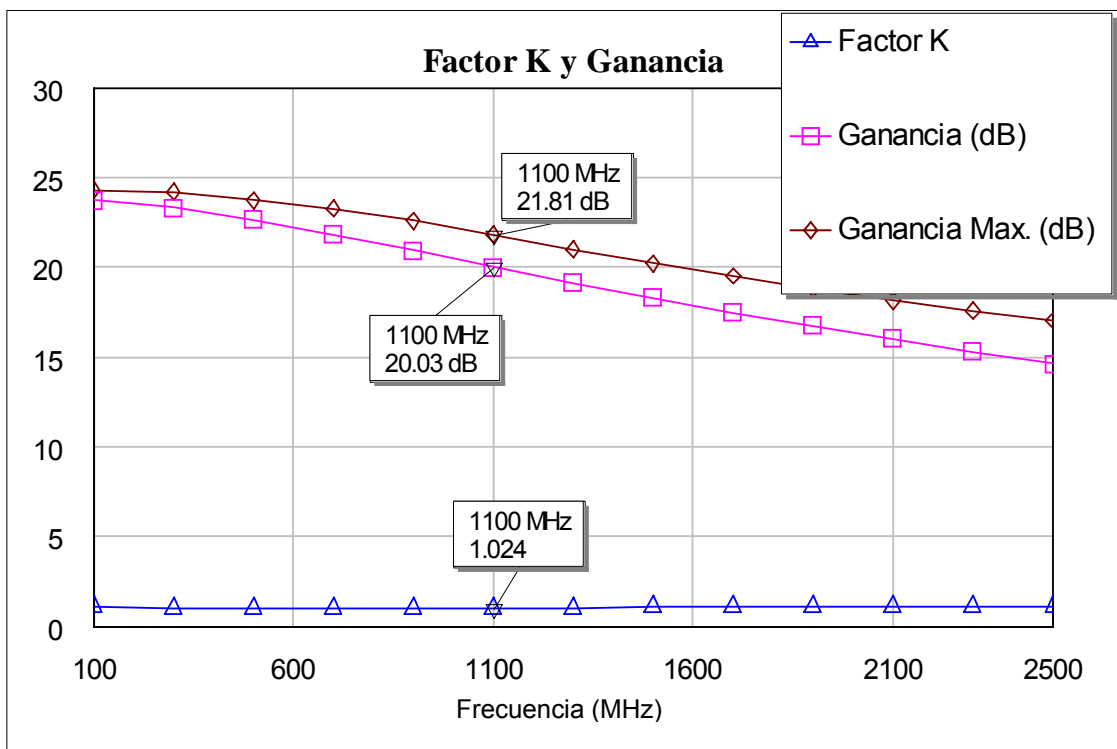


Fig. 2.3.2 Factor K y Ganancia.

Otra manera de determinar la estabilidad es por medio de los círculos de estabilidad, Fig. 2.3.4, éstos se muestran para el rango de 100 MHz a 2200 MHz.

En este caso el transistor es incondicionalmente estable para cualquier valor de impedancia ya sea de entrada o de salida.

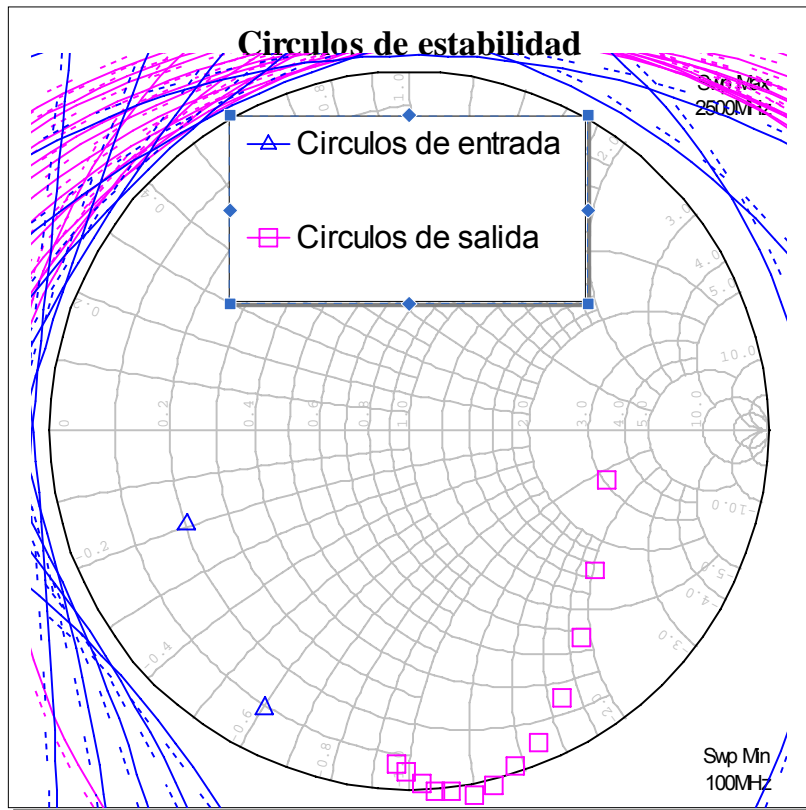


Figura 2.3.4 Círculos de estabilidad.

2.3.1 Efecto de las vías en la polarización a tierra

Las conexiones a tierra para la polarización del transistor es algo a tener en cuenta en el diseño, ya que puede modificar drásticamente la ganancia del circuito. En la Fig. 2.3.5 se muestra la gráfica del comportamiento de la ganancia en el caso de la conexión a tierra con una vía; la ganancia se reduce a medida que la frecuencia incrementa.

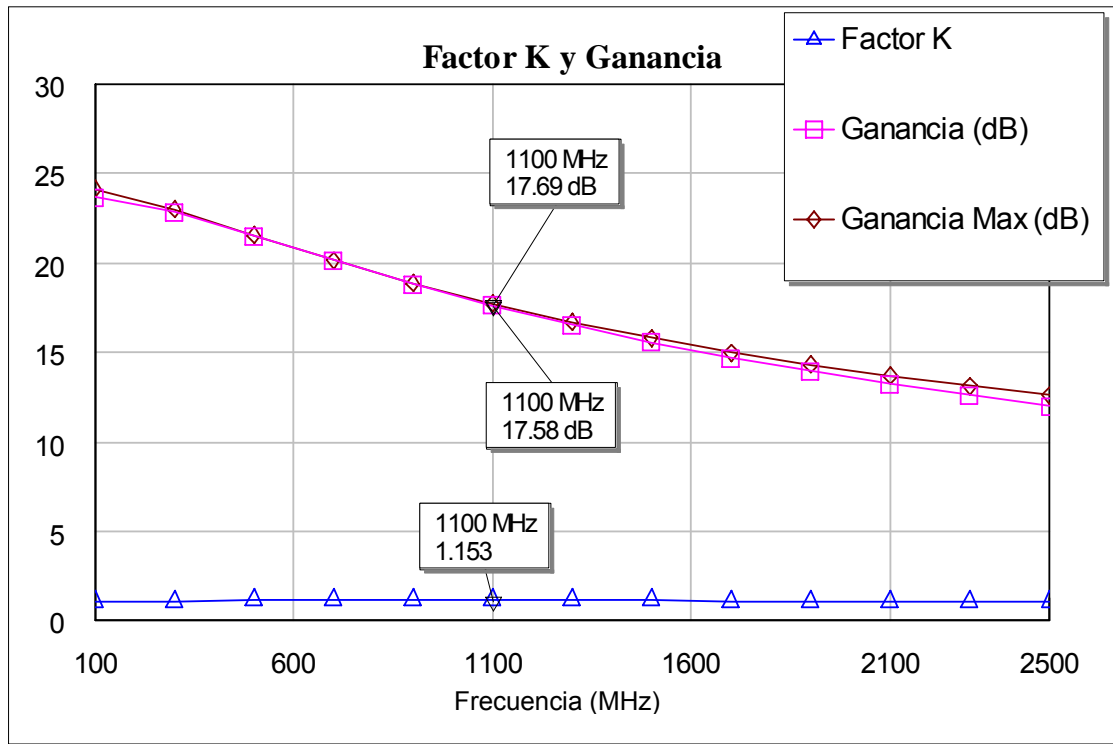


Fig. 2.3.5 Conexión a tierra con una vía.

Se realizaron simulaciones con dos, cuatro y seis vías, y se obtuvo que con cuatro el efecto de atenuación se reduce (Fig. 2.3.7). Agregar más vías no modifica significativamente la respuesta del sistema así que solo se utilizaron 4 vías.

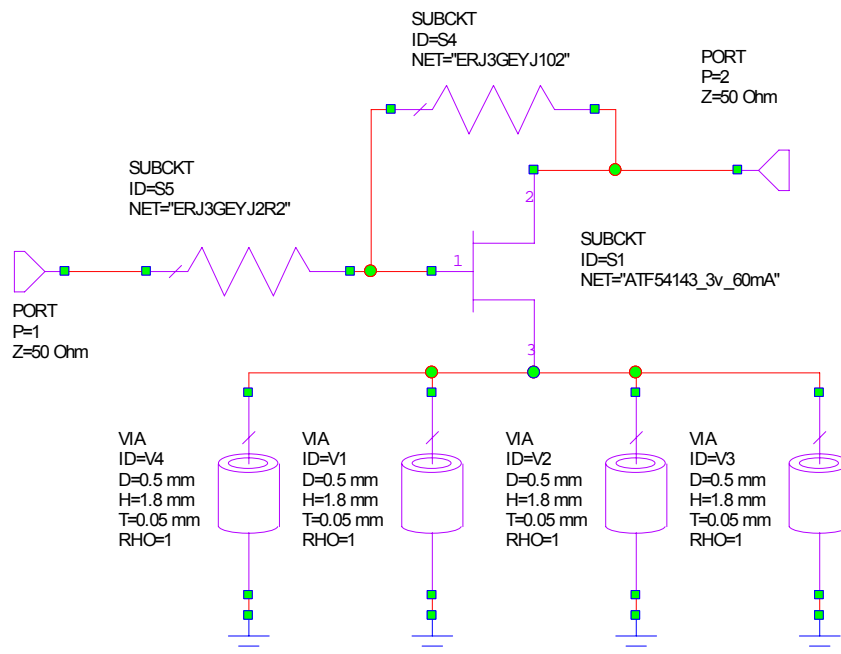


Fig. 2.3.6 Circuito con cuatro vías de polarización a tierra

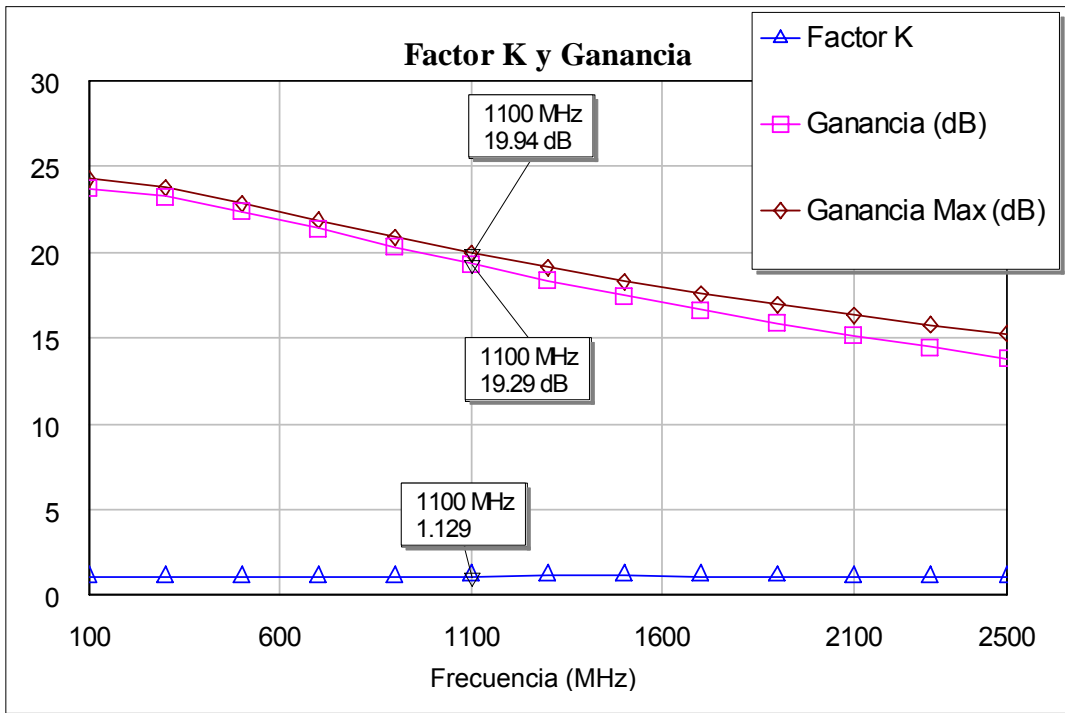


Fig. 2.3.7 Ganancia y factor K con cuatro vías

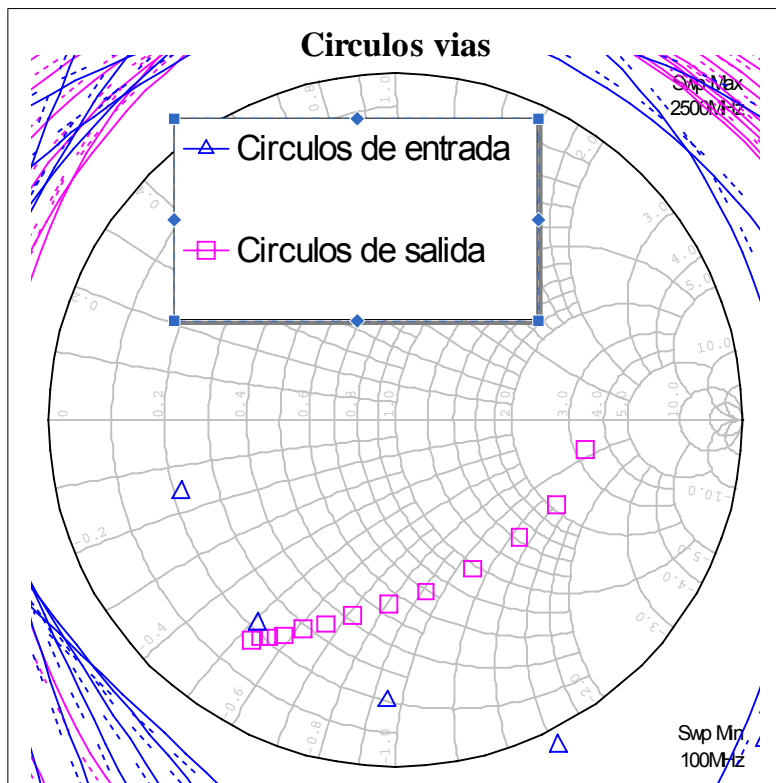


Fig. 2.3.8 Circuitos de estabilidad con cuatro vías

2.4 Estabilidad del transistor con microstrips

Para realizar el impreso se utilizó una tarjeta FR4 cuyas características se presentan en la Fig. 2.4.1. Para el diseño es muy importante conocer el espesor de la capa de cobre, la constante dieléctrica del aislante, el espesor del aislante y las pérdidas tangenciales. Estos datos son necesarios para poder calcular la impedancia de los *microstrips*.

MSUB
Er=4.3
H=1.5 mm
T=0.018 mm
Rho=1
Tand=0.014
ErNom=4.3
Name=FR4

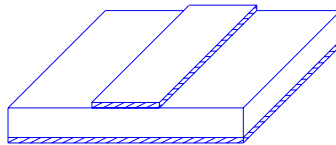


Figura 2.4.1 Parámetros de la tarjeta FR4

Cuando el transistor ha sido estabilizado con elementos pasivos es momento de analizar el efecto de las pistas impresas. Así como las vías tienen un efecto en la polarización de tierra, las *microstrip* también lo tienen. Las líneas de conexión de los elementos de polarización del sistema deben ser lo más cortas posible pero teniendo cuidado de no desestabilizar el amplificador.

En la primera prueba se usó una conexión rectangular (Fig. 2.4.2) muy cercana al transistor, pero al realizar la simulación se constata que el circuito se ha tornado parcialmente estable, Fig. 2.4.3 y 2.4.4.

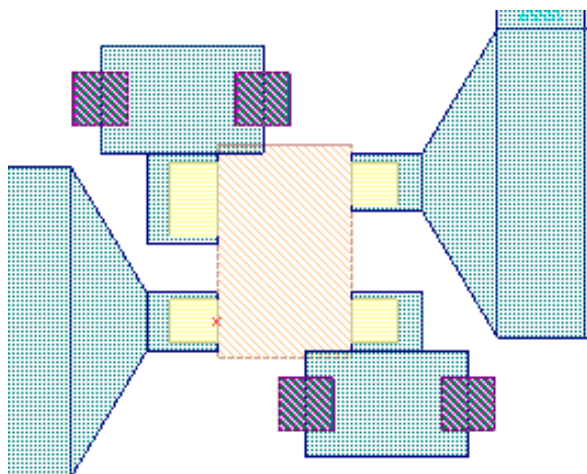


Fig. 2.4.2 Conexión a tierra con *microstrips* rectangulares.

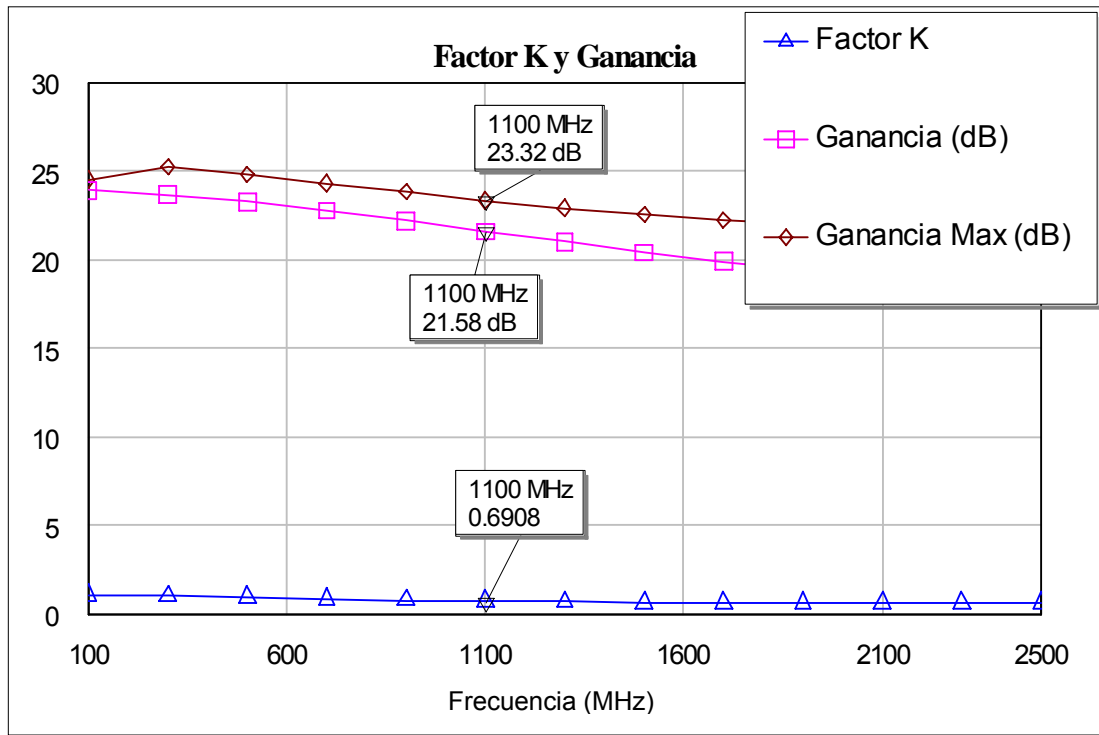


Fig. 2.4.3 Ganancia y factor K con *microstrips*.

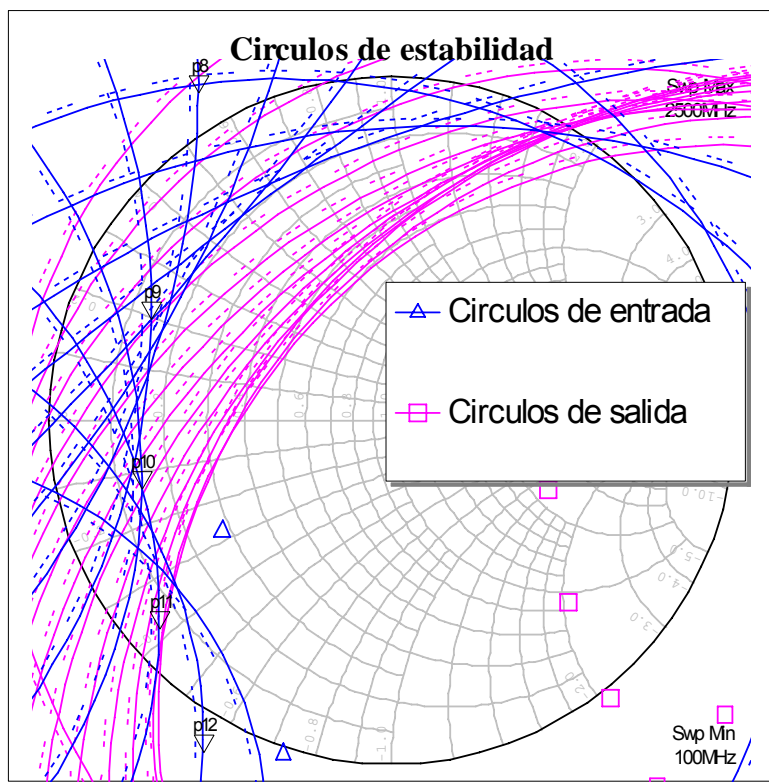


Fig. 2.4.4 circulo de estabilidad con *microstrips*

Para evitar que el amplificador se tornara inestable se agregaron dos *microstrip* de forma cónica. En la Fig. 2.4.5 se presenta el *layout* con el transistor y las resistencias de estabilización, éstos no deben ser muy largos ya que disminuyen la ganancia del circuito.

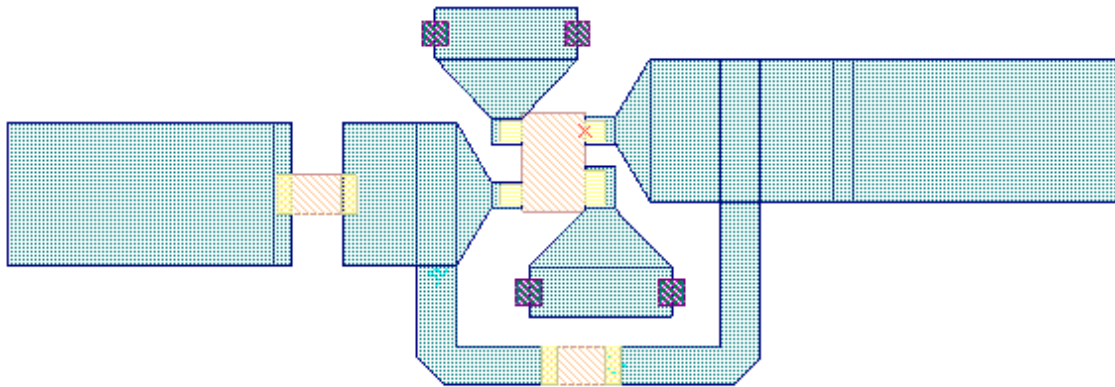


Fig. 2.4.5 Circuito de estabilización con *microstrips*.

El comportamiento del sistema lo podemos observar en las siguientes gráficas (Fig. 2.4.6 y Fig. 2.4.7). El sistema es totalmente estable con un $K > 1$ y una ganancia de 19.8 dB para 1.1 GHz

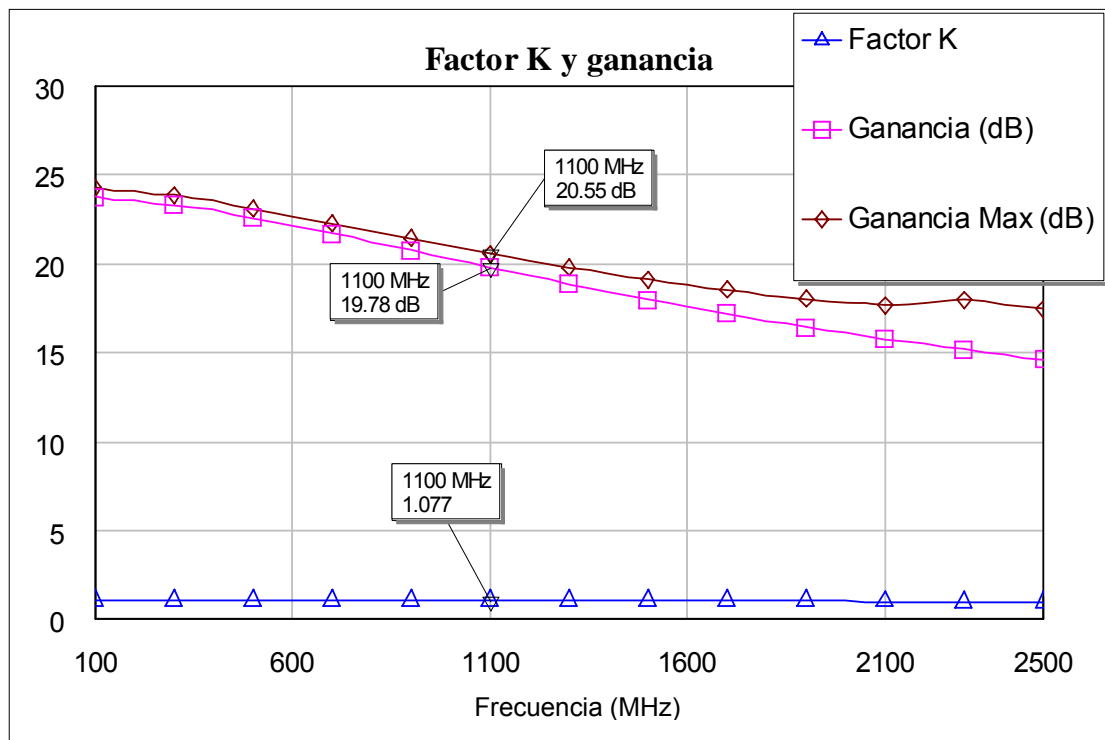


Fig. 2.4.6 Ganancia y factor K con *microstrip*.

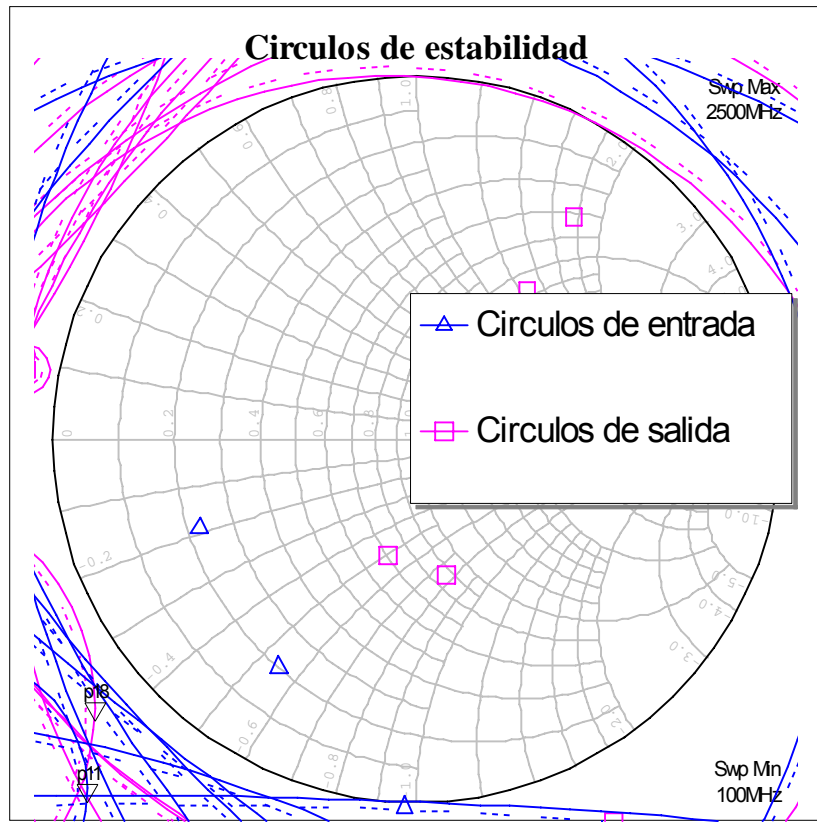


Fig. 2.4.7 Círculos de estabilidad con *microstrip*.

2.5 Circuito de polarización

Para el circuito de polarización se utilizan líneas de cuarto de lambda de la frecuencia central, esto da el efecto que del otro extremo de la línea una señal de esta frecuencia percibiría un circuito abierto si la línea termina en un corto y lo contrario si estuviese abierta. Esto es con el fin de evitar que señales se fuguen hacia la fuente de alimentación. Además la impedancia de esta línea tiene que ser mayor que la impedancia característica para hacerla menos susceptible a errores de fabricación de la línea[15]; en este caso se usará una línea de 120 ohmios.

Stub Radial

Este elemento presenta una baja impedancia a tierra. Esto es útil ya que es equivalente a un corto circuito en una línea de transmisión (Fig. 2.5.1.1). Los dos tipos básicos son: en serie y en paralelo.

Existen configuraciones serie o paralelo usando múltiples *stub*. En la configuración en paralelo, agregar múltiples *stub* puede mejorar el ancho de banda.

La reactancia varía inversamente proporcional al ángulo del *stub*

$$X = \frac{dZ_o \cos(\theta_i - \psi_L) 360}{2\pi R_i \sin(\psi_i - \psi_L) \alpha}$$

Donde d es el grosor del dieléctrico

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{J_0^2(KR_i) + N_0^2(KR_i)}{J_1^2(KR_i) + N_1^2(KR_i)}}$$

$$K = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{N_0(KR_i)}{J_0(KR_i)} \right]$$

$$\psi_{i,L} = \tan^{-1} \left[\frac{J_1(KR_{i,L})}{N_1(KR_{i,L})} \right]$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}$$

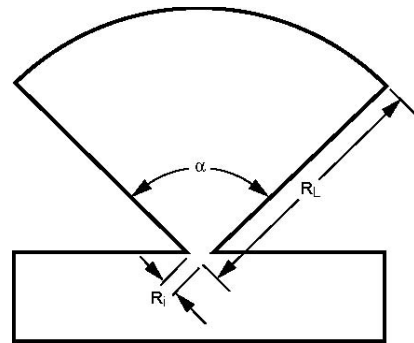


Fig. 2.5.1.1 *Stub* radial.

La impedancia del *stub* radial es lo bastante baja como para considerarlo un cortocircuito (Fig. 2.5.1). La ventaja que se tiene con este tipo de *stub* es que se comporta como un capacitor ideal. La impedancia de éste la podemos ver en la (Fig. 2.5.1.3) donde se observa que toma un valor bastante pequeño[6].

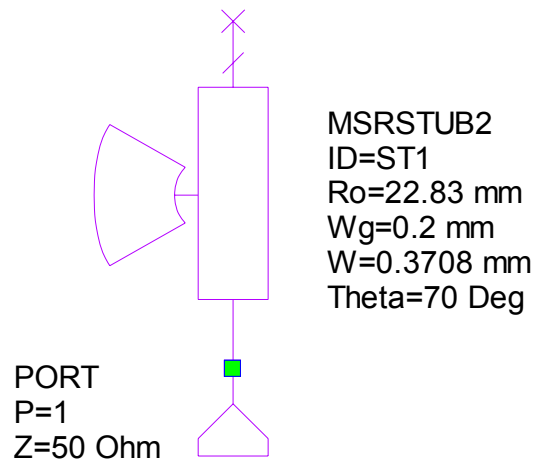


Fig. 2.5.1.2 *Stub* radial.

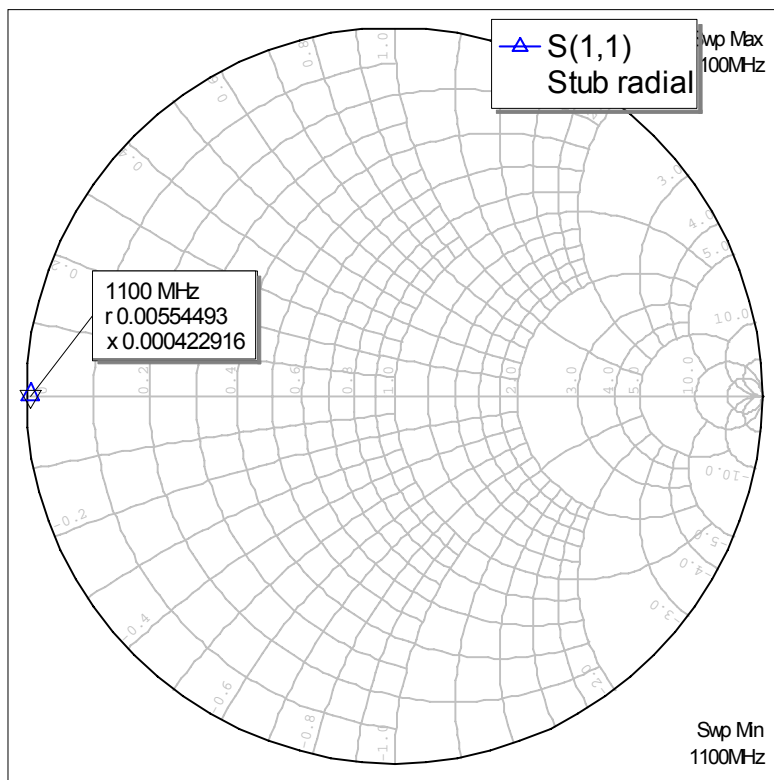


Fig. 2.5.1.3 Impedancia del *stub* radial.

Para que la señal de la frecuencia de trabajo no pase a la fuente de alimentación se utiliza una línea de cuarto de λ , en cuyo extremo se coloca un capacitor (Fig. 2.5.1.4). Ya que la línea que conecta el condensador es de un cuarto de la longitud de onda aquella ve una impedancia infinita (Fig. 2.5.1.5).

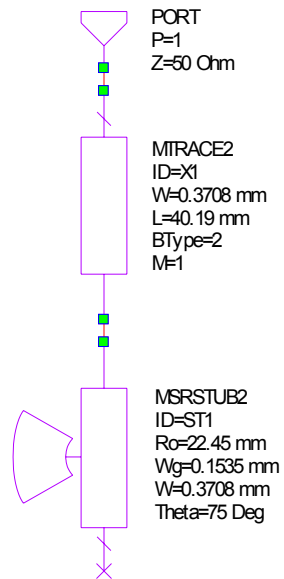


Fig. 2.5.1.4 *Stub* radial con línea de cuarto de onda.

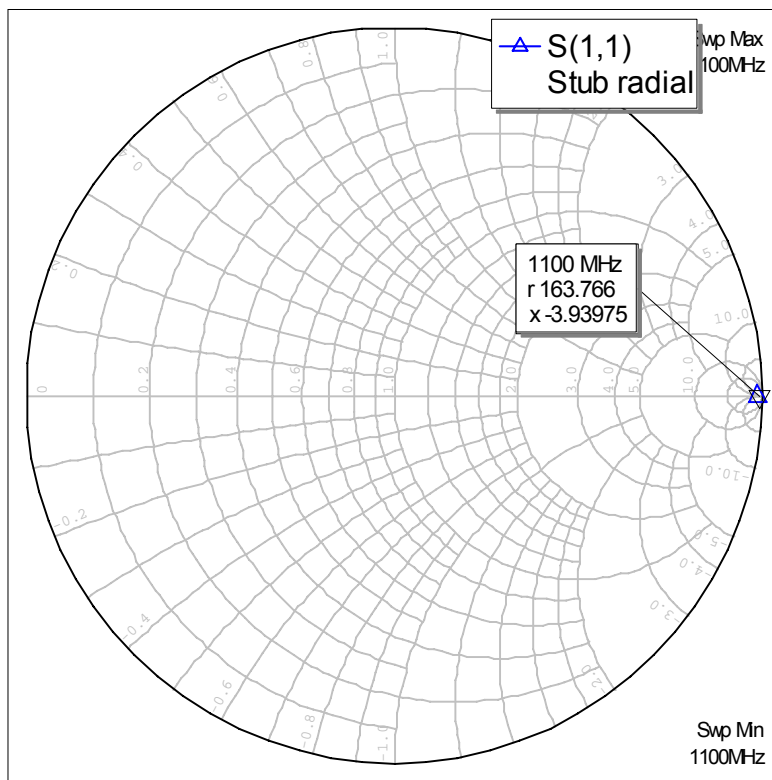


Fig. 2.5.1.5 Impedancia vista desde la línea de lambda cuartos.

Para disminuir los efectos que puedan tener la bobina y los demás elementos se ha agregado una línea de cuarto de lambda (Fig. 2.5.1.6), las bobinas que se han usado son fabricadas por Murata[9] (<http://www.murata.com/>) y los condensadores de desacople de entrada y salida son de tipo Multi-Layer High-Q de Johanson Technology[7] (<http://www.johansontechnology.com/>)

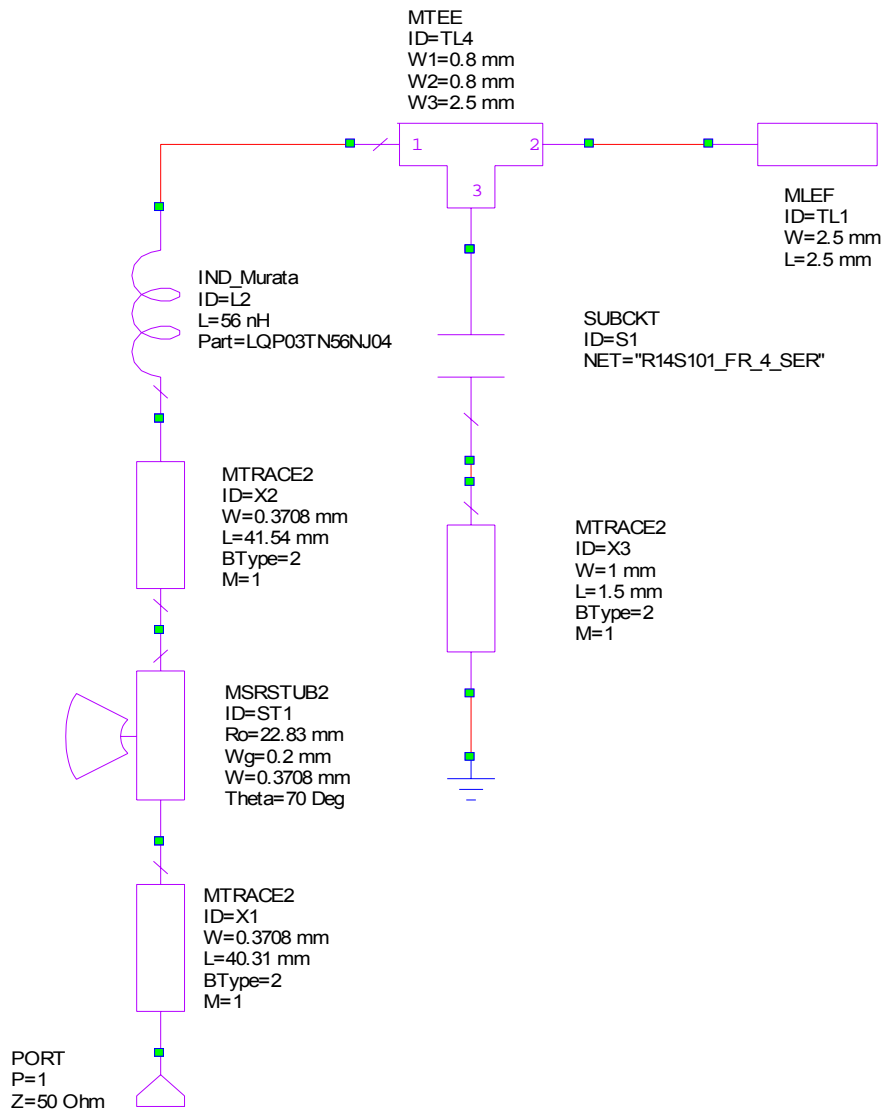


Fig. 2.5.1.6 Esquema de red de polarización.

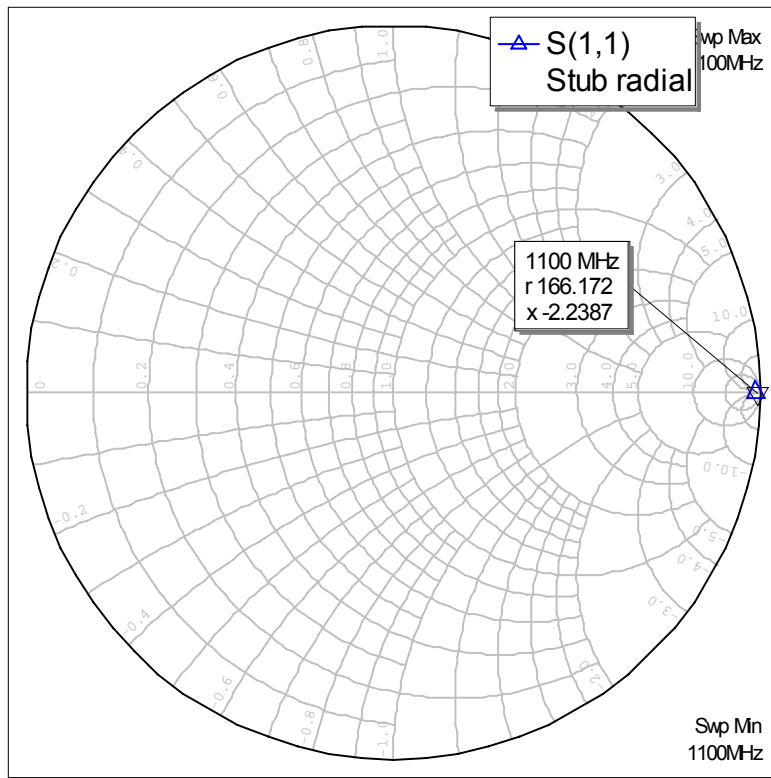


Fig. 2.5.1.7 Impedancia de la red de polarización vista desde el transistor.

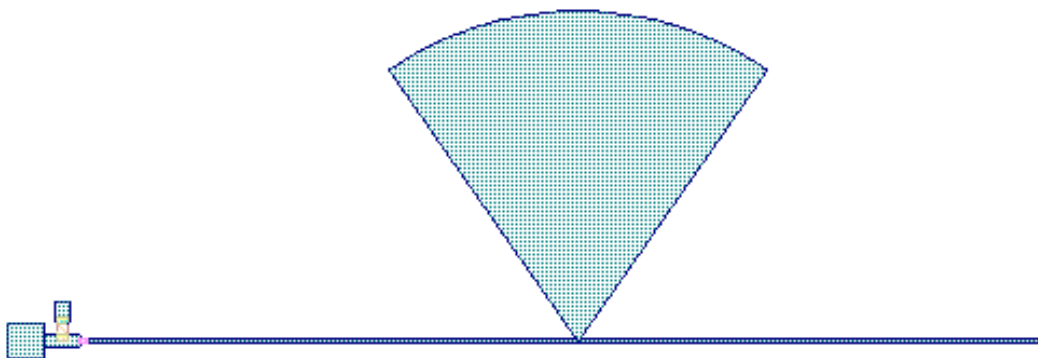


Fig. 2.5.1.8 *Layout* de la red de polarización.

El diseño final del circuito de polarización quedaría como el de la Fig. 2.5.1.9, sin embargo éste afecta el ancho de banda del circuito, como se observa en la Fig. 2.5.1.10.

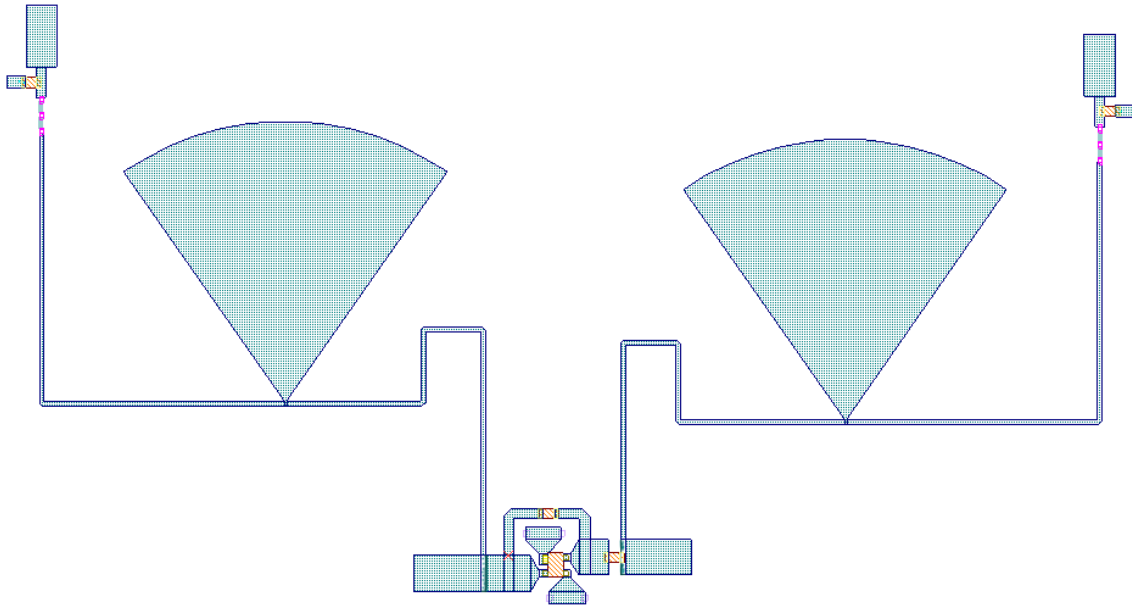


Fig. 2.5.1.9 *Layout* del circuito polarizado.

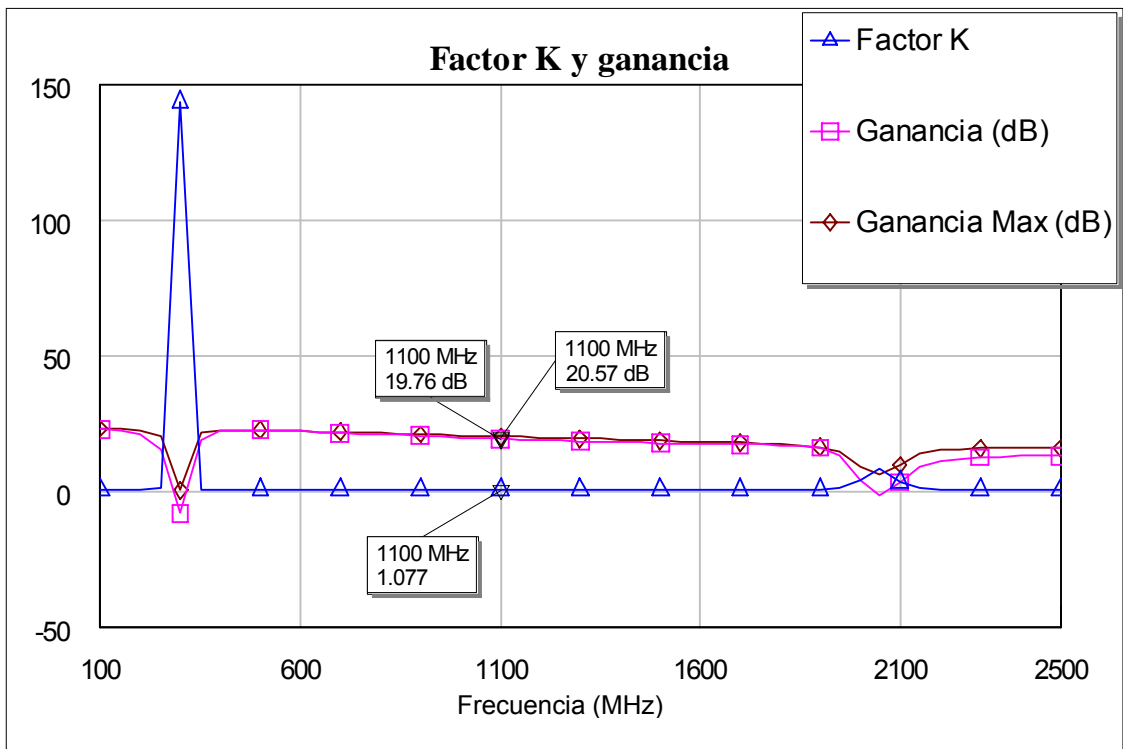


Fig. 2.5.1.10 Ancho de banda del sistema con la red de polarización.

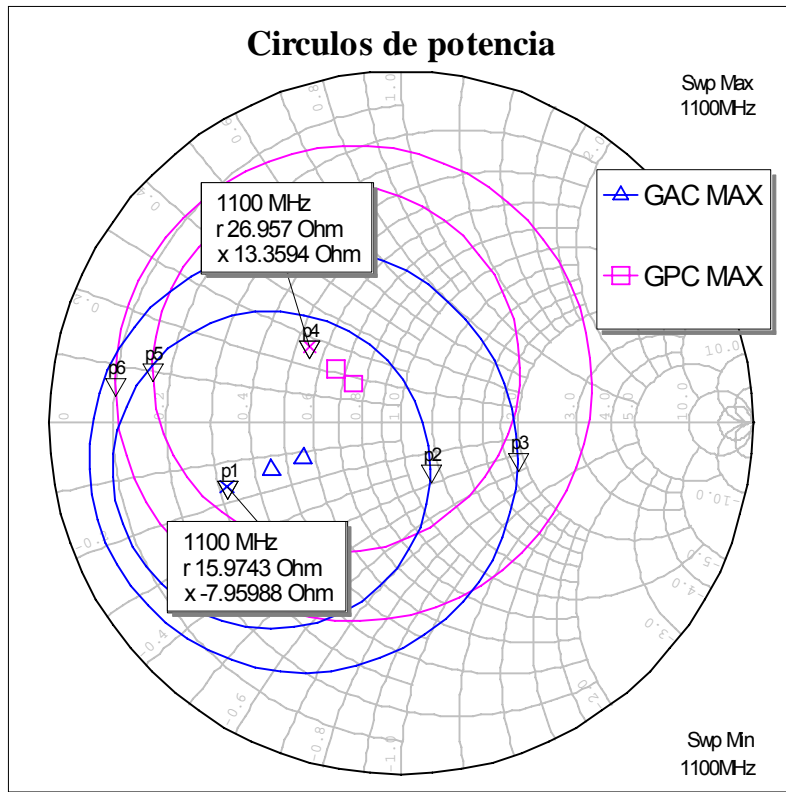


Fig. 2.6.1 Círculos de potencia.

Primero se acopla la salida del sistema, para esto se hace uso de la carta de Smith y de las curvas de factor Q, en este caso se usa un factor $Q = 0.5$ que tendría un ancho de banda de $1100 \text{ MHz} / 0.5 = 2200 \text{ MHz}$

Para realizar la red de acople se tiene que mantener el ajuste de impedancia dentro del área interna de las curvas de factor Q como se muestra en la Fig. 2.6.2, de esta manera podemos garantizar el ancho de banda del acople de entrada y ajustar la impedancia a 50 ohmios.

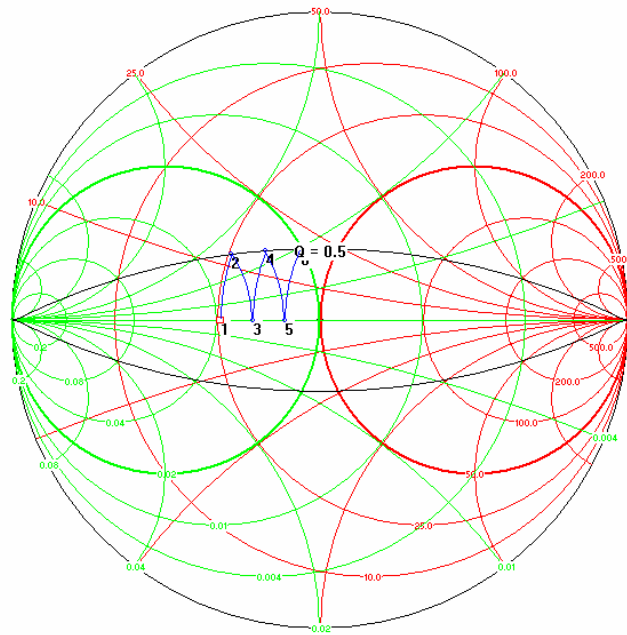


Fig. 2.6.2 Ajuste de impedancia dentro del área de curvas Q.

Del ajuste de impedancia resultaron los siguientes elementos (Fig. 2.6.3), los cuales proporcionan una impedancia vista de 50 ohmios a la salida.

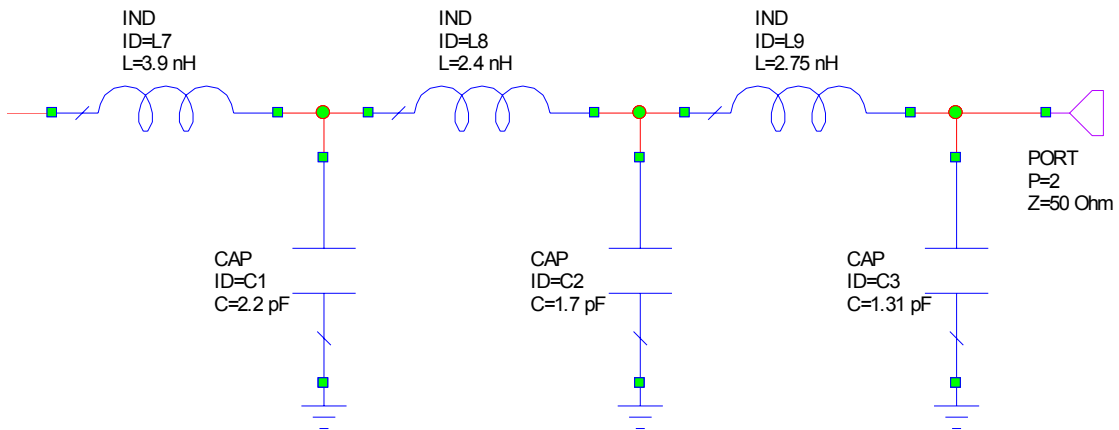


Fig. 2.6.3 Red de acople de salida.

Para realizar la red acople de entrada se debe hacer uso de nuevo de los círculos de potencia (Fig. 2.6.4), donde éstos ya toman en cuenta la presencia de la red de salida.

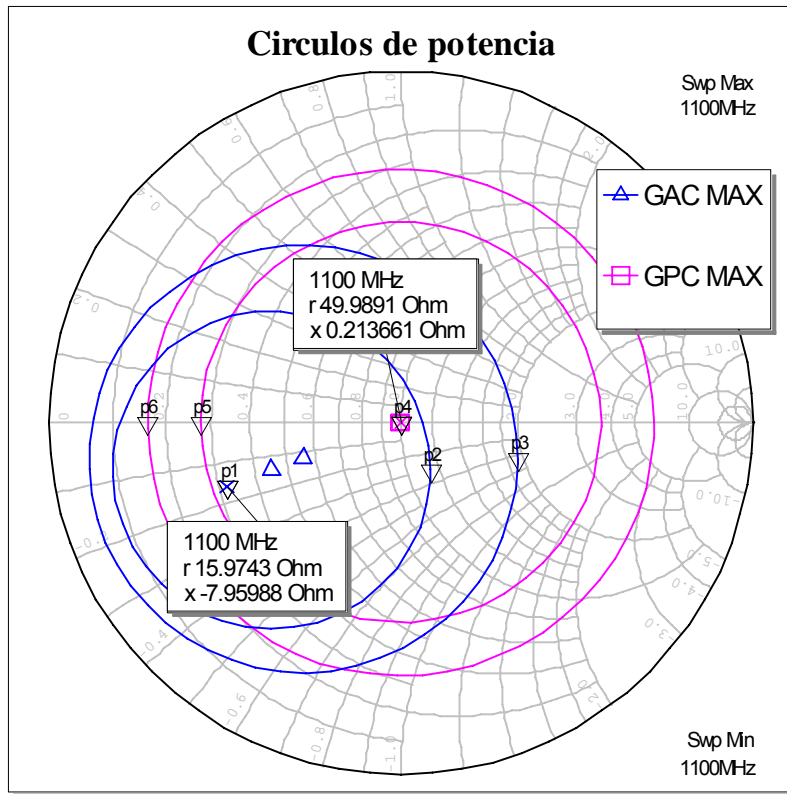


Fig. 2.6.4 Círculos de potencia incluyendo la red de salida.

Para la red de entrada se utilizan las curvas de Q constante para determinar los elementos de entrada, que proporcionen una impedancia de entrada de 50 ohmios. De este proceso resultó la siguiente red (Fig. 2.6.5)

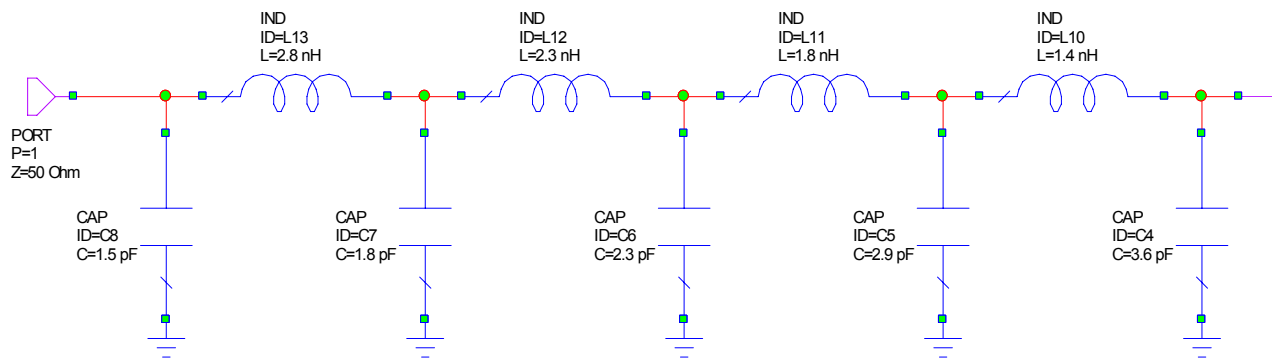


Fig. 2.6.5 Red de acople de entrada.

Al realizar el análisis del circuito de la (Fig. 2.6.6) se logra obtener la máxima ganancia que es de 20.57 dB para la frecuencia de trabajo manteniendo la estabilidad del sistema.

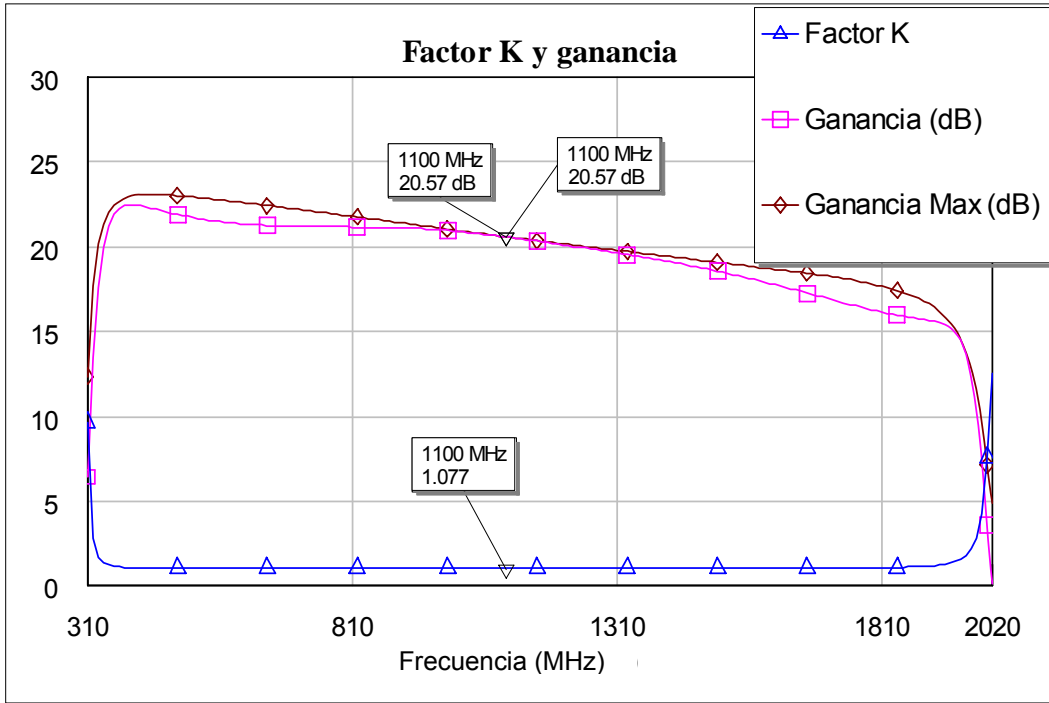


Fig. 2.6.6 Gráfica de ganancia del circuito acoplado.

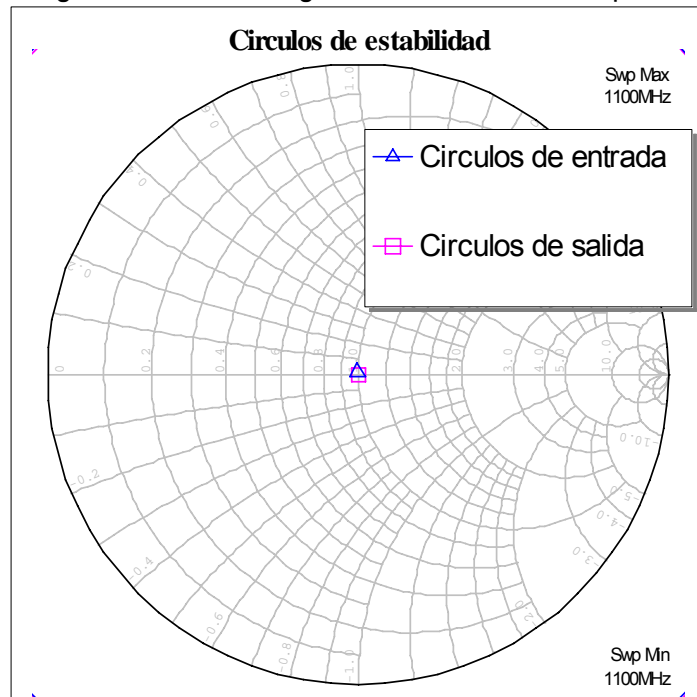


Fig. 2.6.7 Círculo de estabilidad de entrada y de salida.

2.7 Acople de impedancia con microstrips

Las líneas *microstrip* se caracterizan por dos factores, su anchura, W , y su longitud, L . La anchura viene determinada por el sustrato dieléctrico y por la impedancia característica que queremos que tenga la línea. Mientras que la longitud varía en función de la adaptación o los resultados que queremos obtener.

A continuación se llevó a cabo el proceso de diseño para el acople con *microstrips*, después de haber obtenido los valores de los elementos pasivos, podemos iniciar el cálculo con las siguientes ecuaciones[13]:

$$L_i = \frac{g_i Z_o}{2\pi f} \quad (2.7.1)$$

$$C_i = \frac{g_i}{2\pi f Z_o}$$

Donde

g_i es la impedancia normalizada del elemento pasivo

L_i es el valor del inductor.

C_i es el valor del capacitor.

Z_o es la impedancia característica.

$$\beta l_{(L)} = \frac{g_i Z_o}{Z_h} \quad (2.7.2)$$

$$\beta l_{(C)} = \frac{g_i Z_l}{Z_o}$$

De las ecuaciones 2.7.1 y 2.7.2 obtenemos lo siguiente

$$\beta l_{(L)} = \frac{2L_i \pi f}{Z_h} \quad (2.7.3)$$

$$\beta l_{(C)} = 2\pi f C_i Z_l$$

En este caso se ha utilizado el acople por medio del cambio de impedancia. Para la implementación de este filtro una inductancia en serie puede ser reemplazada con una sección de alta impedancia ($Z_o = Z_h$) y de igual forma una capacitancia en paralelo puede ser reemplazada por una sección de baja impedancia ($Z_o = Z_l$).

Las impedancias a utilizar son:

$$Z_h = 120 \Omega$$

$$Z_l = 10 \Omega$$

Utilizando la ecuación 2.7.3 obtenemos la longitud eléctrica de la línea, por ejemplo:

$$L = 3.9nH$$

$$\beta l_{(L)} = \frac{2\pi(3.9E-9)(1100E6)}{120} = 0.22462rad$$

Para calcular la longitud física nos valemos de la herramienta *txline*[®] que viene incluida en Microwave Office[®] (Fig. 2.7.1), este programa nos proporciona tanto la longitud (L) como el ancho (W) de la pista. En este programa debemos ingresar las características de la tarjeta impresa tales como:

El espesor de la capa de metálica (T)

El grosor del dieléctrico (H)

La constante dieléctrica

El material conductor.

Las pérdidas tangenciales

La frecuencia de trabajo

La impedancia de la línea

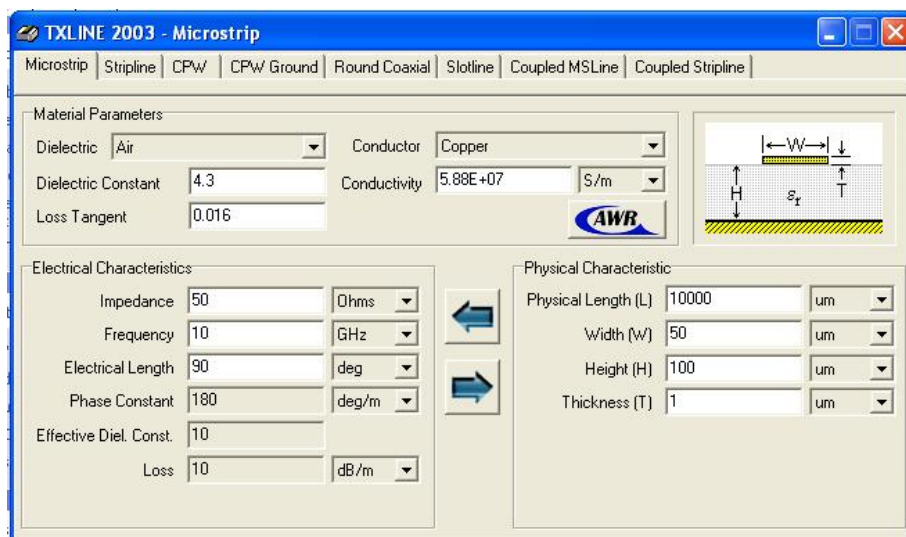


Fig. 2.7.1 Ventana principal de *txline*[®].

Los resultados obtenidos fueron estos

Red de salida	
Longitud eléctrica (Rad.)	Longitud física (mm)
$\beta_{l(L)}=0.224623874732$	L=5.73528
$\beta_{l(C)}=0.22807962665$	L=5.06669
$\beta_{l(L)}=0.138230076758$	L=3.5294
$\beta_{l(C)}=0.176243347866$	L=3.91517
$\beta_{l(L)}=0.158388629618$	L=4.04411
$\beta_{l(C)}=0.135811050414$	L=3.01699

Tabla 2.7.1 Longitud de línea de salida.

Red de entrada	
Longitud eléctrica (Rad.)	Longitud física (mm)
$\beta_{l(C)}=0.373221207245$	L=8.29095
$\beta_{l(L)}=0.0806342114422$	L=2.05882
$\beta_{l(C)}=0.300650416947$	L=6.67882
$\beta_{l(L)}=0.103672557568$	L=2.64705
$\beta_{l(C)}=0.238446882406$	L=5.297
$\beta_{l(L)}=0.132470490227$	L=3.38234
$\beta_{l(C)}=0.186610603622$	L=4.14548
$\beta_{l(L)}=0.161268422884$	L=4.11764
$\beta_{l(C)}=0.163802640957$	L=3.63881

Tabla 2.7.2 Longitud de líneas de entrada.

2.8 Diseño final

El circuito esquemático con las redes de entrada y salida se muestra en la Fig. 2.8.1.

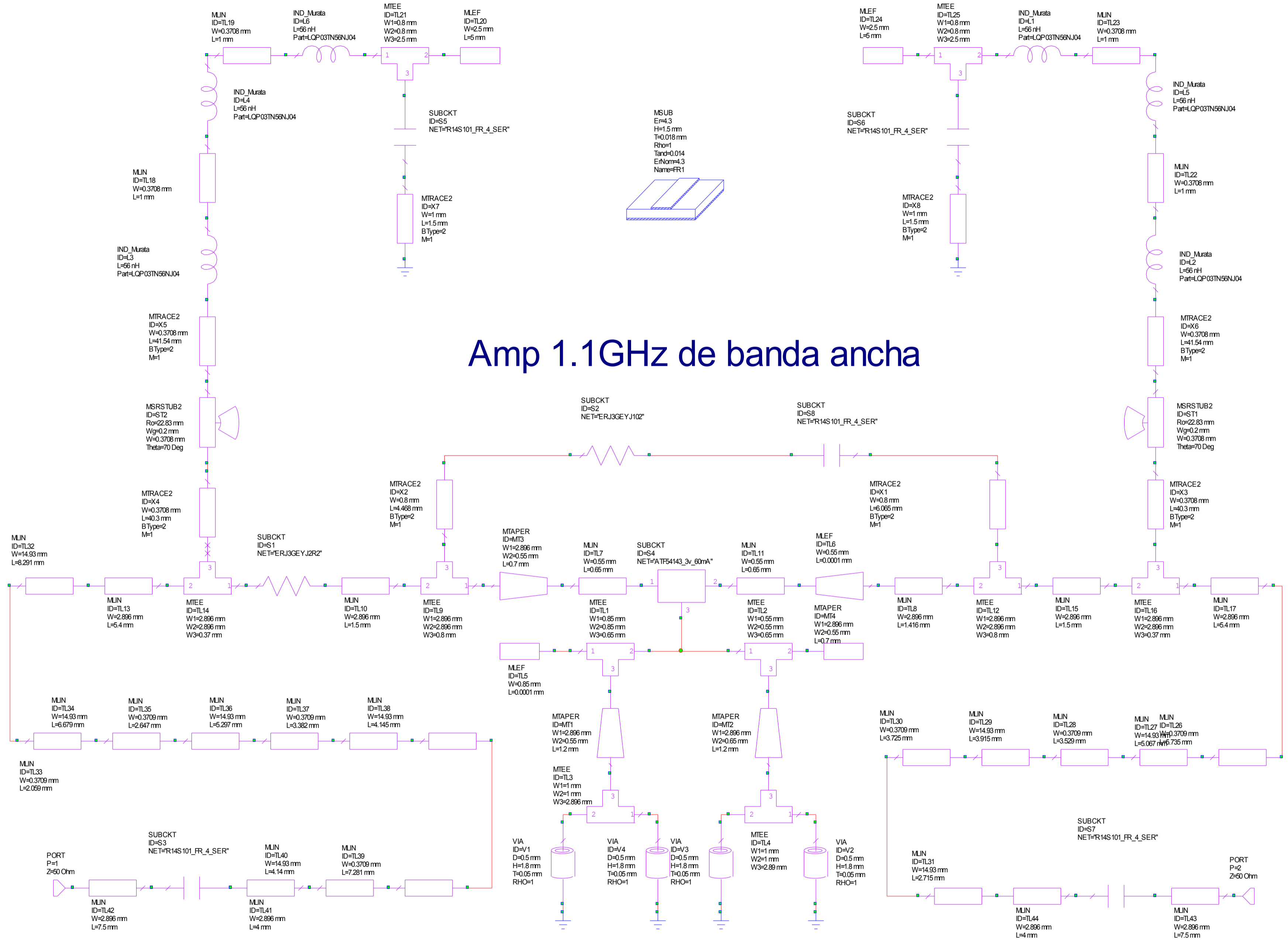


Fig. 2.8.1 Circuito esquemático completo.

En la Fig. 2.8.2 podemos observar la respuesta en frecuencia del sistema con *microstrips* para la red de acople.

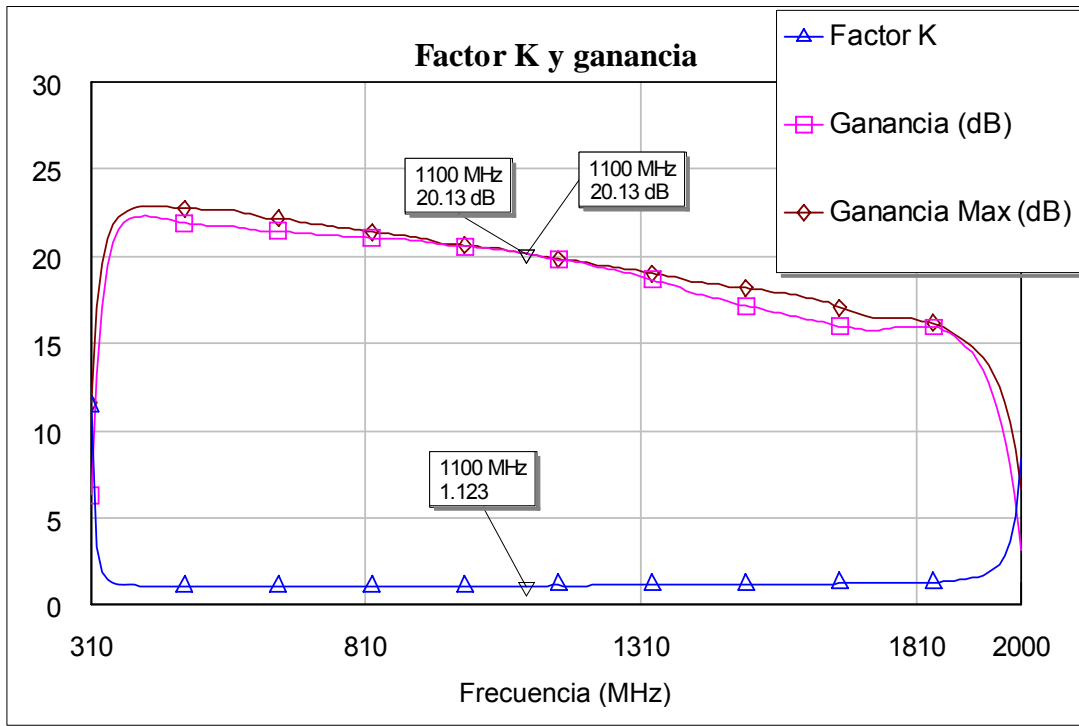


Fig. 2.8.2 Respuestas en frecuencia del circuito completo.

El diseño del layout del circuito se muestra en la Fig. 2.8.3.

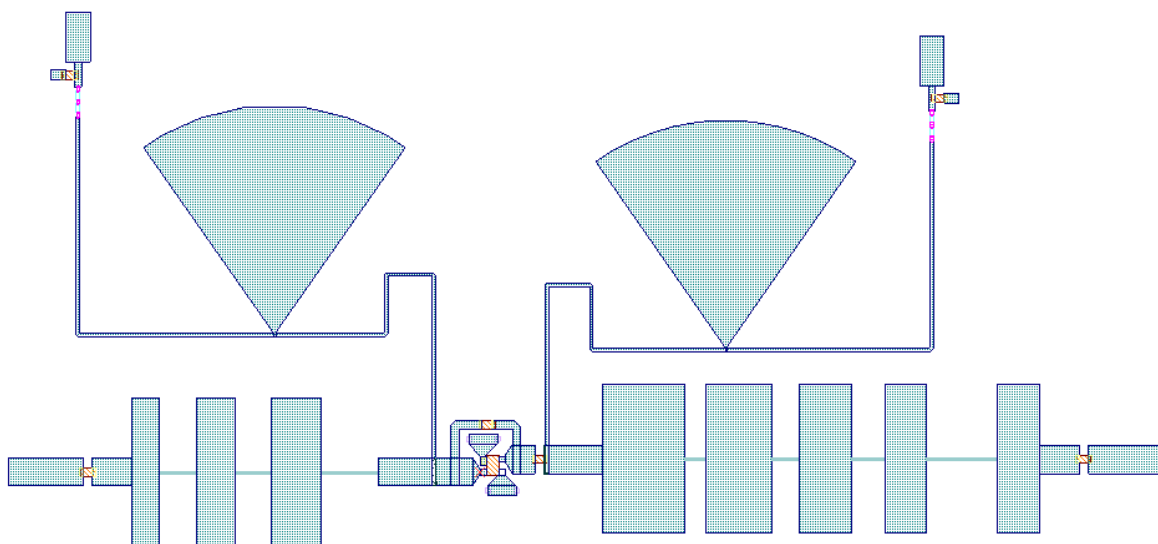


Fig. 2.8.3 Layout del circuito.

Para poder aislar la componente DC en la retroalimentación del circuito fue necesario agregar un condensador de desacople.

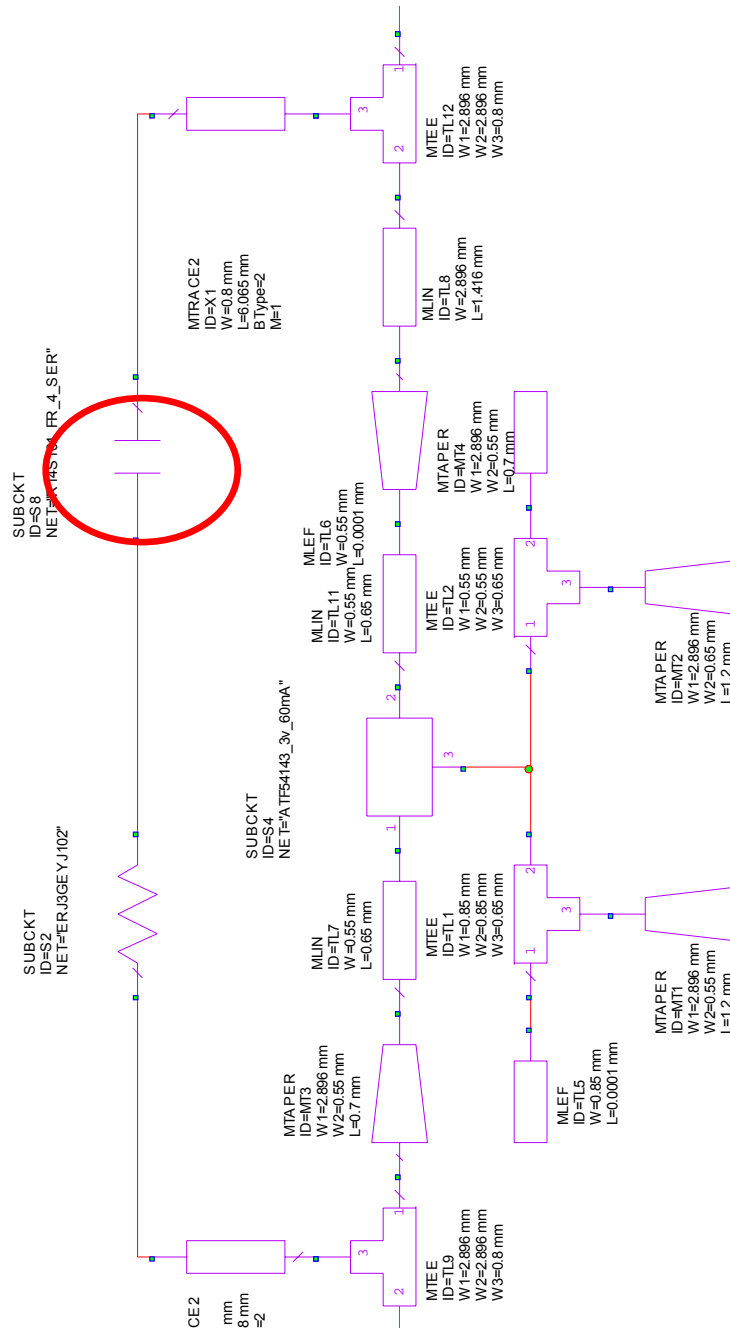


Fig. 2.8.4 Diagrama esquemático del circuito con capacitor de desacople.

La respuesta del sistema no se modificó (Fig. 2.8.5).

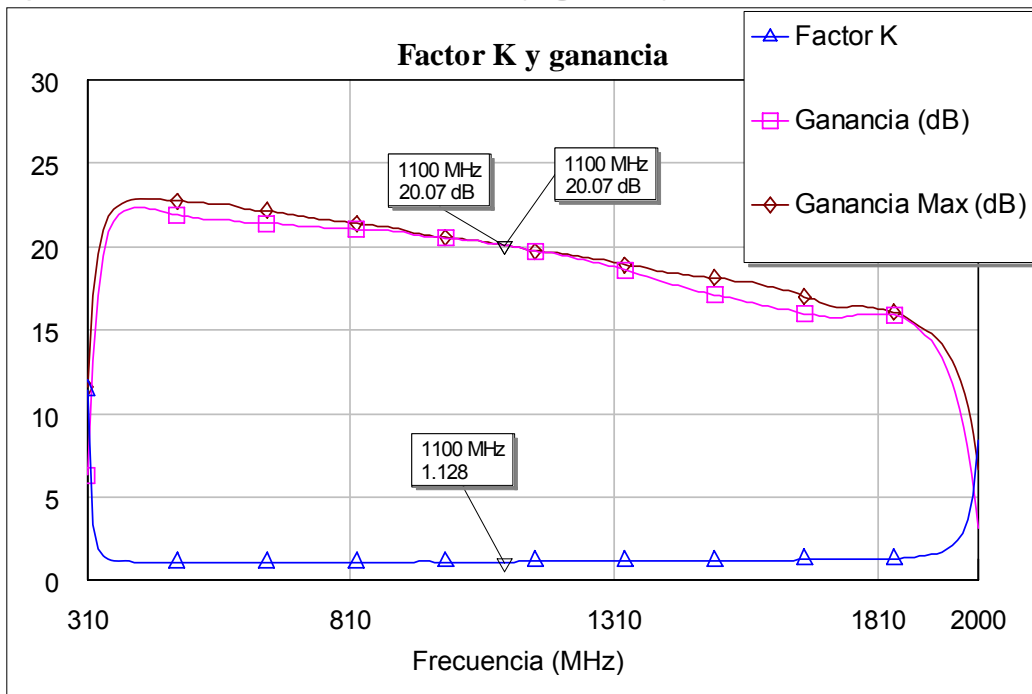


Fig. 2.8.5 Respuestas en frecuencia del circuito completo con capacitor de desacople.

Así mismo tampoco la impedancia de los puertos sufrió cambios (Fig. 2.8.6).

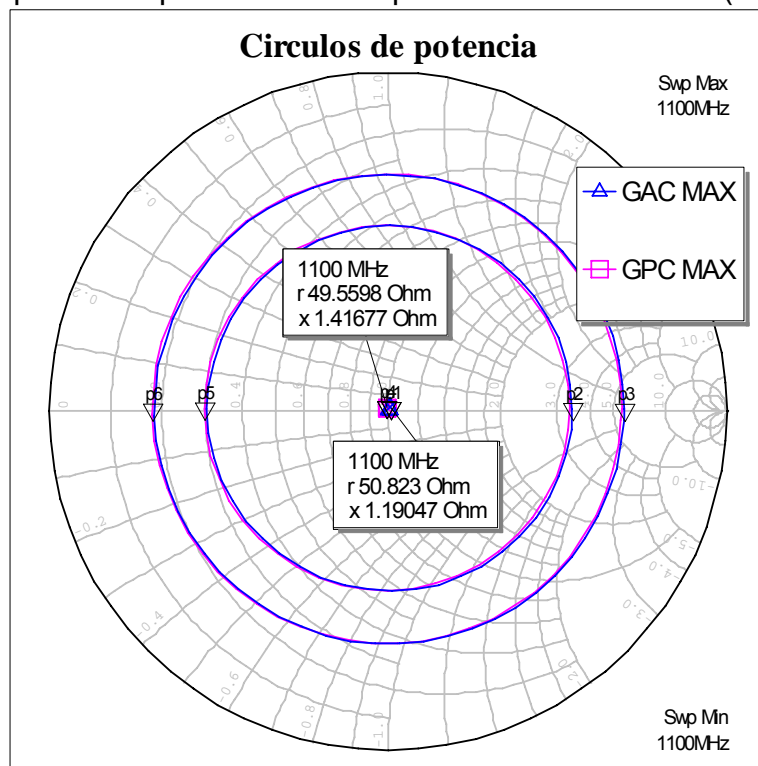


Fig. 2.8.6 Círculos de potencia para el circuito completo con capacitor de desacople.

3. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Esta etapa es quizás la más importante de todo el proyecto, ya que en ésta finalmente se podrá saber si la teoría y el proceso de construcción aplicados han sido acertados. Un aspecto crítico para el ensamblaje y preparación de los circuitos, en el cual se debe tener mucho cuidado, es el proceso de soldadura de los componentes de montaje superficial, puesto que se requiere de una habilidad especial que solo se puede adquirir con mucha experiencia y práctica.

La medición de cada uno de los circuitos fue realizada con un analizador espectral *PRECISION 2630* (Fig. 3.1). La señal de entrada se obtuvo de la salida del analizador que genera frecuencia de barrido desde 100KHz a 1.1GHz, de esta manera fue posible determinar la respuesta en frecuencia del circuito. Fueron medidos tanto el circuito completo como el circuito sin transistor.



Fig. 3.1 Analizador espectral PRECISION 2630

3.1 Circuitos pasivos.

Se ha medido la respuesta en frecuencia del circuito sin transistor con la finalidad de comprobar que el diseño de las pistas y de las redes de circuitos pasivos funcione adecuadamente. En la gráfica se pueden apreciar los resultados (mediciones) obtenidos del analizador (Fig. 3.1.2). En la siguiente gráfica se aprecia en detalle el resultado de la simulación (Fig. 3.1.3) en ese mismo rango de frecuencias. En la Fig. 3.1.1 se muestra la “línea” de referencia a 0dB (señal de entrada para el amplificador). Además para la lectura de la gráfica se debe tener en cuenta que cada cuadro tiene un valor de 10 dB.

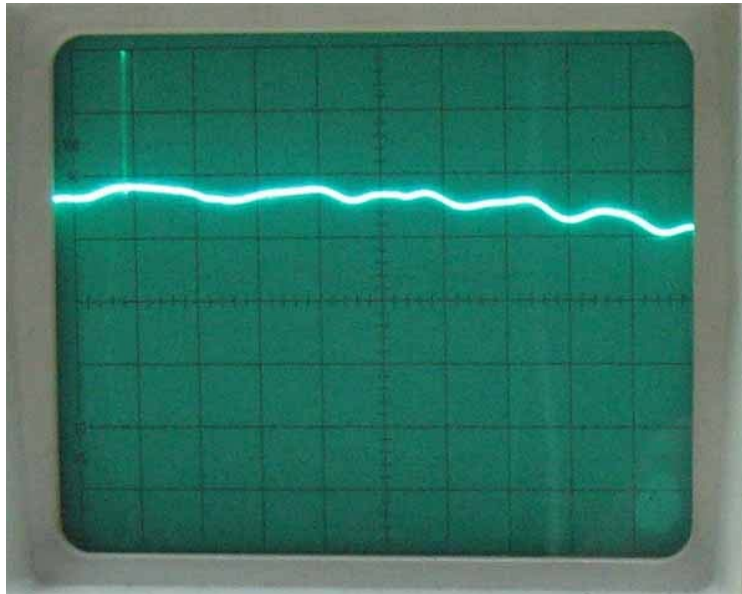


Fig. 3.1.1 Señal a 0dB

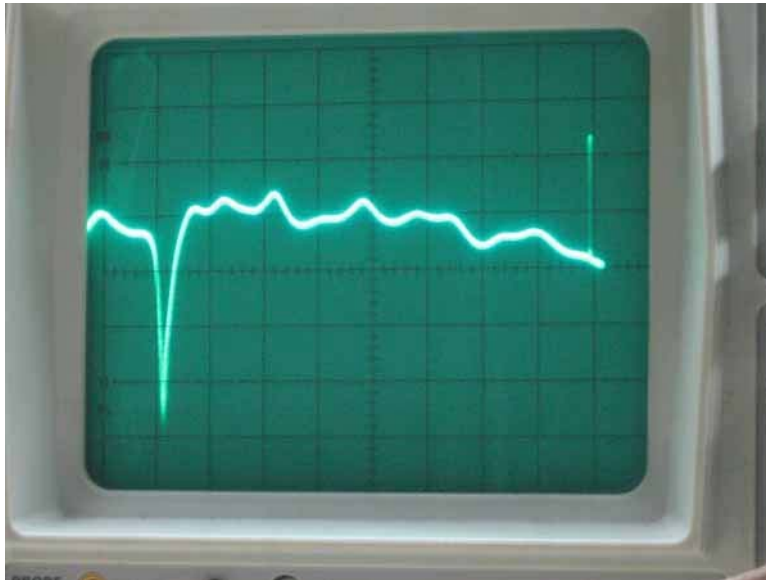


Fig. 3.1.2 Resultados de la medición

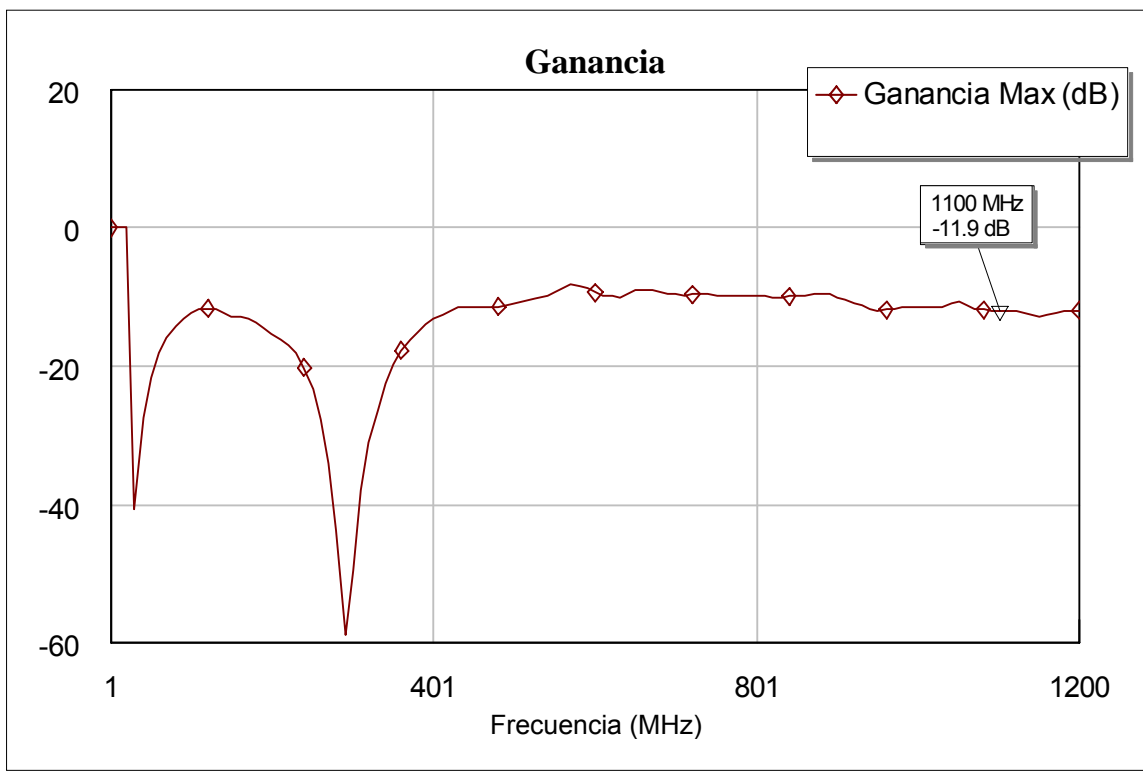


Fig. 3.1.3 Resultados de simulación

Analizando las gráficas obtenidas son similares entre la simulación y el resultado medido. Aunque se aprecia una disminución de potencia al acercarse a 1.1GHz, por las limitaciones del equipo no es posible saber si la tendencia es similar al llegar a 2.1 GHz. Este efecto se puede deber a que el dieléctrico tenga una constante diferente a esas frecuencias y también debido al método utilizado en el diseño del impreso. En general, la similitud de resultados entre la simulación y la medición parece indicar que los modelos utilizados para realizar la primera han sido los adecuados.

3.2 Amplificador banda ancha.

Para el amplificador de banda ancha se esperaba obtener una ganancia de 20 dB con un ancho de banda de casi 2 GHz, desde 300 MHz hasta 2,1 GHz. El resultado fue el siguiente:

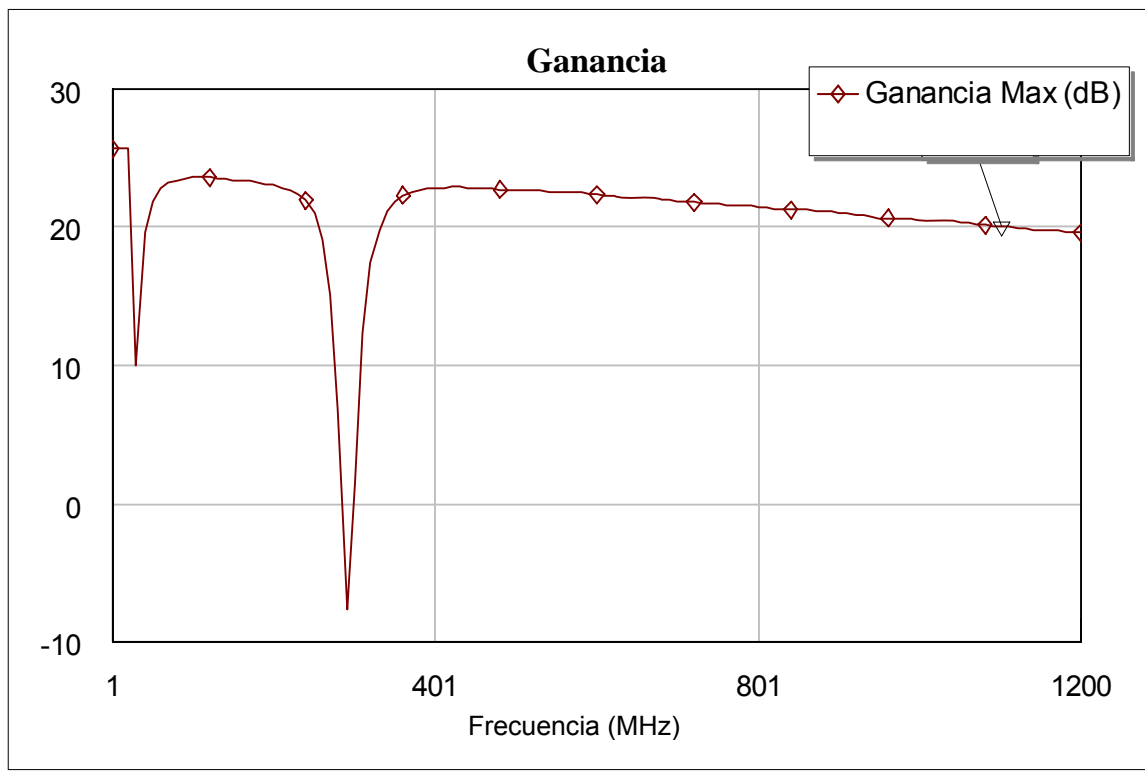


Fig. 3.2.1 Simulación

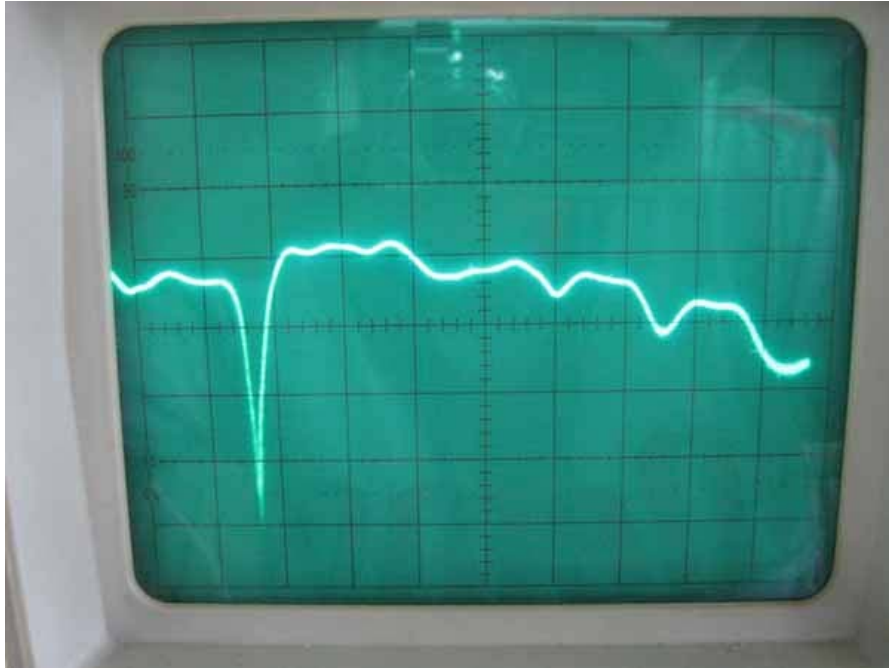


Fig. 3.2.2 Mediciones

La Fig.3.2.2 muestra que el circuito no ha logrado amplificar la señal. Se deduce que el transistor no responde como se esperaba, esto puede deberse a que el transistor pudo sufrir daños por sobrecalentamiento al momento de ser colocado en el circuito impreso, ya que no se cuenta con las herramientas necesarias ni con la experiencia en el montaje de este tipo de dispositivos.

CONCLUSIONES

En este proyecto se hace uso mucho de los conocimientos de líneas de transmisión, teoría electromagnética y de sistemas eléctricos lineales en lo que respecta a redes de dos puertos. La carta de Smith es una herramienta indispensable en el diseño de este proyecto, además de utilizar la carta para localizar impedancias tiene otras funciones como los son los círculos de estabilidad que sirven para determinar si el sistema es estable (que independiente de la carga no oscilara) condicionalmente (que es estable para ciertos valores de impedancia) e inestable (el sistema presenta oscilaciones para cualquier impedancia), la otra función de la carta de Smith es la de los círculos de potencia, estos sirven para poder acoplar la impedancia de entrada y salida al valor de la impedancia característica con esto logramos obtener la máxima potencia posible.

Pero todas estas funciones de la carta de Smith sus cálculos se simplifican con la ayuda del software Microwave Office, este es capaz de evaluar rangos de frecuencia y de otros parámetros. Sin este software tomaría demasiado tiempo obtener resultado por la complejidad de los cálculos. Además este programa tiene la cualidad de utilizar archivos *.S2P que contienen los parámetros S de los elementos que se utilizan para el diseño del circuito y que nos dan una idea lo mas cercana al funcionamiento real del sistema.

Otro conocimiento adquirido en este trabajo fue el uso de microstrips como elementos de acople, estos pueden remplazar elementos pasivos que generalmente sus valores serian difíciles de conseguir y tienen características similares a los de un elemento pasivo ideal. Su limitante es que abaja frecuencia sus dimensiones son demasiado grandes así que se le utilizan mas para frecuencia altas

RECOMENDACIONES

- El montaje del transistor es un proceso muy delicado, por lo tanto sería recomendable obtener las herramientas adecuadas o si alguna empresa local puede realizar el trabajo.
- El método utilizado para el diseño del impreso fue por medio de una tarjeta impresa con una capa sensible a la luz, esto causar pequeñas variaciones en el ancho de las líneas delgadas. La solución sería de realizar el impreso con una compañía especializada en la construcción de estos.
- En el caso de estar trabajando con sistemas de banda ancha lo mejor es tener una tarjeta impresa que mantenga su constante dieléctrica constante para un rango grande de frecuencia ya que la FR4 tiene muchas variaciones

BIBLIOGRAFÍA Y FUENTES DE INFORMACIÓN

- [1] E. J. Barrios, M. E. Rubianogroot, "Circuitos demostrativos y tutorial para el diseño y construcción de circuitos de RF" (2004), Consultada 25 junio de 2007, Pontificia Universidad Javeriana, Pagina Web Tesis de Ingeniería www.javeriana.edu.co/biblos/tesis/ingenieria/tesis05.pdf
- [2] P. L. Arjona, "Diseño y verificación de un amplificador para IEEE802.16" (junio 2005), Consulta 20 de Junio de 2007, Universidad politécnica de Cataluña, pagina Web Servicio de biblioteca y documentos <https://upcommons.upc.edu/pfc/bitstream/2099.1/3532/2/40382-2.pdf>
- [3] E. R. Asenjo, "Diseño de amplificadores de microondas" (Abril 2005), Consultado 26 de Junio de 2007, Pagina Web Temas Avanzados www.astronomos.cl/conocimientos/avanzado/Amplificadores%20de%20Microondas.pdf
- [4] B. A. Abelán, "Capítulo 5 Amplificador Bajo Ruido Híbrido de Banda Ancha en Tecnología GaAs" (Octubre de 2006), Consultada 20 de Junio de 2007, Universidad de Cantabria, Pagina Web Tesis Doctorales en Red (TDR): www.tesisenxarxa.net/TESIS_UC/AVAILABLE/TDR-0305107-174432//05de10.BAA_cap5.pdf
- [5] Gonzalez, Guillermo, (1944). Microwave transistor amplifiers analysis and design (1984). New Jersey: Prentice-Hall, Inc.
- [6] Data Sheet - ATF-54143 (2005), Consultado 12 de Septiembre de 2007, Pagina Web www.avagotech.com http://www.avagotech.com/products/rfics%1cdiscretos/transistors/gaas_field_effect/atf-54143/
- [7] Data Sheet de Capacitores johanson technology (2007), Consultado 12 de Septiembre de 2007, Pagina Web www.johansontechnology.com http://www.johansontechnology.com/library/awr/Capacitors/Data/JTI_S-Series-Libraries_2006-10.zip
- [8] Data Sheet de Resistencia panasonic (2007), Consultado 7 de Enero de 2008, Pagina Web <http://industrial.panasonic.com> http://industrial.panasonic.com/jp/i/29800/panasonic_mwo/panasonic_mwo/panasonic_mwo.zip

- [9] Data Sheet de Bobinas murata (2007), Consultado 15 de Noviembre de 2007, Pagina Web www.murata.co.jp
<http://www.murata.co.jp/sparameter/data/eia/lqp03t/lqp03t.zip>
- [10] Broadband Microstrip Mixer Design – The Butterfly Mixer (1998), Consultado 20 de Diciembre de 2007, Pagina Web www.hp.woodshot.com
http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an976.pdf
- [11] The Yin-Yang of Matching: Part 1- Basic Matching Concepts (March 2006), Consultado 10 de Septiembre de 2007, Pagina Web High Frequency Electronics
http://www.highfrequencyelectronics.com/Archives/Mar06/HFE0306_Rhea.pdf
- [12] The Yin-Yang of Matching: Part 2—Practical Matching Techniques (March 2006), Consultado 10 de Septiembre de 2007, Pagina Web High Frequency Electronics
http://www.highfrequencyelectronics.com/Archives/Apr06/HFE0406_Rhea-part2.pdf
- [13] Principios de Electrónica para Altas Frecuencias (24 de Enero del 2005), Consultado 20 de Noviembre de 2007
www.astronomos.cl/conocimientos/avanzado/Informe.pdf
- [14] Estructura del transistores PHEMT
<http://en.wikipedia.org/wiki/HEMT>
- [15] P. Fay. (2001, Octubre). Introduction to microwave transistors. [En línea]. Disponible: <http://pagesperso-orange.fr/pfe-hyper/Datasheets/lab7.pdf>