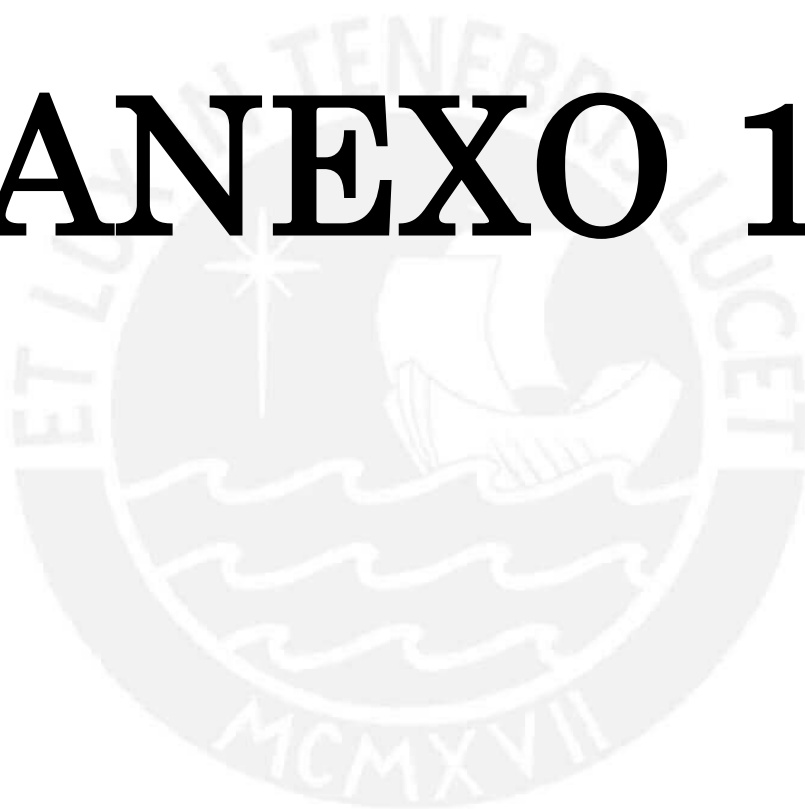


ANEXO 1



CONCEPTOS TEÓRICOS BÁSICOS

A continuación se definirán distintos conceptos de radiofrecuencia y microondas que serán necesarios para poder comprender los elementos utilizados en el presente trabajo de tesis.

2.1 Líneas de Transmisión

Las líneas de transmisión son los medios utilizados para poder transferir energía eléctrica de señales electromagnéticas desde un punto considerado como fuente hasta una carga. Estos medios de transmisión son utilizados para señales de alta frecuencia donde la distancia de un punto a otro produce una diferencia de fase; por ello pueden ser considerados como circuitos de elementos distribuidos que consiste en que sus “*características resistivas, capacitivas e inductivas deben evaluarse en función de su distancia unitaria*” [1].

Si se desea analizar las propiedades ondulatorias en una línea de transmisión se debe plantear un modelo de circuitos con las principales variables de la línea las cuales serían una inductancia L , una capacitancia C , una conductancia de desviación G y una resistencia en serie R definidas en base a unidades diferenciales de longitud según como se muestra en la figura 2.1 y a partir de dicho modelo se pueden definir las características de propagación de las ondas sinusoidales de voltaje y corriente en una medio con pérdidas y sin pérdidas, revisar la referencia[2] para verificar las ecuaciones de propagación de voltaje y corriente [2].

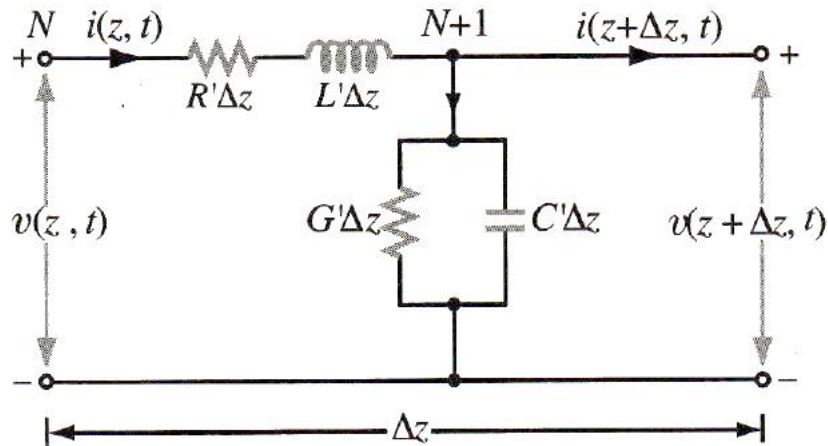


Figura 2.1. Circuito equivalente de una longitud diferencial Δz de una línea de transmisión de dos conductores

Fuentes: [2]

2.1.1 Líneas de Microcinta

Las líneas de microcinta (líneas microstrip) son líneas de transmisión conformadas en su estructura por los siguientes elementos: Una tira metálica con ancho y espesor igual a por una tira metálica con ancho W y espesor t , un sustrato dieléctrico con permitividad dieléctrica relativa ϵ_r y espesor h , y un plano metálico tierra, según como se muestra en la figura 2.2 [3].

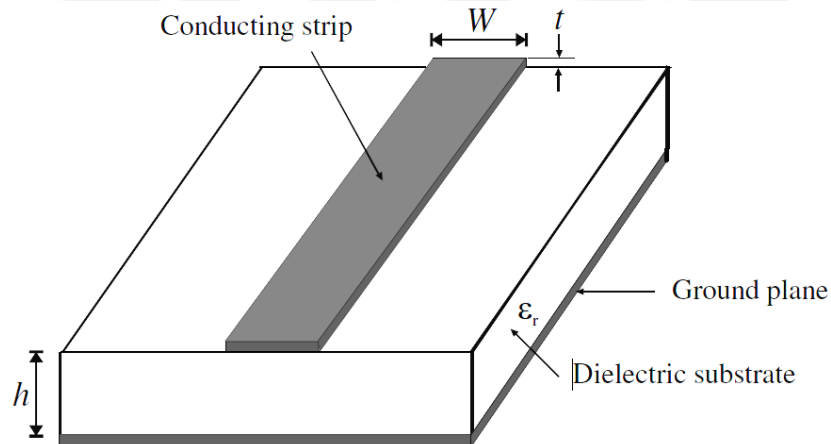


Figura 2.2. Estructura general de una línea microstrip

Fuentes: [3]

Esta estructura tiene la particularidad de guiar a los campos electromagnéticos a través de dos medios distintos, aire y el sustrato dieléctrico; por ello la constante de propagación, la velocidad de fase, la longitud eléctrica y la impedancia característica no van a depender solo de las características del sustrato utilizado sino, también, de las dimensiones que conforman a la estructura [4] [3]. Por este motivo este tipo de líneas de transmisión es muy utilizado en el diseño de sistemas de RF/microondas, pues permite implementar líneas de transmisión con diferentes valores de impedancia característica tan solo con variar el ancho de la tira conductora.

2.1.2 Carta Smith

La carta Smith es una herramienta clásica muy utilizada en el análisis de redes de RF y microondas. Representa una ayuda importante en el diseño y evaluación de redes de acoplamiento y se ha convertido en un estándar para la representación gráfica de impedancia, coeficiente de reflexión, círculos de estabilidad, círculos de ganancia, entre otros. En el clásico modelo de carta Smith como en la figura 2.3 se observan cuadrículas formadas a partir de la combinación de los círculos de resistencia constante y círculos de reactancia constante.

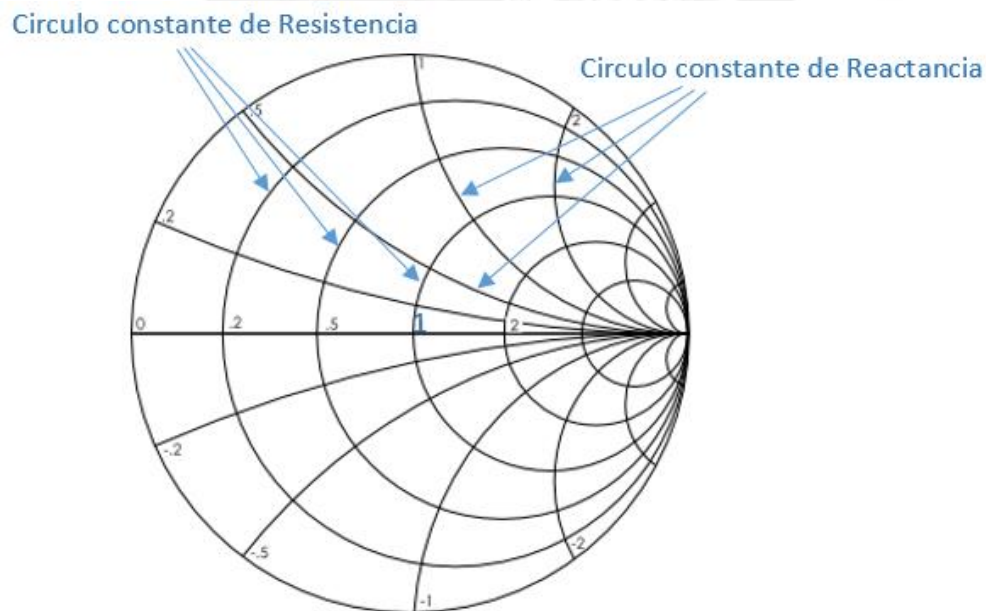


Figura 2.3. Representación básica de la carta Smith

Fuente: <http://www.eeweb.com/electronics-quiz/smith-chart-basics>

El sistema de coordenadas que se aprecia en esta carta es mayormente utilizado para representar el coeficiente de reflexión de un determinado punto de evaluación. Como se aprecia en la figura 2.3, el radio de total de la carta Smith es la unidad; por ello, para poder representar un valor de impedancia (Z) o admitancia (Y) es necesario normalizarla respecto a una referencia como se aprecia en las ecuaciones 2.1 y 2.2, donde la referencia usualmente utilizada es la impedancia de la línea de transmisión (Z_0) del sistema de RF que suele tener el valor de 50 ohmios.

$$Z = \frac{Z}{Z_0} \quad (2.1)$$

$$Y = \frac{Y}{Y_0} \quad (2.2)$$

Esta carta suele tener tres variantes que son de mucha ayuda a la hora de modelar una red de acoplamiento: Carta Smith de impedancia, conocida como carta Smith Z ; carta Smith de admitancia, conocida como carta Smith Y ; y carta Smith de impedancia y admitancia, usualmente conocida como carta Smith ZY [11].

2.1.3 Redes de acoplamiento

Las redes de acoplamiento comúnmente son un arreglo dimensionado de líneas microstrip, figura 2.4, o elementos pasivos concentrados, figura 2.5, que cumplen el objetivo de transformar una impedancia de entrada o salida a un valor determinado, con el fin de lograr la máxima transferencia de potencia hacia una fuente o carga.

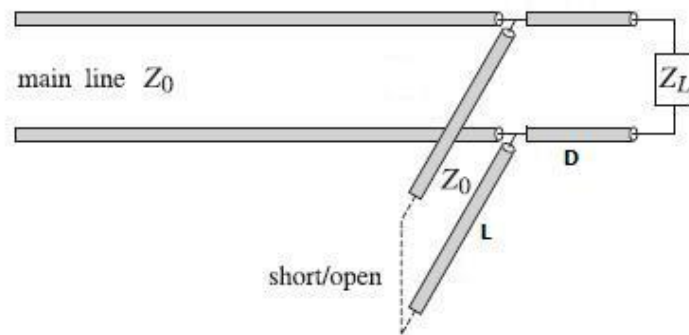


Figura 2.4. Acoplamiento utilizando líneas de transmisión en serie y paralelo (stub).

Fuentes: “http://www.arcticpeak.com/antennapages/single_stub_match.html”

El uso de líneas microstrip o componentes pasivos queda a elección del diseñador, en base a la frecuencia de diseño, espacio en la circuitería y costo. En el caso de una red de acoplamiento con líneas microstrip en serie y stubs, el modelado es sencillo, y distintos softwares de simulación nos permiten evaluarlas electromagnéticamente sobre un diseño determinado; sin embargo, suelen tener dimensiones algo extensas que ocupan mucho espacio en un sistema de radiofrecuencia.

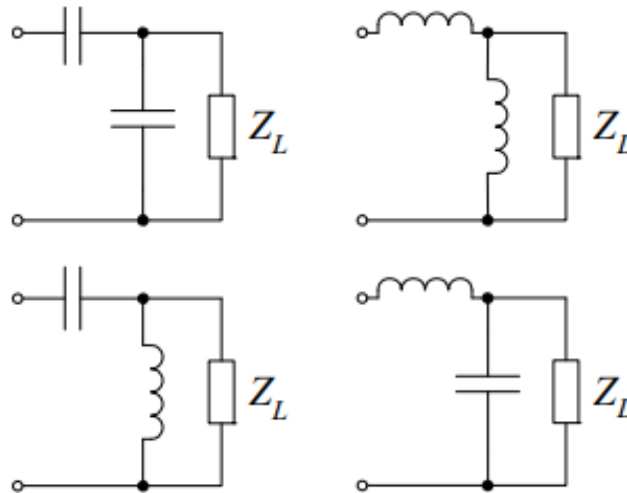


Figura 2.5. Acoplamiento utilizando elementos pasivos concentrados (Capacitores e inductores).

Fuentes: <http://whites.sdsmt.edu/classes/ee481/notes/481Lecture7.pdf>

En cambio, con el uso de componentes concentrados como capacitores e inductores, se puede ahorrar espacio significativo en una placa de evaluación, pero el inconveniente con este tipo de red de acoplamiento es la baja probabilidad de que los valores de capacitancias e inductancias diseñados coincidan con los valores comerciales disponibles, y además muchos softwares no permiten analizar su comportamiento electromagnético mediante el uso de técnicas computacionales como MoM, FEM, FDTD, ente otros. Por ello, en distintos sistemas de RF/Microondas se suelen utilizar una mezcla ambos, esto se apreciara más adelante, en el modelado de las redes de adaptación para los transistores donde se combinaran el uso de líneas microstrip con componentes concentrados de valores comerciales a fin de obtener una red de adaptación más precisa y adecuada a lo que se necesita [12].

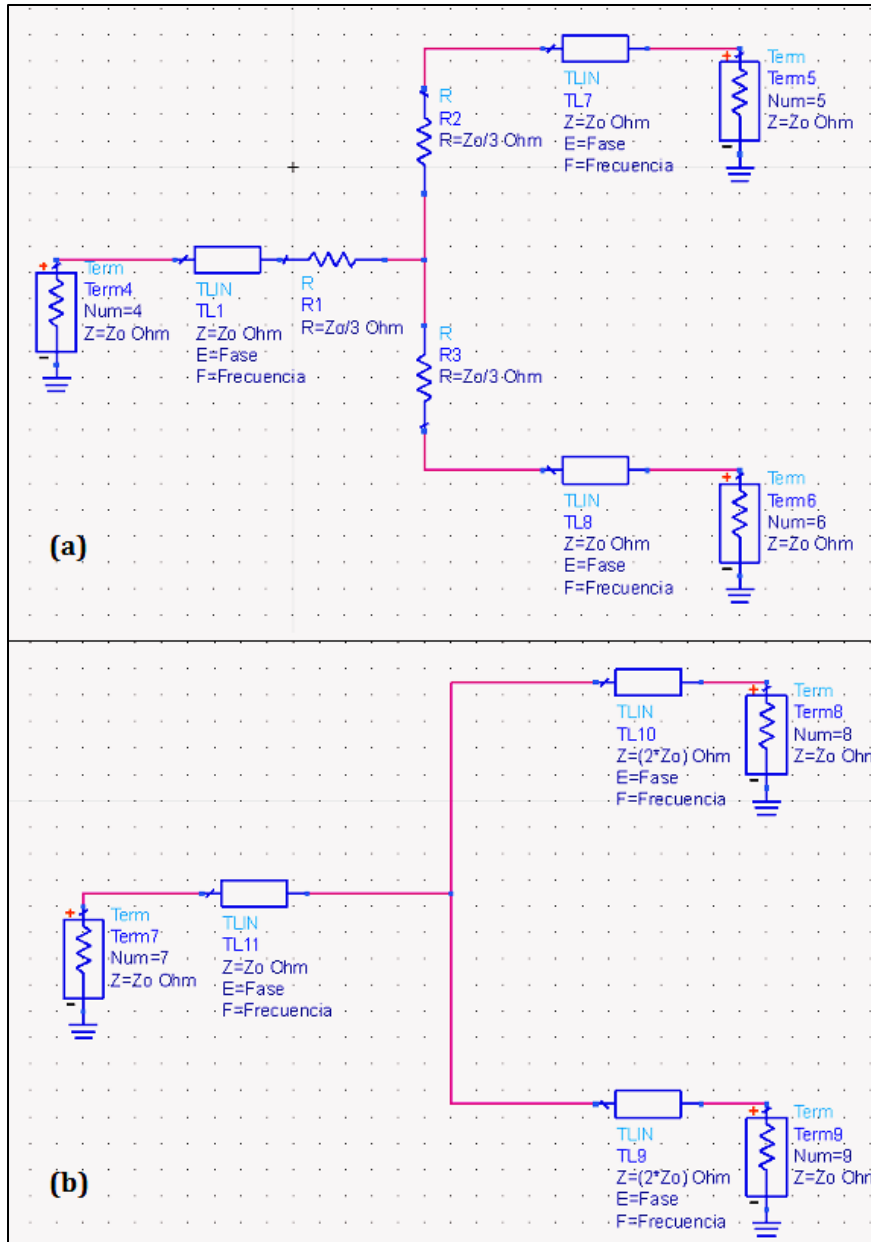


Figura 2.6. Esquemático de Divisores de potencia Resistivo (a) y en T (b)

Fuente: “Elaboración Propia”

2.2 Divisor de Potencia

Un divisor de potencia es una red de tres puertos pasiva con una entrada y dos salidas que tiene la capacidad de distribuir la potencia entre sus salidas en base a un factor de transmisión establecido. Un divisor de potencia que cumpla con las siguientes propiedades:

Acoplado en todos sus puertos ($S_{11} = 0$, $S_{22} = 0$, $S_{33} = 0$), recíproco ($S_{ij} = S_{ji}$) y sin pérdidas ($[S].[S^*]=I$), conocido como divisor de potencia ideal, es físicamente imposible de ser implementado; por ello existen divisores de potencia que cumplen a lo más dos de las tres propiedades mencionadas (acoplados en sus puertos, recíproco y sin pérdidas). Existen tres modelos de divisores usualmente utilizados dado sus características únicas y los alcances que se quieren obtener de los mismos: Divisores resistivos (figura 2.6.a), divisores en T (figura 2.6.b) y divisores de potencia Wilkinson. Estos divisores pueden ser fácilmente construidos utilizando líneas de transmisión microstrip, pero para el presente trabajo de tesis se utilizará los divisores de potencia Wilkinson por peculiares propiedades que serán descritas en la siguiente sección [4][13].

2.2.1 Divisor de Potencia Wilkinson

El divisor Wilkinson es un divisor de potencia o combinador de potencia, que es muy utilizado en aplicaciones de RF y microondas, pues es fácil de implementar en un PCB lo que conlleva a obtener un divisor/combinador de potencia muy económico.

Este divisor de potencia tiene las características de presentar un buen aislamiento entre sus puertos de salida, puede estar acoplado en todos sus puertos y aparenta no tener pérdidas cuando los puertos de salida están acoplados (solo potencias de retorno de los puertos de salida son disipadas en la resistencia).

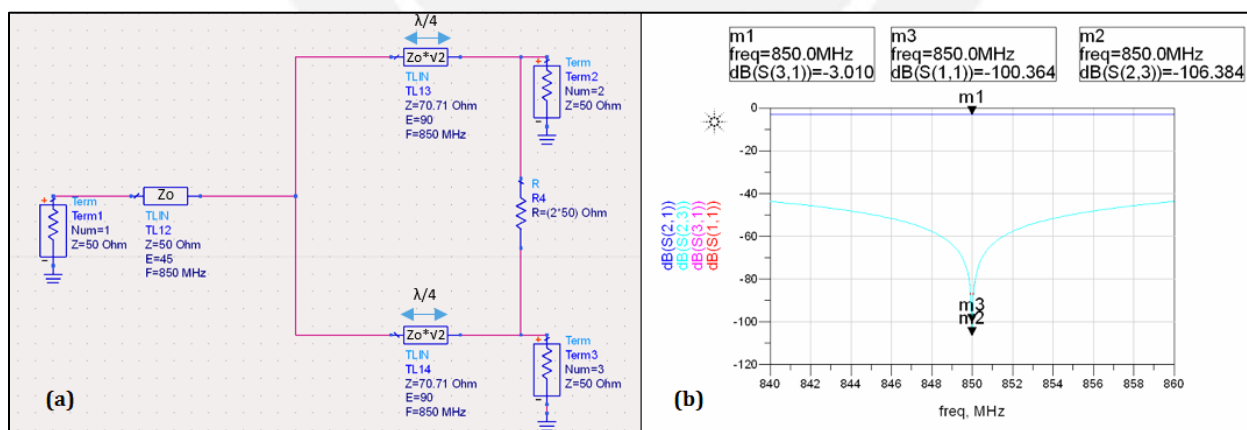


Figura 2.7. Circuito ideal en líneas de transmisión de un divisor de potencia Wilkinson(a) diseñado a la frecuencia de 850 MHz y su respuesta en parámetros S expresada en dB (b).

Fuente: “Elaboración propia”

En la figura 2.7.a se observa el esquemático ideal en líneas de transmisión del mencionado divisor y en la figura 2.7.b su respectiva respuesta en parámetros S de la potencia de transmisión, retorno y el aislamiento entre los puertos de salida. Para este tipo de divisor, la distribución de potencia es equivalente entre los puertos de salida; en base a la figura 2.7.a y la figura 2.8, que muestra la óptima implementación de un divisor Wilkinson, se observa que el diseño del divisor está compuesto por una línea de transmisión de impedancia Z_0 , el cual se divide en dos líneas de cuarto de longitud de onda con impedancia $\sqrt{2}Z_0$, para realizar el acoplamiento con las impedancias de las salidas, y una resistencia de valor $2Z_0$, conectada entre ambas líneas de transmisión de salida.

En el caso de un Wilkinson con igual división de potencia, cuando los puertos de salida se encuentran acoplados, la resistencia que conecta las líneas de salida no disipa potencia, ya que el voltaje que viaja a través de estas es la misma tanto en magnitud como en fase, lo que produce que el resistor aparente que no existe en este caso. A continuación, se muestra la matriz de parámetros S ideal para un divisor de potencia Wilkinson:

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Analizando esta matriz de parámetros S, se observa que los puertos se encuentran acoplados ($S_{11} = 0$, $S_{22} = 0$, $S_{33} = 0$), también que una señal que ingresa por el puerto 1, es igual distribuida en potencia a través de los puertos de salida 2 y 3. Esta distribución equitativa de potencia y que la suma de los cuadrados de dicha columna sea uno (condición unitaria) muestra que el divisor se comporta como una red sin pérdidas cuando se es alimentado por una señal en el puerto 1; sin embargo, cuando una señal es insertada en los puertos 2 o 3, solo la mitad de la potencia llega al puerto 1 con lo que se entiende que el resto es disipada en la resistencia [4][13].

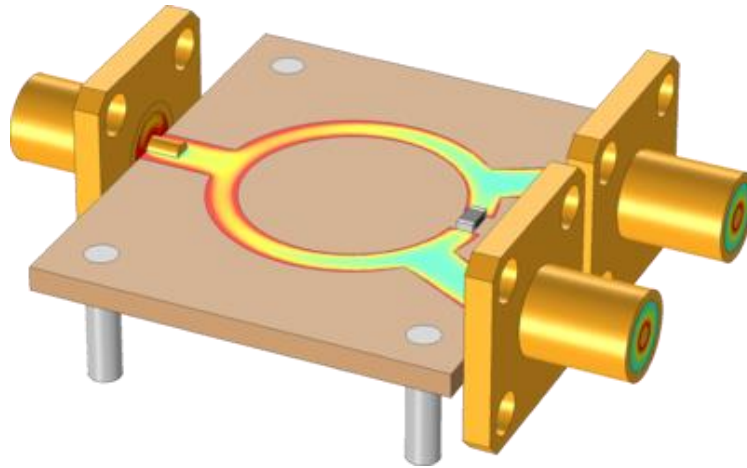


Figura 2.8. Modelo de un divisor de Potencia Wilkinson convencional implementado en un simulador de RF.

Fuente: <http://www.comsol.com/model/wilkinson-power-divider-12303>

Se logra apreciar reciprocidad ($S_{ij} = S_{ji}$) del circuito se mantiene, pese a que en algunos casos parte de potencia es disipada en el resistor. Se puede determinar una característica muy importante en este divisor de potencia, que es el aislamiento entre los puertos 2 y 3 ($S_{23} = S_{32} = 0$), lo cual es muy conveniente para evitar que la potencia de retorno de algún puerto de salida se alimente en el otro puerto, pudiendo producir interferencias no deseadas o bucles por realimentación de potencia en arquitecturas de sistemas con mayor número de elementos pasivos y activos. El aislamiento entre los puertos es logrado mediante la suma de dos señales desfasadas 180° , las cuales son la señal que viaja de retorno desde un puerto de salida con dirección al puerto de salida a través de las dos líneas de cuarto de longitud de onda que existen entre los mismos puertos, y la señal que viaja por la resistencia desde el puerto de salida origen; la coincidencia de ambas señales en el puerto de salida final produce que se cancelen, con lo que se establece el aislamiento entre ambos puertos mencionados.

Finalmente, se puede deducir que el divisor de potencia Wilkinson también puede ser utilizado como un combinador de potencias, esto se puede lograr cuando dos señales de misma magnitud y fase son alimentadas en los puertos 2 y 3, produciendo que el voltaje en los extremos del resistor sea el mismo, cancelando así su efecto de disipación de potencia; con ello, sin la disipación de potencia ambas señales insertadas llegan intactas al puerto 1 donde

se combinan (interferencia constructiva) y se obtiene una señal de salida que coincide con la suma de potencias de las señales insertadas en los puertos 2 y 3 [13][16].

Con el fin de establecer los beneficios de utilizar los divisores/combinadores de potencia Wilkinson se definen a continuación un resumen de las principales ventajas del uso de los mismos:

- ✓ El divisor de potencia Wilkinson puede ser fácilmente construido mediante un proceso de impresión de sus elementos en un PCB.
- ✓ Como en la implementación del divisor se utilizan elementos PCB, y valores de resistencias comerciales, se obtiene un menor costo en la fabricación del mismo.
- ✓ Si se utiliza el puerto de alimentación indicado, no se obtienen pérdidas a la salida de los puertos establecidos, a diferencia de otros tipos de divisores.
- ✓ El divisor de potencia Wilkinson ofrece un alto nivel de aislamiento entre los puertos de salida.

2.3 Redes de Cuatro Puertos

Las redes de cuatro puertos, en especial los acopladores direccionales, son muy utilizados en distintos sistemas de RF/microondas, por sus peculiares características de no presentar pérdidas, tener todos los puertos acoplados y además ser recíproco. Esto va a permitir alcanzar ciertos objetivos importantes en la presente tesis. A continuación en la figura 2.9 se muestra la representación clásica de un acoplador direccional (red de cuatro puertos) [4][8].

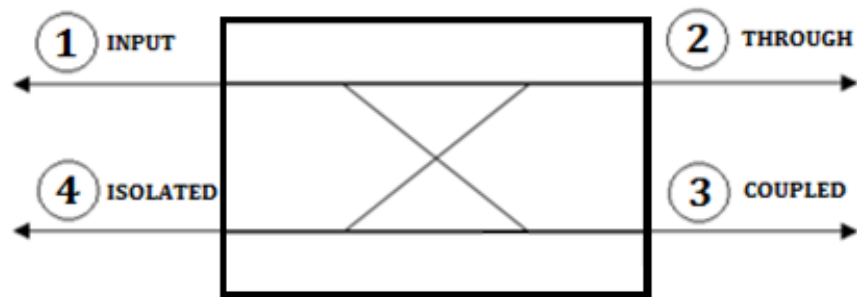


Figura 2.9. Representación de un acoplador direccional de cuatro puertos.

Fuente: “Elaboración Propia”

Si se parte de lo anterior mencionado, se establecen ciertas condiciones para el modelamiento de su matriz de parámetros S. Si esta red esta acoplada en todos sus puertos ($S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$) y es recíproca ($S_{ij} = S_{ji}$) se obtiene la siguiente matriz:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Adicionalmente, si se considera el caso particular de un acoplador direccional se debe establecer que $S_{14} = 0$ y $S_{23} = 0$; además, esta red de cuatro puertos no va a presentar pérdidas, lo que significa que la matriz de dispersión es unitaria ($S.S^* = S.^*S = I$); con ello, se podría aplicar las siguientes condiciones:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (2.5)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \quad (2.6)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (2.7)$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (2.8)$$

$$S_{12}S_{24}^* + S_{13}S_{34}^* = 0 \quad (2.9)$$

$$S_{12}S_{13}^* + S_{24}S_{34}^* = 0 \quad (2.10)$$

Luego de un proceso de simplificación, mediante la asignación variables de magnitud y fase a los parámetros S, se logra definir que $S_{24} = \beta.e^{j\theta}$, $S_{13} = \beta.e^{j\theta}$ y $S_{12} = S_{34} = \alpha$, donde α y β son valores reales, y θ y θ las fases, cumpliendo además que $\theta + \theta = \pi + 2n\pi$. Con ello se pueden establecer dos importantes tipos de acopladores direccionales [4][9][10]:

- ✓ Acoplador simétrico: Este caso se da cuando $\theta = \theta = \pi/2$ y se obtiene la siguiente matriz de parámetros S:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

- ✓ Acoplador Asimétrico: Este caso se da cuando $\theta = 0$ y $\theta = \pi$, y se obtiene la siguiente matriz de parámetros S:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.3.1 Acoplador Branch-Line

El acoplador direccional Branch Line, o también conocido como híbrido en cuadratura, es una red de cuatro puertos que tiene un puerto de entrada, dos puertos de salida, que presentan una diferencia fase de 90° y un puerto con alto nivel de aislamiento. En la figura 2.10 se observa el diseño de un acoplador Branch Line [4][8][16].

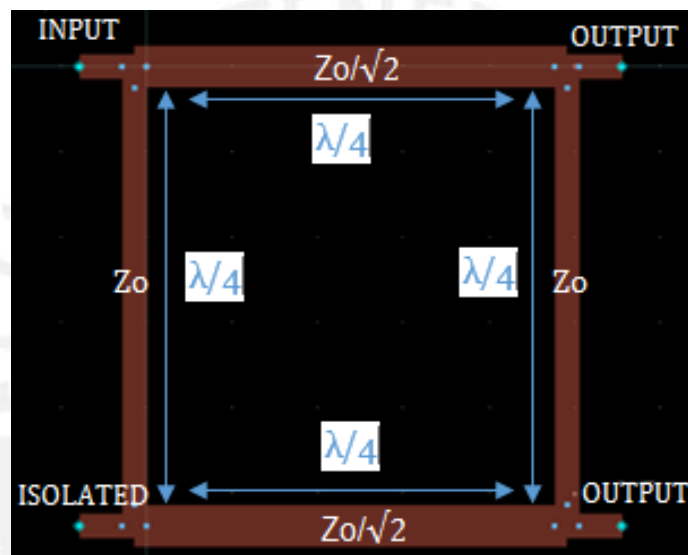


Figura 2.10 Diseño de una acoplador direccional Branch Line.

Fuente: "Elaboracion propia"

Para poder modelar la respuesta en parámetros S de este acoplador híbrido, se parte del punto anterior mencionado donde ya se había deducido la matriz para un acoplador simétrico. Para este caso se tendrá que $\alpha = \beta = -1/\sqrt{2}$, lo cual significa que cada puerto OUTPUT tendrá una potencia de salida igual a la mitad (-3dB) de la potencia de entrada, con un desfase de 90° entre ambos puertos. A continuación se muestra la matriz de parámetros S establecida.

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Según esta matriz establecida, en la figura 2.11.a se muestra las salidas en potencia de un acoplador Branch Line diseñado para la frecuencia de 850 MHz, y en la figura 2.11.b se muestra la diferencia de fase. En ambos gráficos se aprecia que las potencias de salida están a -3dB de la potencia de entrada y, además, que existe una diferencia de fase de 90° entre los mismos [4][8][9]].

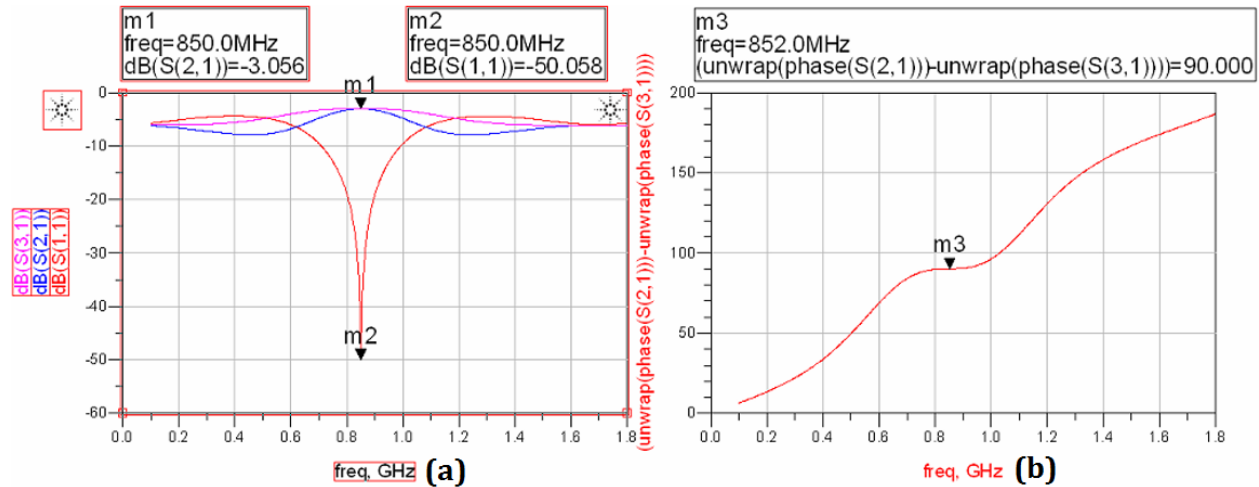


Figura 2.11. En la gráfica (a) se aprecia la respuesta de potencia a la salida y entrada del Branch Line. En la grafica (b) se aprecia la diferencia de fase entre los puertos de salida.

Fuente: “Elaboración propia”

2.4 Amplificadores de microondas

La etapa más importante para el desarrollo del presente trabajo de tesis es la etapa de amplificación, ya que es la que va a permitir elevar los bajos niveles de potencia de recepción a un nivel adecuado en la transmisión.

Un amplificador de microondas combina elementos activos (transistores) con elementos pasivos (elementos concentrados y líneas de transmisión) para proveer la capacidad de elevar los niveles de potencia en un sistema de microondas. Para poder diseñar circuitos de amplificación utilizando transistores, se requiere utilizar conocimientos de líneas de transmisión, redes de dos puertos y carta de Smith.

El transistor es el elemento básico para el diseño de amplificadores, generalmente los proveedores brindan la data de parámetros S para poder realizar un correcto análisis y

modelamiento del mismo. En la figura 2.12 se observa el diagrama general de un transistor considerado como red de dos puertos [4][5][6].

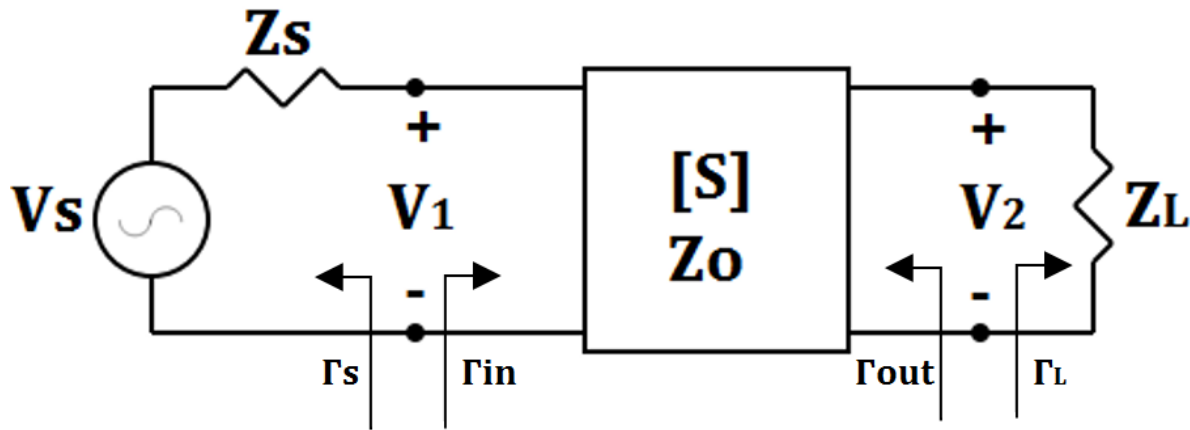


Figura 2.12. Diagrama general de un transistor como red de dos puertos.

Fuente: “Elaboración propia”

2.4.1 Análisis de Estabilidad

El análisis de estabilidad se realiza debido a que a diferencia de un elemento pasivo que no produce oscilaciones, un elemento activo, en este caso el transistor, tiene el potencial para funcionar como oscilador o amplificar señales. Debido a que en este caso se busca solamente la operación de amplificación, se debe evitar cualquier tipo de oscilación espuria en el componente. Por este motivo, se tienen las dos siguientes condiciones de estabilidad [4][5][6][7]:

- ✓ Estabilidad Incondicional: La red es incondicionalmente estable cuando no existen oscilaciones en el dispositivo, producto de los terminales de entrada y salida. Se debe cumplir que $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ para todas las impedancias de las fuentes pasivas y cargas.
- ✓ Estabilidad Condicional: La red es condicionalmente estable, cuando existe la posibilidad de presencia de oscilaciones. Esto se da cuando $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ para cierto rango de valores de impedancias de las fuentes pasivas y cargas.

2.4.2 Testeo de las Condiciones de Estabilidad

Para poder evaluar la estabilidad de un dispositivo se utiliza la condición de Rollet. Los factores de esta condición se indican a continuación con sus respectivas ecuaciones:

$$|\Delta| = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| \quad (2.14)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (2.15)$$

Según la condición de Rollet, para que un transistor sea incondicionalmente estable se debe cumplir que $K > 1$ y $|\Delta| < 1$. Adicionalmente, existe el factor μ que ayuda a determinar la estabilidad incondicional de un dispositivo.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*| + |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (2.16)$$

Si el valor de este factor es mayor a 1 se determina que el transistor es incondicionalmente estable. El uso de este factor nos permite realizar un análisis más rápido que usando los factores K y $|\Delta|$ [4][5][6][7].

En adición, es muy común representar gráficamente la región donde el transistor es incondicionalmente estable mediante círculos en la carta Smith, conocidos como círculos de estabilidad. En la carta Smith se representara el círculo de estabilidad de entrada para el coeficiente de reflexión en el generador, Γ_s ; y el círculo de estabilidad de salida para el coeficiente de reflexión en la carga, Γ_L . Dependiendo de los parámetros de dispersión del transistor, se determina si la región de estabilidad está dentro o fuera del círculo de estabilidad según como se observa en las figuras 2.13 y 2.14 [11].

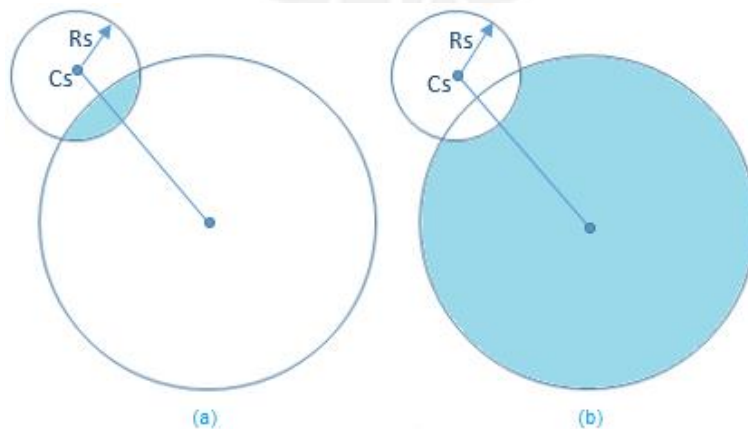


Figura 2.13. Representación de los círculos de estabilidad a la entrada donde el área estable se encuentra sombreada para cuando $|S_{22}| > 1$ (a) y $|S_{22}| < 1$ (b).

Fuentes: “Elaboración propia”

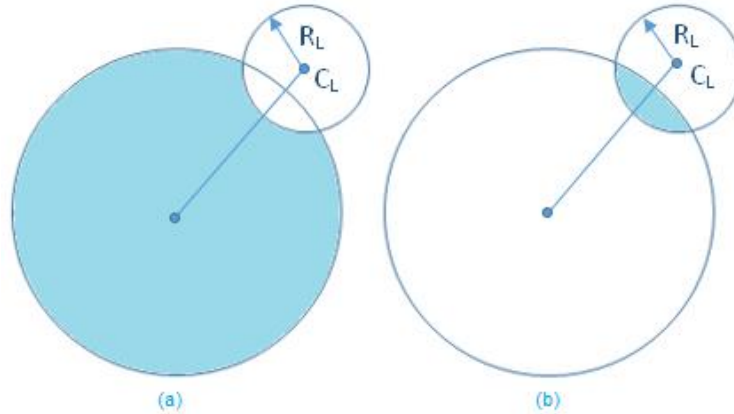


Figura 2.14. Representación de los círculos de estabilidad a la salida donde el área estable se encuentra sombreada para cuando $|S_{11}| < 1$ (a) y $|S_{11}| > 1$ (b).

Fuentes: “Elaboración propia”

2.4.3 Máxima Transferencia de Potencia

En la figura 2.15 se observa un circuito con línea de transmisión, donde la impedancia del generador V_S en serie es representado por Z_S y una carga final con impedancia R_L . En este caso el circuito presenta un desacople entre generados y carga.

El objetivo para este esquemático es poder transferir la máxima cantidad de potencia a la carga R_L pese a que exista un desacople de impedancias; para ello, se debe la ecuación de potencia en la carga Z_L (Potencia_L) respecto a las demás variables del circuito. Con ello se obtiene lo siguiente:

$$Potencia_L = \frac{1}{2} \cdot Re\{V_L \cdot I_L^*\} = \frac{1}{2} \cdot Re\left\{V_S \cdot \left(\frac{R_L}{Z_S + Z_L}\right) \cdot \left(\frac{V_S}{Z_S + Z_L}\right)^*\right\} \quad (2.17)$$

$$Potencia_L = \frac{1}{2} \cdot Re\left\{V_S \cdot \left(\frac{Z_L}{Z_S + Z_L}\right) \cdot \left(\frac{V_S^*}{(Z_S + Z_L)^*}\right)\right\} = \frac{1}{2} \cdot Re\left\{V_S \cdot \left(\frac{|V_S|^2 \cdot Z_L}{|Z_S + Z_L|^2}\right)\right\} \quad (2.18)$$

$$Potencia_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{|V_S|^2 \cdot R_L}{(R_S + R_L)^2 + (X_S + X_L)^2} \quad (2.19)$$

A partir de esta expresión para maximizar el valor de potencia $Potencia_L$ se aplica la diferencial respecto a la parte real e imaginaria de la impedancia de entrada Z_L .

$$\left. \frac{\partial Potencia_L}{\partial R_L} \right|_{m\acute{a}ximo} = 0 \quad y \quad \left. \frac{\partial Potencia_L}{\partial X_L} \right|_{m\acute{a}ximo} = 0 \quad (2.20)$$

A partir de estas diferenciales se establece que $R_L = R_S$ y $X_L = -X_S$, en otros términos $Z_L = Z_S^*$. Esta condición se conoce como acoplamiento por conjugada y será aplicada en el diseño de amplificadores de microondas en la sección 2.5.5 con el objetivo de transferir la máxima potencia a una fuente o carga.

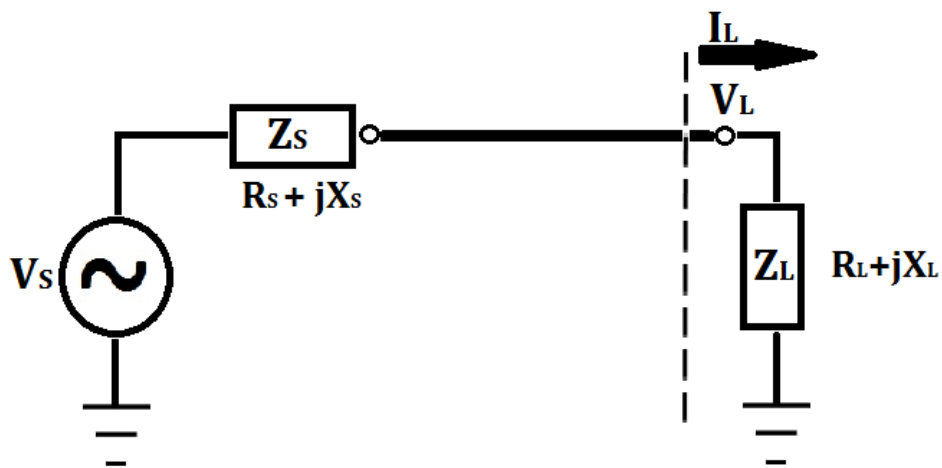


Figura 2.15. Diagrama de un circuito en línea de transmisión con generador y carga desacoplados.

Fuente: “Elaboración Propia”

2.4.4 Ganancia en una red de dos puertos

Considerando una red de dos puertos como en la figura 2.12, se pueden establecer tres formas de definir la ganancia. Estos tipos de ganancia son los siguientes: Ganancia de potencia (G), ganancia disponible (G_a) y ganancia de potencia de transductor (G_T).

- ✓ Ganancia de potencia: Es la relación de potencia disipada en la carga Z_L respecto a la potencia entregada a la entrada de la red.

$$G = \frac{P_L}{P_L} \quad (2.21)$$

- ✓ Ganancia disponible: Es la relación de potencia entre la potencia disponible de la red de dos puertos respecto de la potencia disponible de la fuente.

$$G_a = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} \quad (2.22)$$

- ✓ Ganancia de potencia de transductor: Es la relación de la potencia transferida a la carga respecto de la potencia disponible en la fuente.

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} \quad (2.23)$$

A partir de los parámetros S, el coeficiente de reflexión en el generador, Γ_S ; en la carga, Γ_L ; en la entrada de la red de dos puertos, Γ_{in} ; y en la salida de la red de dicha red, Γ_{out} , las ganancias quedan establecidas por las siguientes expresiones:

$$G = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} \quad (2.24)$$

$$G_a = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad (2.25)$$

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \quad (2.26)$$

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.27)$$

Para comprender el proceso detallado sobre el despeje de las ganancias definidas previamente revisar [6].

Cuando se busca maximizar estas ganancias mencionadas, se debe considerar la condición de máxima transferencia de potencia definida en la sección 2.5.3; con ello se establece que $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$ y $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ y, por ende los valores de ganancia coinciden ($G = G_a = G_T$). Con lo mencionado, se determina que el valor de máxima ganancia conocida como máxima ganancia de potencia disponible o MAG, por su terminología en inglés, queda definida por la siguiente formula:

$$G_{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (2.28)$$

El valor de K mostrado es el factor que aparece en la condición de Rollet previamente definido en la sección de análisis de estabilidad. La expresión mostrada en 2.28 solamente cumple cuando el componente es incondicionalmente estable ($K > 1$). Establecer MAG no tiene un valor útil cuando se trabaja con un componente condicionalmente estable, pero se puede establecer un valor de referencia conocido como máxima ganancia estable (MSG) cuando el factor de la condición de Rollet (K) es igual a 1. Con ello se establece la siguiente expresión que es útil para comparar la ganancia de distintos dispositivos que funcionan en condición estable:

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (2.29)$$

Si se da la condición en el dispositivo de que este fuese condicionalmente estable se debería utilizar la siguiente expresión de ganancia de potencia unilateral (G_{TU}), cuando $S_{12} = 0$; con ello $\Gamma_S = S_{11}^*$ y $\Gamma_L = S_{22}^*$:

$$G_{TUMAX} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.30)$$

Esta ganancia no depende de la condición de estabilidad del componente, a diferencia de las anteriores en las que si había una dependencia intrínseca [4][5][6].

2.4.5 Modelado de un Amplificador de Máxima Ganancia

Una vez analizada la estabilidad del transistor y definidas las zonas de estabilidad para el generador y la carga, se debe proceder a diseñar las redes de acoplamiento para la entrada y salida del transistor con el objetivo de maximizar la potencia transferida del generador a la carga, en especial en un circuito como en la figura 2.16 donde la impedancia del generador y la carga son valores fijos.

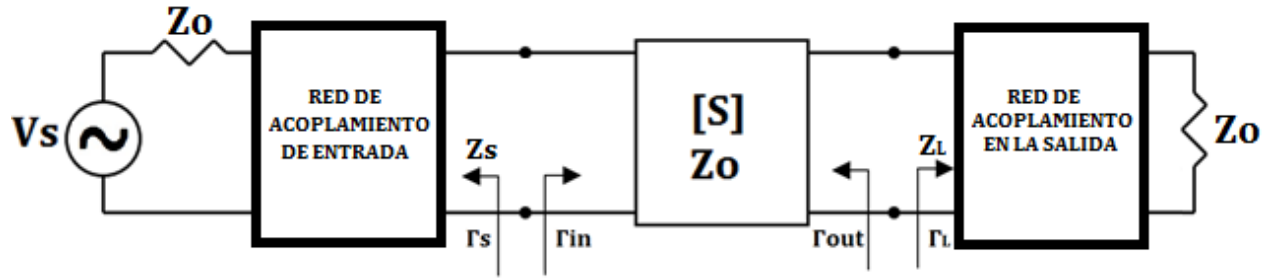


Figura 2.16. Redes de acoplamiento en un amplificador de microondas.

Fuente: “Elaboración Propia”

Para el diseño de las redes de acoplamiento, lo que se debe realizar es acoplar Z_s a Z_o , impedancia del generador, y Z_L a Z_o , impedancia de la carga. En otros términos, el fin de las redes de acoplamiento es transformar las impedancias del generador y la carga a valores de impedancia Z_s y Z_L , para así poder acoplar las impedancias de entrada y salida del transistor acorde con la condición de máxima transferencia de potencia de la sección 2.5.3 que establece que $\Gamma_{in} = \Gamma_s^*$ y $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ para lograr el acoplamiento por conjugada (Conjugate matching) [11].

Como se vio en la sección 2.5.4 para este tipo de diseño de amplificador la máxima ganancia de transducción quedara establecida por la ecuación 2.28 conocida como MAG. En general para un transistor con parámetro $S_{12} \neq 0$, también conocido como transistor bilateral, los coeficientes de reflexión en la entrada, Γ_{in} , es afectado por el coeficiente de reflexión en la salida, Γ_{out} , y viceversa. Por ello, la entrada y salida del transistor deben ser acopladas en simultáneo ($\Gamma_s^* = \Gamma_{in}$ y $\Gamma_L^* = \Gamma_{out}$), a partir de esto se establecen las siguientes ecuaciones:

$$\Gamma_s^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.31)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (2.32)$$

Resolviendo y sustituyendo estas ecuaciones para despejar Γ_s y Γ_L , se obtiene lo siguiente:

$$\Gamma_s = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (2.33)$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (2.34)$$

Donde las variables B_1 , B_2 , C_1 , C_2 serán definidas a continuación, en base a los parámetros S:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.35)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.36)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (2.37)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (2.38)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.39)$$

A partir de estas ecuaciones se observa que los coeficientes de reflexión Γ_s y Γ_L tendrán solución cuando el dispositivo cumpla con las condiciones de estabilidad ($K > 1$ y $|\Delta| < 1$) según como se indica en la sección 2.5.2. Finalmente, ya con los coeficientes de reflexión definidos, el proceso de transformación de impedancias por redes de acoplamiento desde la carga o el generador se hace de formas más rápida y sencilla; además se obtendría un amplificador de microondas con capacidad de ofrecer máxima ganancia y máxima salida a la salida del sistema [4][6][11].

2.4.6 Parámetros importantes de evaluación

Durante el diseño y luego de la implementación de un amplificador de microondas, es importante establecer algunos parámetros que se deben evaluar en este. Estos parámetros serán definidos a continuación:

2.5.6.1 Linealidad

La linealidad en un amplificador es un parámetro muy importante a tener en cuenta, ya que nos da la relación entre la señal de salida respecto a la de entrada. En teoría, un amplificador teóricamente lineal debería generar una salida idéntica a la señal de entrada pero con amplitud aumentada; sin embargo, en realidad un amplificador considerado como lineal

siempre posee ligeras características no lineales. Por ello, a la salida de un amplificador, siempre se observan distorsiones generadas por este elemento activo [12][11].

Dos mediciones importantes sobre la linealidad son el punto de compresión de 1 dB (P_{1dB}) y el punto de intercepción del producto de intermodulación de tercer orden (IP3), los cuales se observan en la figura 2.17. El factor P_{1dB} representa el valor de potencia donde la potencia de salida decae un decibelio con respecto a la potencia de salida teórica esperada, producto de las distorsiones propias del transistor. El siguiente factor IP3 nos indica para qué valor de potencia de entrada, la potencia de los productos de intermodulación de tercer orden tienen igual magnitud que las salidas primarias, o de primer orden; a partir de esto, se suelen determinar dos variables de evaluación OIP3 e IIP3, donde ambas simbolizan la potencia de salida y la potencia de entrada del IP3 en evaluación.

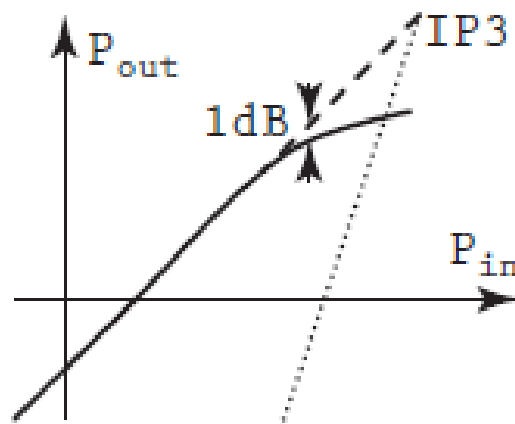


Figura 2.17. Punto de Compresión de 1 dB en la salida (línea continua) y punto del producto de intermodulación de tercer orden.

Fuentes: [11]

Se toma de referencia los productos de intermodulación de tercer orden, ya que en general las amplitudes de los productos de intermodulación decaen con el orden; por ello, se evalúan los de bajo orden que se encuentren más cerca de la banda de evaluación y que pudiesen causar problemas; en base a lo mencionado y según lo que se aprecia en la figura 2.18 donde se internan dos tonos cercanos f_1 y f_2 , se observa que los productos de distorsión de tercer orden son los que tienen más probabilidad de causar problemas en la banda de evaluación [11][14].

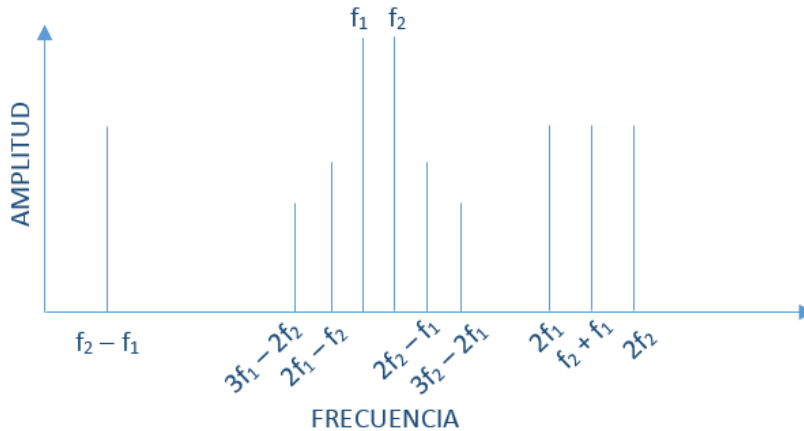


Figura 2.18. Relación de las señales deseadas y los productos de intermodulación de bajo orden en el dominio de la frecuencia.

Fuentes: “Elaboración Propia”

2.5.6.2 Figura de Ruido

La figura de ruido (NF) es el valor en decibelios que representa al factor de ruido (F), el cual se establece como la relación entre el nivel de potencia de ruido total a la salida respecto al nivel de potencia de ruido en el puerto de entrada. También se suele utilizar el factor de relación señal a ruido (SNR), el cual nos muestra la relación entre el nivel de potencia de la señal y el nivel de potencia del ruido, ver ecuación 2.40. La razón entre el SNR de entrada y el SNR de salida es equivalente al factor de ruido, como se observa en la ecuación 2.41. Con ellos se establece una relación entre el figura de ruido y el SNR [12][14].

$$SNR = \frac{\text{Potencia de la señal}}{\text{Potencia del ruido}} \quad (2.40)$$

$$NF = 10 \log F = 10 \log \left(\frac{SNR_{\text{entrada}}}{SNR_{\text{salida}}} \right) \quad (2.41)$$

2.5.7 Bias Tee

Un Bias Tee se puede definir como una red de tres puertos que nos permite alimentar voltaje DC hacia un determinado dispositivo electrónico sin afectar a otros componentes. Tomando como referencia a la figura 2.19, se procederá a explicar el funcionamiento de esta red: Cuando una señal de baja frecuencia DC es insertada por el puerto 1, esta es capaz de llegar

al puerto 2 donde se encontraría el dispositivo a alimentar, pero no puede pasar hacia el puerto de RF, debido a la presencia de un capacitor de bloqueo cuya función principal es la de bloquear cualquier voltaje DC que pudiese fugar a través del puerto de RF. De forma similar, cuando el dispositivo alimentado genera una señal de radiofrecuencia e ingresa por el puerto 3, RF + DC, esta logra atravesar el capacitor de bloqueo DC, ya que este debe tener un valor de capacitancia que permita obtener una impedancia baja, de preferencia mucho menor a 10 ohmios; con ello, se consigue que la señal de RF no tenga problemas al pasar por él; también, se aprecia que la señal de RF no puede llegar al puerto de alimentación DC, gracias al inductor de Bias que permite el paso de voltaje DC, pero tiene un valor de inductancia que genera una impedancia alta, por lo general mayor a 200 ohmios, que genera un coeficiente de reflexión alto y, con ello, que la potencia se refleje y se dirija hacia la salida de RF[15].

También se suelen añadir capacitores a la línea de alimentación DC con el fin de estabilizar la corriente y voltaje de polarización y optimizar el funcionamiento del dispositivo. En este proyecto de tesis va a ser necesario el uso de Bias Tee, con el fin de suministrar voltaje a los transistores y de bloquear las salidas de voltaje, a través de los puertos de salida, que pudiesen afectar o dañar a los demás elementos electrónicos.

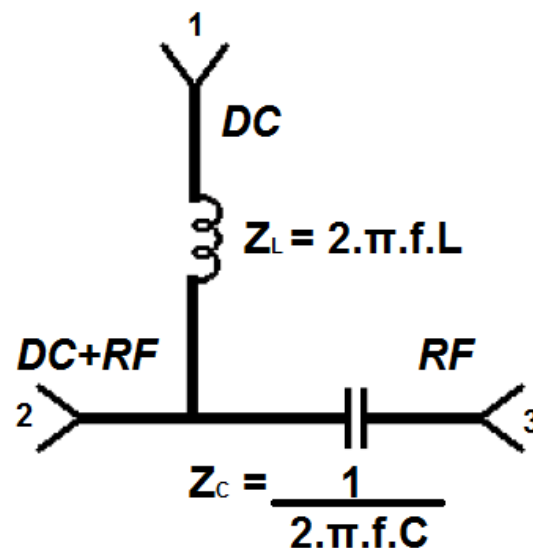


Figura 2.19. Representación de una Bias Tee

Fuentes: [15]

2.6 Antena Microstrip

En este proyecto de tesis, se requerirá usar antenas planares para la transmisión y recepción de señales EM en la bandas de telefonía móvil; por ello, en esta sección se explicará sobre los principales parámetros a evaluar en este tipo de antenas y sobre las principales características de una antena patch, tipo especial de antena planar.

2.6.1 Parámetros principales en un antena

Para poder diseñar, implementar y evaluar una antena se deben definir ciertos parámetros en base a los objetivos y aplicaciones que se espera que una antena cumpla dentro de un sistema o conjunto de sistemas. Estos parámetros o características particulares que esperamos que cumpla una determinada antena serán definidos en los siguientes puntos:

2.6.1.1 Patrón de Radiación

El patrón de radiación se puede definir como la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena, esta representación se realiza en base a los ejes de coordenadas del espacio como se puede apreciar en la figura 2.20. Este patrón suele determinarse en la región de campo lejano e interesa representar en este la distribución tridimensional de la energía radiada en función de un punto de referencia en una superficie con radio constante. El patrón de radiación se suele representar en forma normalizada respecto al máximo valor obtenido forma tridimensional o bidimensional, en el caso de una representación bidimensional se suelen utilizar escalas logarítmicas o en decibelios representadas en coordenadas polares o cartesianas.

El lóbulo principal de un patrón de radiación es considerado como la zona en una cierta dirección donde la potencia radiada es máxima; con ello, los lóbulos con menor intensidad que el principal son considerados como lóbulos secundarios. El ancho de haz a -3 dB de un lóbulo principal es la representación angular donde el valor de potencia radiada es igual a la mitad de la máxima potencia evaluada. Con este parámetro ya se podría establecer la ganancia y directividad de una determinada antena.

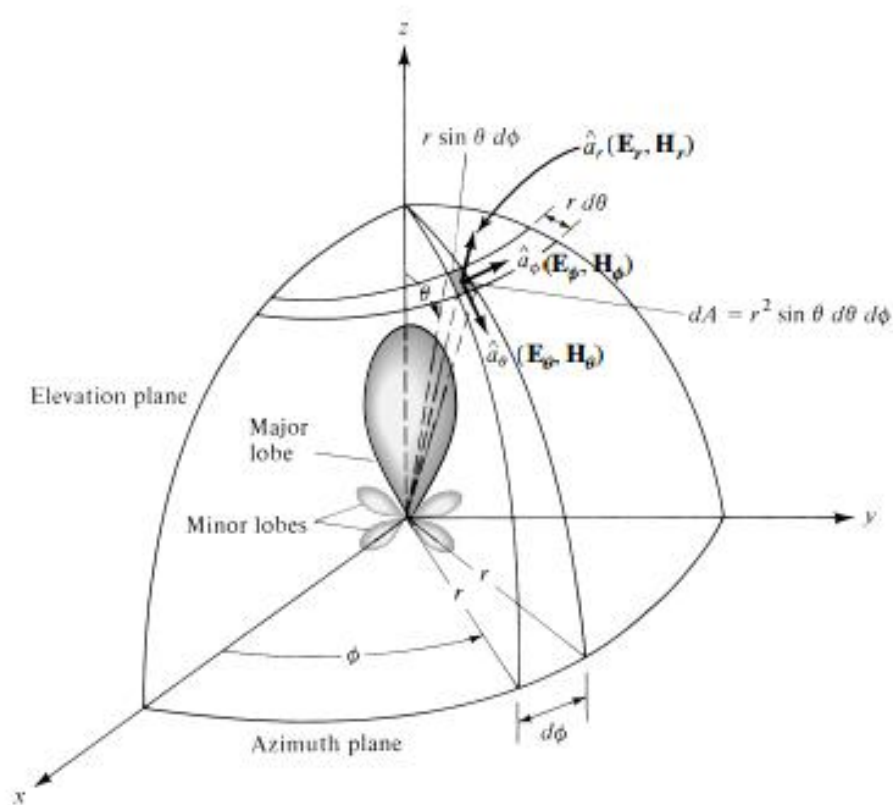


Figura 2.20. Sistema de coordenadas para el análisis de una antena.

Fuentes: [17]

2.6.1.2 Relación de Onda Estacionaria

La relación de onda Estacionaria o SWR (Standing Wave Ratio) se establece como la relación entre el valor máximo y mínimo de voltaje o corriente del patrón de onda estacionaria que se forma en la línea de transmisión a la entrada de la antena según como se observa en la figura 2.21. SWR también suele ser conocido como VSWR (Voltaje Standing Wave Ratio) cuando se analiza voltaje; también este parámetro esta intrínsecamente relación con el coeficiente de reflexión(Γ_{in}) en la entrada de la antena según como se aprecia en la siguiente expresión.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_{in}|}{1 - |\Gamma_{in}|} \quad (2.42)$$

Esta expresión al estar relacionada con el porcentaje de potencia que retorna de la antena, nos da una noción de que cantidad de potencia está transmitiendo la antena, con este coeficiente se puede determinar qué tan acoplada se encuentra la antena a la línea de

transmisión y si se necesita modificar la adaptación de la misma. Para el caso en que el coeficiente de reflexión se nulo, se obtendrá un VSWR igual a 1, esto quiere decir que la antena está perfectamente acoplada. Este es un parámetro importante, ya que permite establecer el rango de frecuencias en el que se puede trabajar una antena; para esta tesis se considerara trabajar con antenas que tengan un VSWR menor a 2 que implica tener un coeficiente de reflexión menor a 10 dB, esto en termino de potencia significa que de la potencia entregada a la antena, solo la décima parte está retornando al sistema.

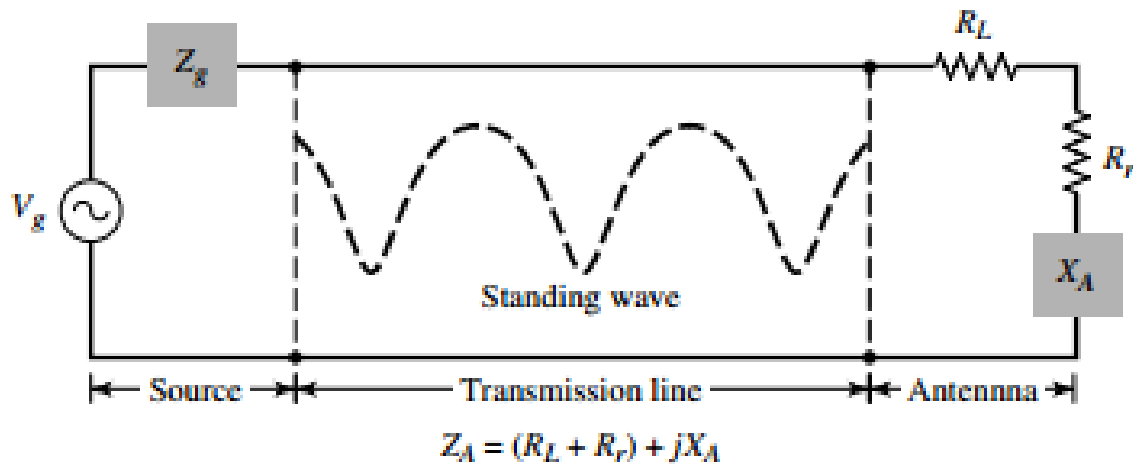


Figura 2.21. Equivalente Thevenin en línea de transmisión de una antena en modo de transmisión.

Fuentes: [17]

2.6.1.3 Eficiencia de una Antena

La eficiencia en una antena microstrip puede ser definida como la relación entre la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia entregada a la antena (P_{ent}). Entre los factores que afectan a la eficiencia de la antena tenemos las pérdidas en el sustrato dieléctrico, VSWR, perdidas en los conductores y potencia disipada por cualquier elemento de la antena. Se puede definir la expresión de la eficiencia de radiación como se indica a continuación [18]:

$$Eficiencia = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} \quad (2.43)$$

2.6.1.4 Intensidad de Radiación

La intensidad de radiación representa la capacidad de una antena para radiar en una determinada dirección, o según [17] se define como “*la potencia radiada desde una antena por unidad de ángulo sólido*”. Es un parámetro utilizado cuando se trabaja en la región de campo lejano y puede ser calculado según como se muestra en la ecuación 2.44.

$$U = r^2 \delta(\theta, \phi) \quad (2.44)$$

Donde

$$\delta(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{2\eta} \quad (2.45)$$

El valor de r es la distancia y la expresión $\delta(\theta, \phi)$ representa la densidad de potencia radiada en campo lejano, E_θ y E_ϕ simbolizan los componentes del campo eléctrico en las direcciones θ y ϕ respectivamente y η es la impedancia intrínseca del medio de propagación.

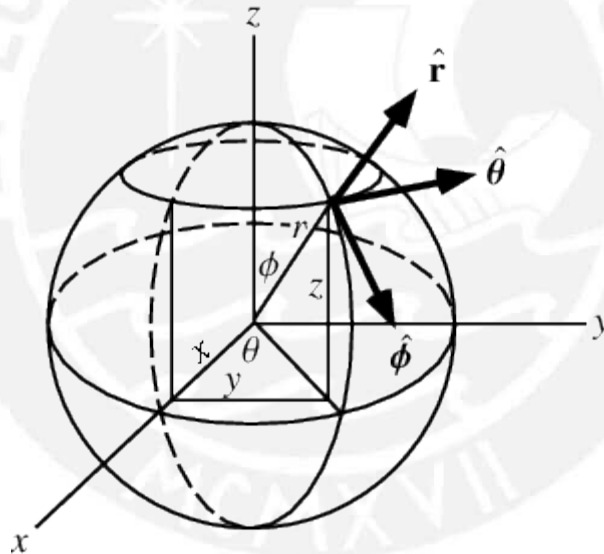


Figura 2.22 Representación del sistema de coordenadas polares esféricas.

Fuentes: <http://mathworld.wolfram.com/SphericalCoordinates.html>

A partir de estas expresiones se puede obtener la potencia total radiada integrando la densidad de potencia radiada sobre una superficie esférica S , que es la que encierra a la antena radiante. Esto se establece en la siguiente ecuación 2.46 siguiendo el eje de coordenadas polares esféricas mostrado en la figura 2.22:

$$P_{rad} = \iint_S U \cdot dS = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \cdot \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.46)$$

Para el caso de una antena isotrópica la intensidad de radiación se considera independiente de los ángulos de posición polar θ y ϕ . Con ello se puede deducir las siguientes expresiones de potencia radiada (ecuación 2.47) e intensidad de radiación (ecuación 2.48) en una antena isotrópica [19][20][17]:

$$P_{rad} = \iint_S U_0 dS = U_0 \iint_S dS = 4\pi U_0 \quad (2.47)$$

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.48)$$

2.6.1.5 Directividad y Ganancia

La directividad se puede definir como la relación de intensidad de radiación en una determinada dirección con respecto a la intensidad de radiación promedio en todas las direcciones, como una antena isotrópica, definición acorde con el Standard IEEE 145-1983. En términos más simples, se puede entender como la capacidad de una antena para poder concentrar su energía en una cierta dirección; esta dirección se suele establecer en base a coordenadas polares tridimensionales θ y ϕ como se puede apreciar en la figura 2.23 [19][18].

A partir de la definición brindada, se puede establecer la siguiente expresión de directividad:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\delta(\theta, \phi)}{\frac{P_{rad}}{4\pi r^2}} \quad (2.49)$$

Donde

$$\delta(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{2\eta} \quad (2.50)$$

La expresión $\delta(\theta, \phi)$ representa la densidad de potencia radiada en campo lejano, E_θ y E_ϕ representan a los componentes del campo eléctrico en las direcciones θ y ϕ respectivamente y η es la impedancia intrínseca del medio de propagación. En el caso que no se indique una dirección angular, se deberá evaluar la directividad en la dirección con máxima radiación de energía, como se indica a continuación [17][20][18]:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\delta_{MAX}}{\frac{P_{rad}}{4\pi r^2}} \quad (2.51)$$

La ganancia esta intrínsecamente relacionada a la directividad, ya que esta medición toma en cuenta la eficiencia de la antena junto a su habilidad de focalizar la energía en una dirección.

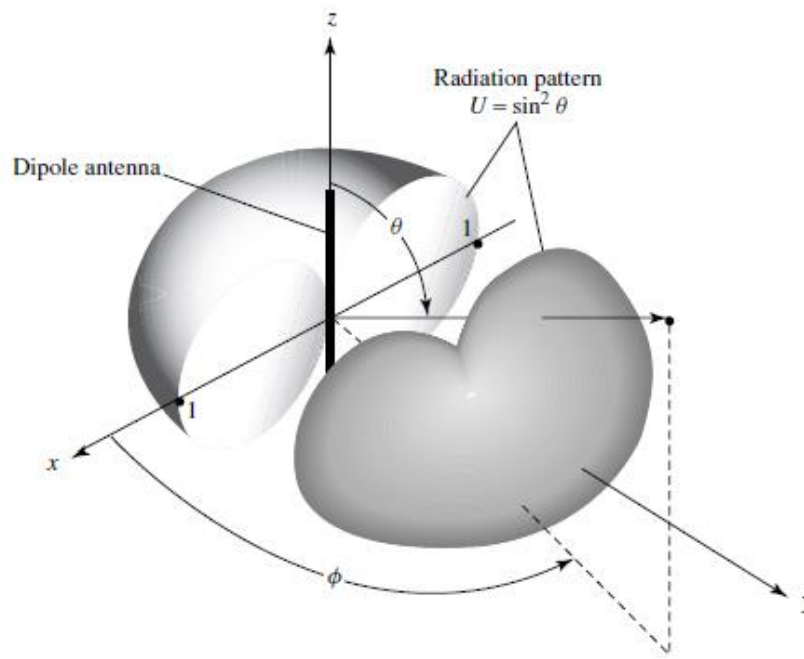


Figura 2.23. Patrón de radiación en tres dimensiones de un dipolo infinitesimal

Fuentes: [17]

De acuerdo al estándar IEEE 145-1983, la ganancia se define como “*la relación de intensidad de radiación, en una dirección dada, a la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena se irradiara isotrópicamente*”. Con ello se puede establecer la expresión de ganancia según como se observa en la ecuación 2.52 donde e representa la eficiencia de la antena definida en la sección 2.6.1.3 [17][20][18].

$$G(\theta, \phi) = e * D(\theta, \phi) \quad (2.52)$$

La ganancia se suele expresar en unidades dBi y la conversión se realiza de la siguiente forma [FATTHI]:

$$G(\theta, \phi)_{(dBi)} = 10 * \log_{10}(e * D(\theta, \phi)) \quad (2.53)$$

2.6.1.6 Ancho de Banda

El ancho de banda de una antenna se establece como el rango de frecuencias en el cual la antenna opera bajo determinadas características establecidas, con el fin de satisfacer determinados objetivos. La determinación del rango de operación de una antenna se puede establecer de dos formas, según el diagrama de radiación o según parámetros de reflexión (VSWR o coeficiente de reflexión). En el presente proyecto de tesis, se tendrá más en consideración el coeficiente de retorno o el VSWR, ya que nos indican la cantidad de potencia que una antenna está emitiendo y que cantidad de potencia retorna al sistema. Se suele considerar como ancho de banda en una aquél rango de frecuencia que generen una potencia de retorno menor a la décima parte de la potencia incidente, esto quiere decir que a la entrada de la antenna se debe tener una lectura de coeficiente de reflexión (S_{11}) menor a 10 dB, lo que implica un VSWR menor a 2. En la figura 2.24 se muestra un ejemplo de la condición previamente explicada evaluando el parámetro de reflexión S_{11} en una antenna de banda angosta [19][17][22].

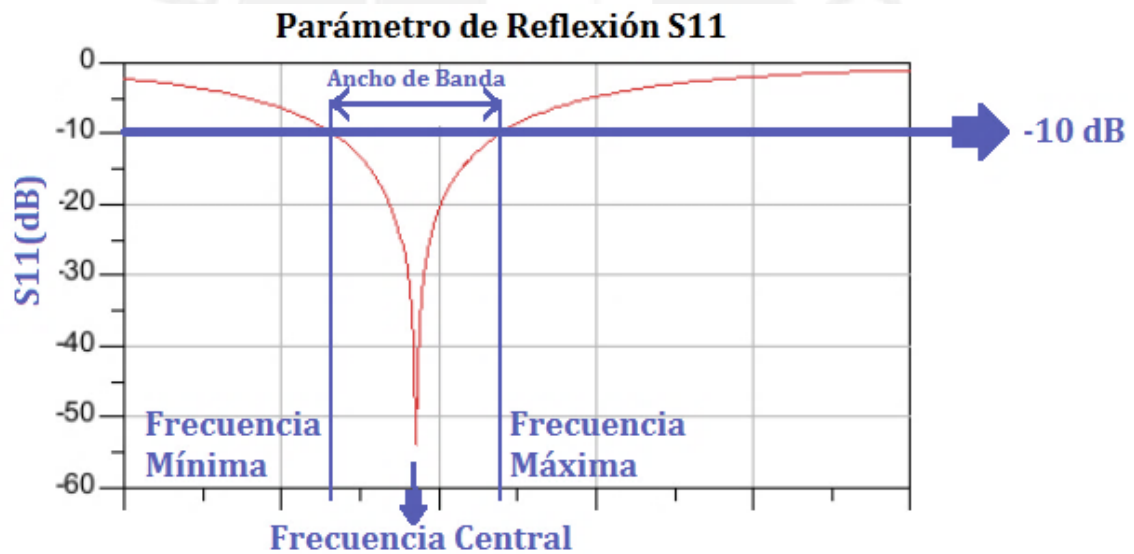


Figura 2.24. El ancho de banda de una antenna a partir del coeficiente de reflexión S_{11} .

Fuentes: “Elaboración Propia”

2.6.1.7 Polarización

La polarización en una antenna se establece como la dirección del campo eléctrico, en función del tiempo y una posición del espacio, de una onda EM radiada por la misma. Un óptimo

enlace de TX/RX solo puede ser establecido si la antena transmisora logra generar resonancia en la receptora, y esto solo se va a generar si ambas antenas tienen la misma polarización. La polarización puede ser clasificarse como lineal (generalmente polarización horizontal y vertical), circular y elíptica.

En el caso de polarización lineal, el vector de campo eléctrico de la onda EM radiada se encuentra confinado a un plano determinado a lo largo de la dirección de propagación de la onda como se aprecia en la figura 2.25.a. Una antena se considera polarizada en forma horizontal lineal cuando la dirección del campo eléctrico generado es paralelo a la superficie de la tierra y se considera polarizada en forma vertical lineal cuando la dirección del campo eléctrico es perpendicular a la superficie de la tierra.

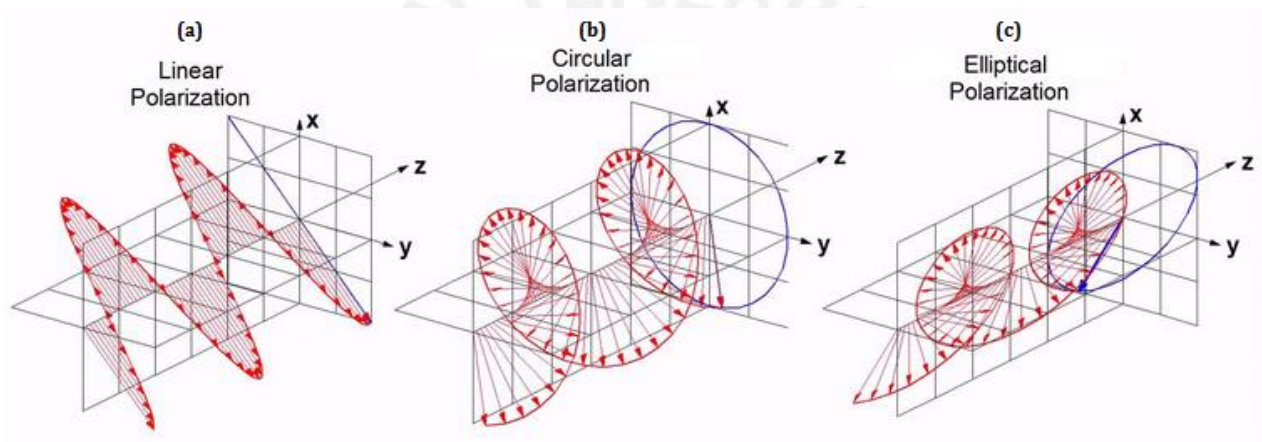


Figura 2.25. Propagación de la onda electromagnética y la vista de polarización en el eje $Z=0$ para el caso de polarización lineal (a), polarización circular (b) y polarización elíptica (c)

Fuentes: <https://www.youtube.com/watch?v=Q0qrU4nprB0>

Para el caso de polarización circular, la antena genera ondas EM con vectores de campo eléctrico en todos los planos de la dirección de propagación, esto quiere decir que su dirección varía en forma rotativa; por ello cuando se considera un tiempo constante se observa una especie de hélice y si se aprecia respecto a un punto en el espacio con el tiempo en aumento, se observa un círculo, según como se aprecia en la figura 2.25.b; para poder generar una onda EM con este tipo de polarización es necesario combinar dos ondas de polarización lineal perpendiculares con igual amplitud en campo eléctrico que estén desfasadas con un ángulo igual a ± 90 grados. El caso de polarización elíptica es similar al de polarización circular, solo que este caso la punta del vector de campo eléctrico va a describir una elipse cuando se

fija un plano fijo en el espacio en la dirección de propagación, como se aprecia en la figura 2.25.c; en este caso para generar este tipo de onda se requieren dos ondas con polarización lineal perpendiculares con diferente magnitud y diferentes fase entre ellas. En la figura 2.26 se observa el proceso de generación de una onda EM con polarización circular o elíptica mediante la combinación de dos ondas de polarización lineal [21][18][17].

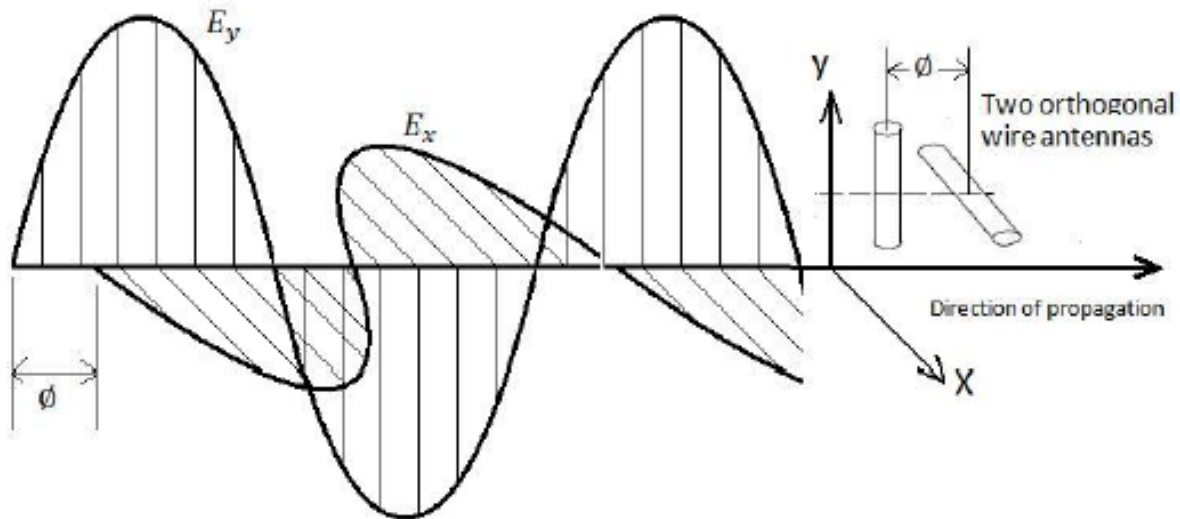


Figura 2.26 Polarización de una onda electromagnética.

Fuentes: [18]

Bibliografía

- [1] *“Teoría Electromagnética”*
William H. Hayt y Jr. John A. Buck, Septima Edición.
- [2] *“Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo”*
Fawwa T. Ulaby, Quinta Edición.
- [3] *“Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”*
Jia-Sheng Hong y M.J. Lancaster, 2001.
- [4] *“Microwave Engineering”*
David M. Pozar, Fourth Edition.
- [5] *“RF Power Amplifiers for Wireless Communication”*
Dr. Manuel Yarleque Medina, Tesis de Doctorado, Junio 2008, Katholieke Unversiteit Leuven, Faculteit Ingenieurswetenschappen Departement Elektrotechniek (ESAT) Afdeling ESAT TELEMIC, Kasteelpark Arenberg 10, B-3001 Leuven (Heverlee), België.
- [6] *“Microwave Transistor Amplifier Analysis and Design”*
Guillermo Gonzalez, Ph. D, 1984.
- [7] *“Microwave Amplifiers”*
Lectura del sitio web <http://home.sandiego.edu/>
- [8] *“Lecture 10. Power Dividers and Couplers”*
Presentación de A. Nassiri-AnL, UCSB, 19 de junio del 2003.
- [9] *“Microwave Branches and Couplers”*
Presentación de Manfred Thumn and Werner Wiesbeck, Universität Karlsruhe.
- [10] *“SAW and BAW Technologies for RF Filter Applications: A Review of the Relative Strengths and Weaknesses”*
Robert Aigner, Ultrasonics Symposium, 2008. IUS 2008. IEEE.
- [11] *“Low-Noise Amplifier Design and Optimization”*
Tesis de Maestría de Marcus Edwall, *Luleå* Tekniska Universitet, 2008.

- Anita Angela Mandujano Tolentino, Tesis para optar por el título de Ingeniero Electrónico, Pontificia Universidad Católica del Perú, Perú, 2014.
- [13] *“Design, Analysis, and Construction of an Equal Split Wilkinson Power divider”*
Tesis de maestría de Logan J. Berens, B.S, Marquette University, Agosto de 2012.
- [14] *“The RF Transmission Systems Handbook”*
Jerry C. Whitaker, 2002.
- [15] *“Broadband Biasing of Amplifier”*
Hittite Microwave Corporation, General Application Notes, V00.1112.
- [16] *“Power Dividing and Combining Techniques for Microwave Amplifiers”*
John L. Carter, Ocean; Joseph McGowan, Spring Lake Heights, 23 de diciembre de 1975, Patente US3928806.
- [17] *“Antenna Theory: Analysis and Design”*
Constantine A. Balanis, Third Edition.
- [18] *“Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna Arrays”*
Tesis de maestría de Ahmed Fatthi Alsager, University College of Borås, Enero de 2011.
- [19] *“Diseño de una Antena Microstrip para el Rango de Frecuencias de 824 MHz a 1990 MHz”*
Marco Vihelmo Velapatiño Gamarra, Tesis para optar por el título de Ingeniero de las Telecomunicaciones, Pontificia Universidad Católica del Perú, Perú, 2012.
- [20] *“Diseño de Elemento Radiante de Banda Ancha para una Antena Reconfigurable en Comunicaciones por Satélite y Móviles”*
Juan Manuel Rubio Mayordomo, Tesis para optar por el título de Ingeniero de las Telecomunicaciones, Universidad Autónoma de Madrid, España, 2009.
- [21] *“Diseño de un Sistema de Antena Impresa para Sistemas de Comunicaciones”*
Martínez Almazán Elizabeth y Hernández Medina Leonardo, Tesis para optar por el título de Ingeniero Electrónico, Universidad Autónoma Metropolitana División de Ciencias Básicas e Ingeniería Unidad Iztapalapa , México, 2007.
- [22] *“A Compact Dual-Band Dual-Polarized Patch Antenna for 900/1800 MHz Cellular Systems”*
Tzung-Wern Chiou y Kin-Lu Wong, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on (Volume:51 , Issue: 8), Agosto de 2003.

FEATURES

- Fixed gain of 20 dB
- Operation from 20 MHz to 1.0 GHz
- Input and output internally matched to 50 Ω
- Integrated bias control circuit
- OIP3
 - 45.0 dBm at 190 MHz
 - 49.0 dBm at 380 MHz
- Noise figure
 - 2.6 dB at 190 MHz
 - 2.7 dB at 380 MHz
- P1dB of 19.6 dBm at 190 MHz
- Single 5 V power supply
- Low quiescent current of 105 mA
- MSL-1 rated SOT-89 package
- ESD rating of ± 2 kV (Class 2)
- Pin-compatible with the 16 dB gain [ADL5535](#)

GENERAL DESCRIPTION

The [ADL5536](#) is a 20 dB linear amplifier that operates at frequencies up to 1 GHz. The device can be used in a wide variety of cellular, CATV, military, and instrumentation equipment.

The [ADL5536](#) provides the highest dynamic range available from an internally matched IF gain block. This is accomplished by providing extremely low noise figures and very high OIP3 specifications simultaneously across the entire 1 GHz frequency range. The [ADL5536](#) also provides extremely flat gain and P1dB over frequency, which are stable over temperature, power supply, and from device to device.

The device is internally matched to 50 Ω at the input and output, making the [ADL5536](#) very easy to implement in a wide variety of applications. Only input/output ac coupling capacitors, power supply decoupling capacitors, and an external inductor are required for operation.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

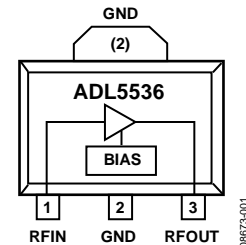


Figure 1.

The [ADL5536](#) is fabricated on a GaAs HBT process and has an ESD rating of ± 2 kV (Class 2). The device is assembled in an MSL-1 rated SOT-89 package that uses an exposed paddle for excellent thermal impedance.

The [ADL5536](#) consumes only 105 mA on a single 5 V supply and is fully specified for operation from -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.

The [ADL5536](#) is also pin-compatible with the 16 dB gain [ADL5535](#). Fully populated evaluation boards are available for each amplifier.

Rev. B

[Document Feedback](#)

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

Tesis publicada con autorización del autor

No olvide citar esta tesis

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 © 2010–2017 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
Technical Support www.analog.com



PUCP

ADL5536* PRODUCT PAGE QUICK LINKS

Last Content Update: 10/14/2017

COMPARABLE PARTS

View a parametric search of comparable parts.

EVALUATION KITS

- ADL5536 Evaluation Board

DOCUMENTATION

Application Notes

- AN-1363: Meeting Biasing Requirements of Externally Biased RF/Microwave Amplifiers with Active Bias Controllers
- Broadband Biasing of Amplifiers General Application Note
- MMIC Amplifier Biasing Procedure Application Note
- Thermal Management for Surface Mount Components General Application Note

Data Sheet

- ADL5536: 20 MHz to 1.0 GHz IF Gain Block Data Sheet

TOOLS AND SIMULATIONS

- ADI RF Amplifier Library for Agilent ADS
- ADIsimPLL™
- ADIsimRF
- ADL5536 S-Parameters

REFERENCE DESIGNS

- CN0171

REFERENCE MATERIALS

Product Selection Guide

- RF Source Booklet

DESIGN RESOURCES

- ADL5536 Material Declaration
- PCN-PDN Information
- Quality And Reliability
- Symbols and Footprints

DISCUSSIONS

View all ADL5536 EngineerZone Discussions.

SAMPLE AND BUY

Visit the product page to see pricing options.

TECHNICAL SUPPORT

Submit a technical question or find your regional support number.

DOCUMENT FEEDBACK

Submit feedback for this data sheet.

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Basic Connections	11
Functional Block Diagram	1	Soldering Information and Recommended PCB Land Pattern.....	11
General Description	1	ACPR Performance	12
Revision History	2	Error Vector Magnitude (EVM) Performance.....	12
Specifications.....	3	Evaluation Board	13
Typical Scattering Parameters (S-Parameters)	5	Outline Dimensions	14
Absolute Maximum Ratings.....	6	Ordering Guide	14
ESD Caution.....	6		
Pin Configuration and Function Descriptions.....	7		
Typical Performance Characteristics	8		

REVISION HISTORY

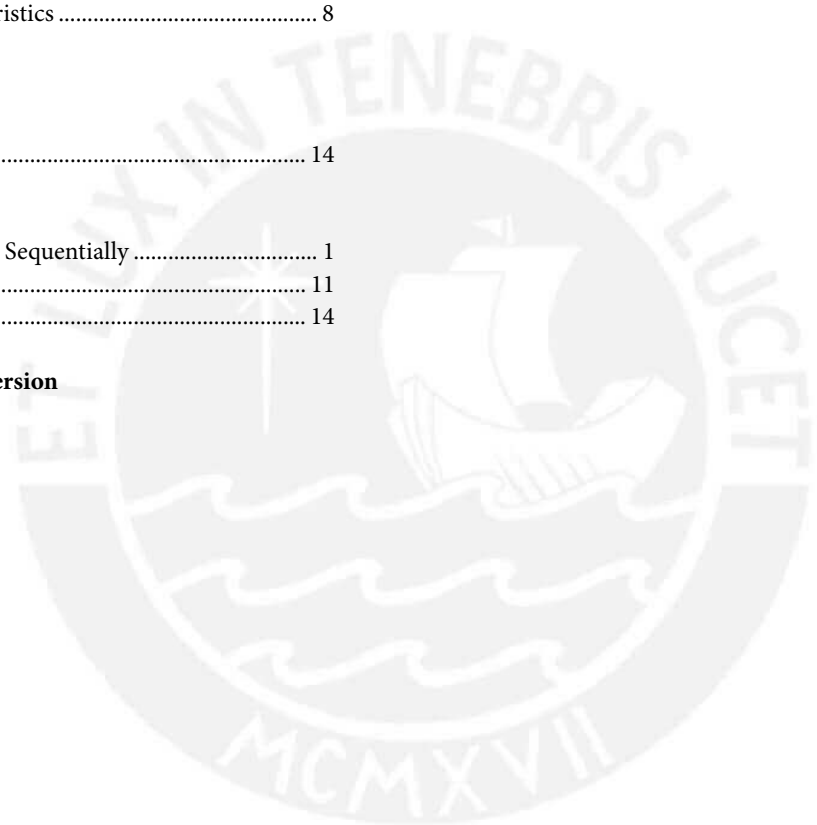
10/2017—Rev. A to Rev. B

Updated Outline Dimensions	14
----------------------------------	----

11/2013—Rev. 0 to Rev. A

Added Figure 15, Renumbered Sequentially	1
Changes to Figure 17.....	11
Updated Outline Dimensions	14

4/2010—Revision 0: Initial Version



SPECIFICATIONS

$V_{CC} = 5\text{ V}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
OVERALL FUNCTION					
Frequency Range		20		1000	MHz
FREQUENCY = 20 MHz					
Gain			20.2		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			18.0		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$, output power (P_{OUT}) = 3 dBm per tone		39.5		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-59.2		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-89.1		dBc
Noise Figure			2.5		dB
FREQUENCY = 70 MHz					
Gain			20.1		dB
vs. Frequency	$\pm 50\text{ MHz}$		± 0.10		dB
vs. Temperature	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		± 0.20		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		± 0.07		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			19.6		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$, output power (P_{OUT}) = 3 dBm per tone		41.0		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-63		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-88		dBc
Noise Figure			2.4		dB
FREQUENCY = 190 MHz					
Gain		18.8	19.8	20.8	dB
vs. Frequency	$\pm 50\text{ MHz}$		± 0.06		dB
vs. Temperature	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		± 0.19		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		± 0.07		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)		18.6	19.6		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$, output power (P_{OUT}) = 3 dBm per tone		45.0		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-59.6		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-90.4		dBc
Noise Figure			2.6		dB
FREQUENCY = 380 MHz					
Gain		18.4	19.4	20.4	dB
vs. Frequency	$\pm 50\text{ MHz}$		± 0.10		dB
vs. Temperature	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		± 0.20		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		± 0.08		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)		18.7	19.7		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$, output power (P_{OUT}) = 3 dBm per tone		49.0		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-61.4		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-77.2		dBc
Noise Figure			2.7		dB
FREQUENCY = 748 MHz					
Gain			18.5		dB
vs. Frequency	$\pm 50\text{ MHz}$		± 0.14		dB
vs. Temperature	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		± 0.23		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		± 0.09		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			19.7		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$, output power (P_{OUT}) = 3 dBm per tone		42.5		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-53.2		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-70.7		dBc
Noise Figure			2.7		dB

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
FREQUENCY = 900 MHz					
Gain			18.5		dB
vs. Frequency	±50 MHz		±0.14		dB
vs. Temperature	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C		±0.23		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		±0.10		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			19.9		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	Δf = 1 MHz, output power (P _{OUT}) = 3 dBm per tone		41.5		dBm
Second Harmonic	P _{OUT} = 0 dBm		-64.9		dBc
Third Harmonic	P _{OUT} = 0 dBm		-68		dBc
Noise Figure			2.7		dB
FREQUENCY = 1000 MHz					
Gain			18.1		dB
vs. Frequency	±50 MHz		±0.14		dB
vs. Temperature	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C		±0.23		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		±0.10		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			19.7		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	Δf = 1 MHz, output power (P _{OUT}) = 3 dBm per tone		40.5		dBm
Second Harmonic	P _{OUT} = 0 dBm		-54.8		dBc
Third Harmonic	P _{OUT} = 0 dBm		-66.6		dBc
Noise Figure			2.8		dB
POWER INTERFACE					
Supply Voltage (V _{CC})		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current			105	122	mA
vs. Temperature	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C		±2.0		mA
Power Dissipation	V _{CC} = 5 V		0.53		W

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (S-PARAMETERS)

$V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, and the effects of the test fixture have been de-embedded up to the pins of the device.

Table 2.

Frequency (MHz)	S11		S21		S12		S22	
	Magnitude (dB)	Angle (°)	Magnitude (dB)	Angle (°)	Magnitude (dB)	Angle (°)	Magnitude (dB)	Angle (°)
20	-14.53	-120.58	20.45	171.91	-22.63	+7.79	-16.26	-139.94
70	-19.07	-156.59	20.01	172.48	-22.66	+0.45	-16.29	-164.26
120	-19.61	-160.48	19.91	169.98	-22.65	-1.59	-16.26	-166.95
190	-19.62	-159.92	19.84	165.55	-22.64	-3.78	-16.06	-165.90
240	-19.43	-157.66	19.77	162.37	-22.63	-5.22	-15.84	-164.33
290	-19.04	-155.64	19.74	159.05	-22.62	-6.64	-15.58	-162.72
340	-18.78	-153.97	19.65	155.59	-22.62	-7.93	-15.28	-161.62
390	-18.37	-150.66	19.54	152.48	-22.59	-9.34	-14.97	-159.87
440	-17.83	-149.87	19.50	149.29	-22.57	-10.74	-14.53	-158.25
490	-17.32	-149.82	19.41	146.05	-22.61	-12.05	-14.14	-158.63
540	-16.88	-149.59	19.34	142.73	-22.61	-13.36	-13.80	-158.50
590	-16.51	-148.73	19.22	139.62	-22.59	-14.66	-13.47	-158.24
640	-16.06	-148.92	19.14	136.53	-22.59	-16.00	-13.12	-158.50
690	-15.72	-149.26	19.04	133.27	-22.59	-17.30	-12.80	-158.89
740	-15.37	-149.29	18.92	130.33	-22.58	-18.61	-12.51	-159.33
790	-15.04	-149.83	18.82	127.22	-22.57	-19.92	-12.23	-159.94
840	-14.73	-150.32	18.70	124.22	-22.57	-21.26	-11.96	-160.63
900	-14.35	-150.94	18.57	120.78	-22.56	-22.85	-11.65	-161.64
950	-14.10	-151.64	18.44	117.74	-22.56	-24.21	-11.42	-162.56
1000	-13.83	-152.27	18.32	115.01	-22.56	-25.53	-11.19	-163.52
1050	-13.59	-153.23	18.21	112.08	-22.55	-26.89	-10.99	-164.55
1100	-13.38	-153.86	18.06	109.34	-22.56	-28.24	-10.80	-165.66
1150	-13.16	-154.76	17.96	106.63	-22.55	-29.58	-10.63	-166.70
1200	-12.99	-155.57	17.82	103.80	-22.55	-30.95	-10.47	-167.80
1250	-12.77	-156.33	17.69	101.33	-22.54	-32.33	-10.30	-168.91
1300	-12.61	-157.32	17.57	98.53	-22.55	-33.74	-10.16	-170.07
1350	-12.44	-158.19	17.44	95.98	-22.56	-35.12	-10.03	-171.34
1400	-12.30	-159.08	17.32	93.44	-22.57	-36.43	-9.92	-172.44
1450	-12.17	-159.85	17.19	90.86	-22.56	-37.74	-9.81	-173.47
1500	-12.01	-160.65	17.06	88.41	-22.56	-39.12	-9.70	-174.66
1550	-11.89	-161.57	16.95	85.90	-22.56	-40.49	-9.59	-175.76

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

Parameter	Rating
Supply Voltage, V_{CC}	6.5 V
Input Power (Referred to 50 Ω)	20 dBm
Internal Power Dissipation (Paddle Soldered)	650 mW
θ_{JA} (Junction to Air)	30.7°C/W
θ_{JC} (Junction to Paddle)	5.0°C/W
Maximum Junction Temperature	150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	240°C
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Stresses at or above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the product. This is a stress rating only; functional operation of the product at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Operation beyond the maximum operating conditions for extended periods may affect product reliability.

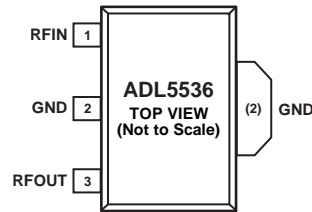
ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.



PIN CONFIGURATION AND FUNCTION DESCRIPTIONS



NOTES

1. THE EXPOSED PADDLE IS INTERNALLY CONNECTED TO GND AND MUST BE SOLDERED TO A LOW IMPEDANCE GROUND PLANE.

08673-002

Figure 2. Pin Configuration

Table 4. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	RFIN	RF Input. This pin requires a dc blocking capacitor.
2	GND	Ground. Connect this pin to a low impedance ground plane.
3	RFOUT	RF Output and Supply Voltage. A dc bias is provided to this pin through an inductor that is connected to the external power supply. The RF path requires a dc blocking capacitor.
(2)	Exposed Paddle	Exposed Paddle. The exposed paddle is internally connected to GND and must be soldered to a low impedance ground plane.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

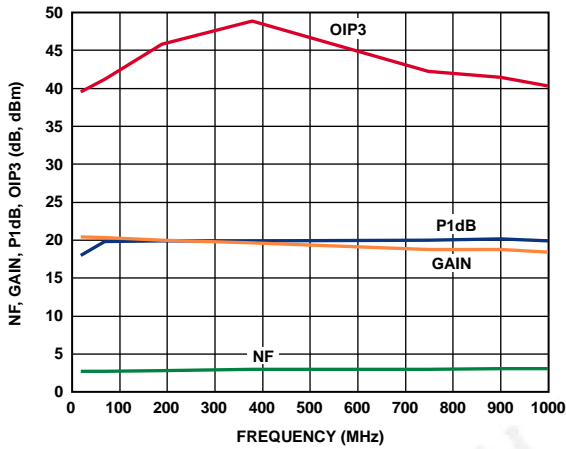


Figure 3. Noise Figure, Gain, P1dB, and OIP3 vs. Frequency

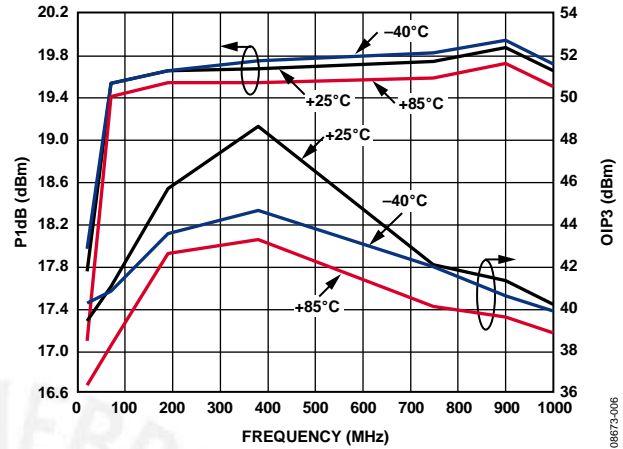


Figure 6. P1dB and OIP3 vs. Frequency and Temperature

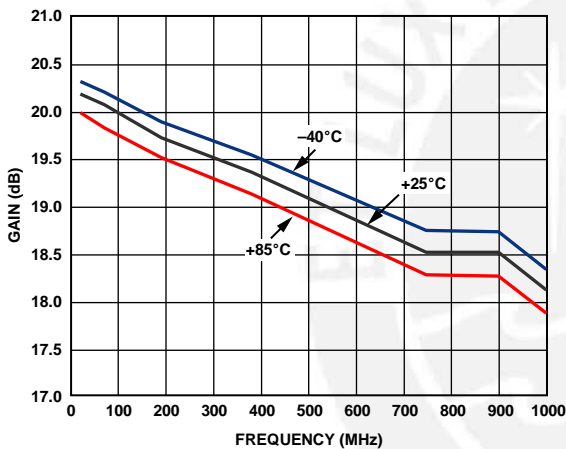


Figure 4. Gain vs. Frequency and Temperature

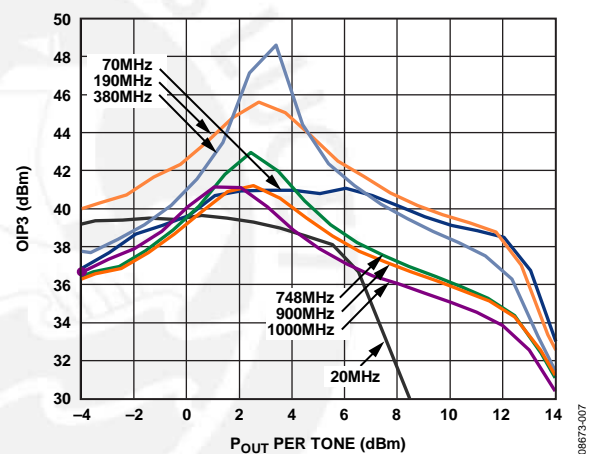


Figure 7. OIP3 vs. Output Power (P_{out}) and Frequency

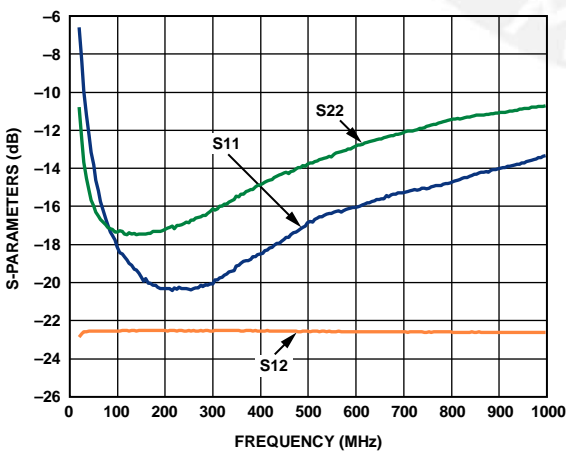


Figure 5. Input Return Loss (S11), Output Return Loss (S22), and Reverse Isolation (S12) vs. Frequency

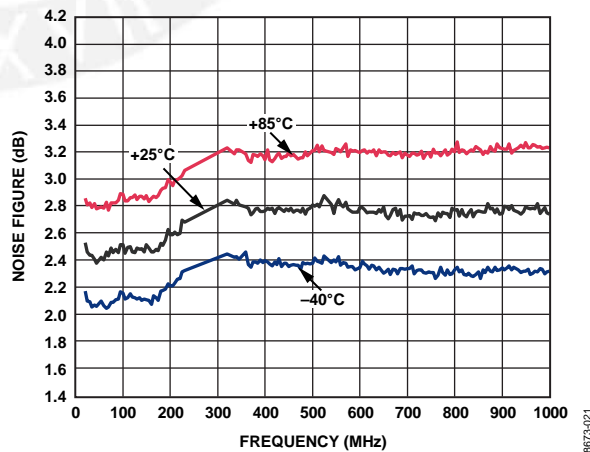


Figure 8. Noise Figure vs. Frequency and Temperature

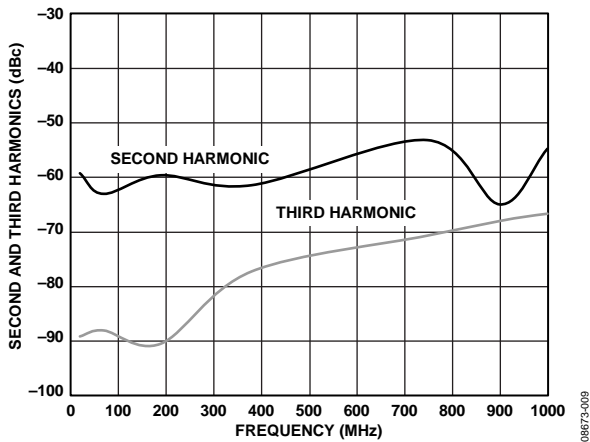


Figure 9. Single-Tone Harmonics vs. Frequency, $P_{OUT} = 0$ dBm

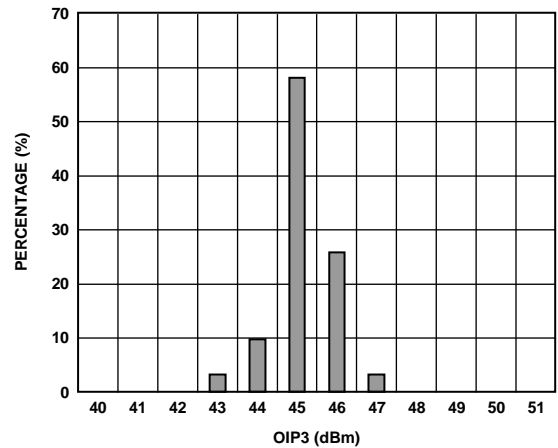


Figure 12. OIP3 Distribution at 190 MHz, $P_{OUT} = 3$ dBm

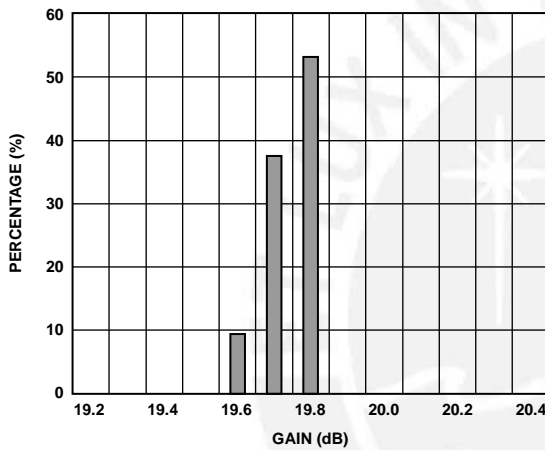


Figure 10. Gain Distribution at 190 MHz

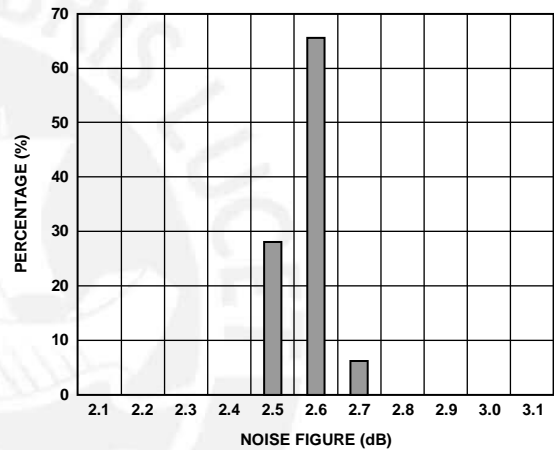


Figure 13. Noise Figure Distribution at 190 MHz

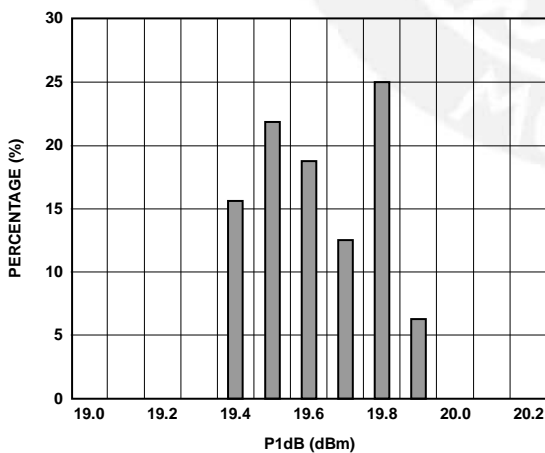


Figure 11. P1dB Distribution at 190 MHz

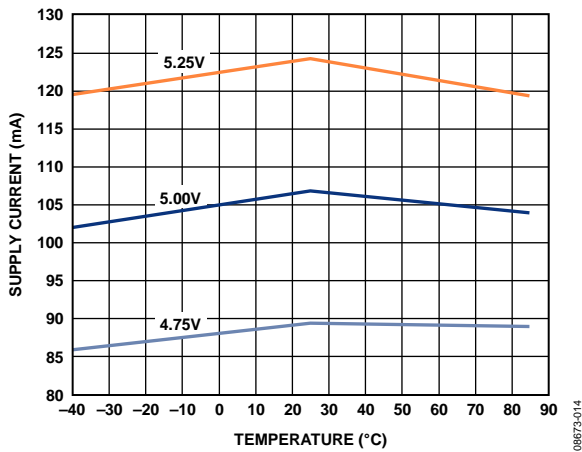


Figure 14. Supply Current vs. Temperature

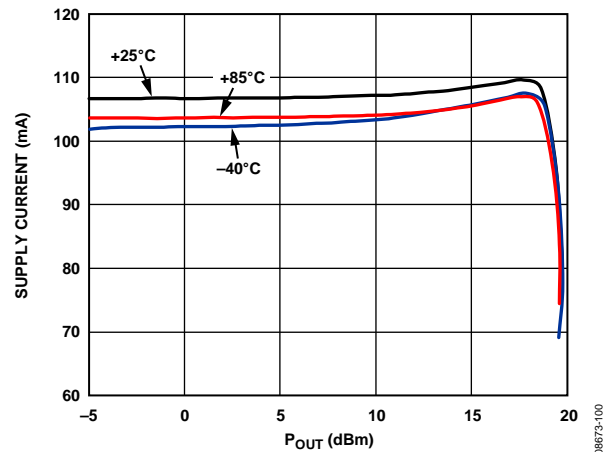


Figure 15. Supply Current vs. P_{out} and Temperature



BASIC CONNECTIONS

The basic connections for operating the ADL5536 are shown in Figure 16. Recommended components are listed in Table 5. The input and output must be ac-coupled with appropriately sized capacitors (device characterization was performed with 0.1 μ F capacitors). A 5 V dc bias is supplied to the amplifier through the bias inductor connected to RFOUT (Pin 3). The bias voltage must be decoupled using a 1 μ F capacitor, a 1.2 nF capacitor, and a 68 pF capacitor.

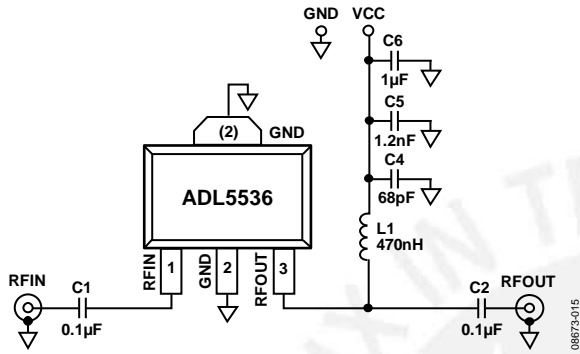


Figure 16. Basic Connections

SOLDERING INFORMATION AND RECOMMENDED PCB LAND PATTERN

Figure 17 shows the recommended land pattern for the ADL5536. To minimize thermal impedance, the exposed paddle on the package underside, along with Pin 2, must be soldered to a ground plane. If multiple ground layers exist, they must be stitched together using vias. For more information about land pattern design and layout, refer to the AN-772 Application Note, A Design and Manufacturing Guide for the Lead Frame Chip Scale Package (LFCSP).

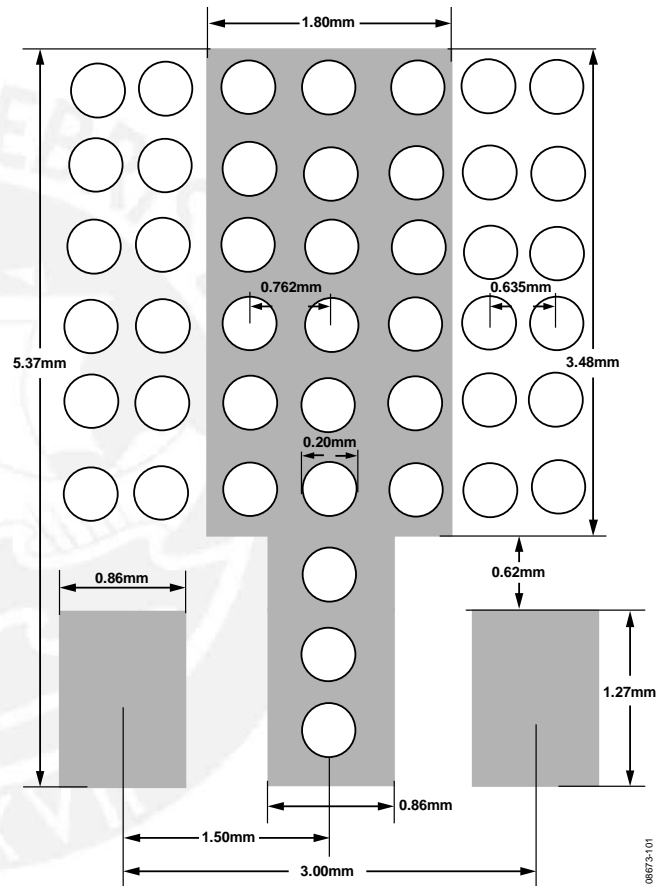


Figure 17. Recommended Land Pattern

Table 5. Recommended Components for Basic Connections

Frequency	C1	C2	L1	C4	C5	C6
20 MHz to 1000 MHz	0.1 μ F	0.1 μ F	470 nH (Coilcraft 0603LS-NX or equivalent)	68 pF	1.2 nF	1 μ F

ACPR PERFORMANCE

Figure 18 shows a plot of the adjacent channel power ratio (ACPR) vs. P_{OUT} for the ADL5536. The signal type used is a single wideband code division multiple access (W-CDMA) carrier (Test Model 1-64). This signal is generated by a very low ACPR source. ACPR is measured at the output by a high dynamic range spectrum analyzer that incorporates an instrument noise-correction function. At an output power level of +8 dBm, ACPR is still very low at -65 dBc, making the device suitable for use in driver applications.

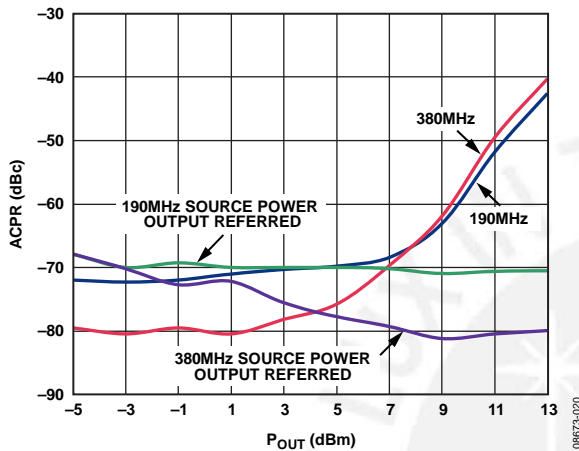


Figure 18. ACPR vs. P_{OUT} , Single W-CDMA Carrier (Test Model 1-64) at 190 MHz and 380 MHz

ERROR VECTOR MAGNITUDE (EVM) PERFORMANCE

EVM is a measure used to quantify the performance of a digital radio transmitter or receiver. A signal received by a receiver has all constellation points at their ideal locations; however, various imperfections in the implementation (such as magnitude imbalance, noise floor, and phase imbalance) cause the actual constellation points to deviate from their ideal locations. The ADL5536 shows excellent performance when used with higher-order modulation schemes, such as a 16 QAM. Figure 19 illustrates the EVM performance of the ADL5536 when driven with a 16 QAM 10 Msym/s signal. Degradation of the EVM performance starts to occur at an output power of +12 dBm.

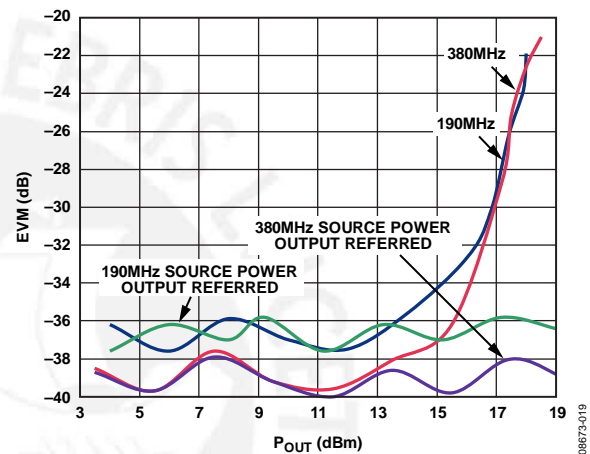


Figure 19. EVM Performance vs. P_{OUT} with a 16 QAM, 10 Msym/s Signal

EVALUATION BOARD

Figure 20 shows the evaluation board layout, and Figure 21 shows the schematic for the ADL5536 evaluation board. The board is powered by a single 5 V supply.

The components used on the board are listed in Table 6. Power can be applied to the board through clip-on leads (VCC and GND).

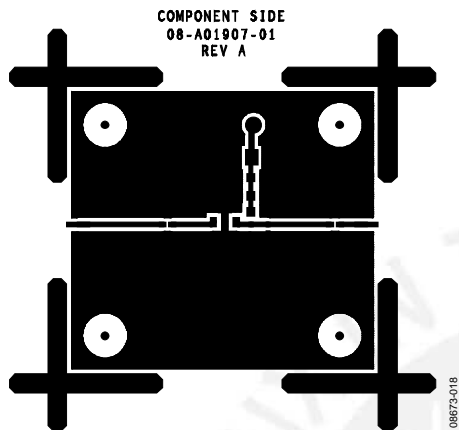


Figure 20. Evaluation Board Layout (Top)

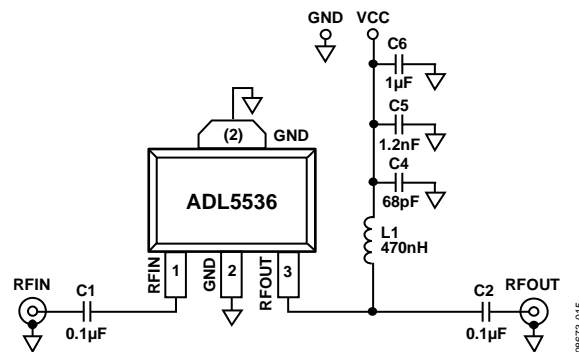
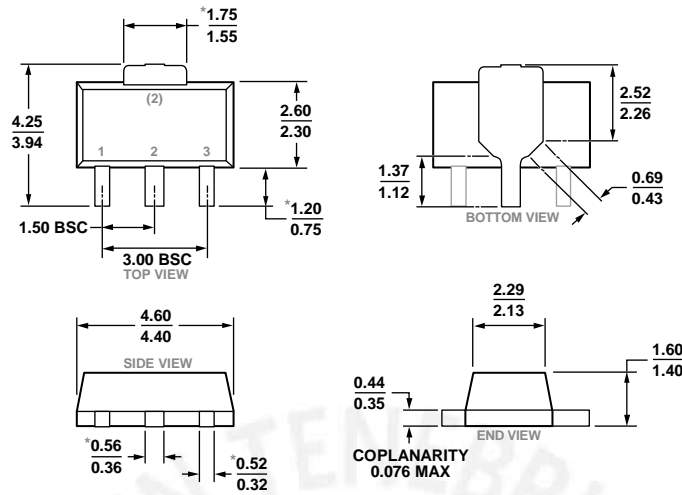


Figure 21. Evaluation Board Schematic

Table 6. Evaluation Board Components

Component	Description	Default Value
C1, C2	AC coupling capacitors	0.1 μF, 0402
L1	DC bias inductor	470 nH, 0603 (Coilcraft 0603LS-NX or equivalent)
VCC, GND	Clip-on terminals for power supply	
C4	Power supply decoupling capacitor	68 pF, 0603
C5	Power supply decoupling capacitor	1.2 nF, 0603
C6	Power supply decoupling capacitor	1 μF, 1206

OUTLINE DIMENSIONS



* COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS TO-243-AA WITH EXCEPTION TO DIMENSIONS INDICATED BY AN ASTERISK.

Figure 22. 3-Lead Small Outline Transistor Package [SOT-89] (RK-3)

Dimensions shown in millimeters

ORDERING GUIDE

Model ¹	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADL5536ARKZ-R7	-40°C to +85°C	3-Lead Small Outline Transistor Package [SOT-89], 7" Tape and Reel	RK-3
ADL5536-EVALZ		Evaluation Board	

¹ Z = RoHS Compliant Part.



SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 0.3 - 3.0 GHz

Typical Applications

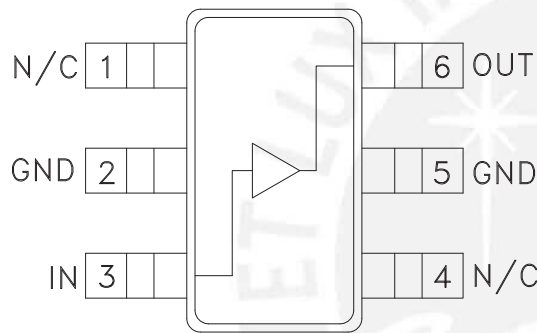
The HMC374 / HMC374E is ideal for:

- Cellular/PCS/3G
- WCS, MMDS & ISM
- Fixed Wireless & WLAN
- Private Land Mobile Radio

Features

- Single Supply: Vdd = +2.75 to +5.5V
- Low Noise Figure: 1.5 dB
- High Output IP3: +37 dBm
- No External Matching Required

Functional Diagram



General Description

The HMC374 & HMC374E are general purpose broad band Low Noise Amplifiers (LNA) for use in the 0.3 - 3 GHz frequency range. The LNA provides 15 dB of gain and a 1.5 dB noise figure from a single positive supply of +2.75 to +5.5V. The low noise figure coupled with a high P1dB (22 dBm) and high OIP3 (37 dBm) make this part ideal for cellular applications. The compact LNA design utilizes on-chip matching for repeatable gain and noise figure performance. To minimize board area the design is offered in a low cost SOT26 package that occupies only 0.118" x 0.118".

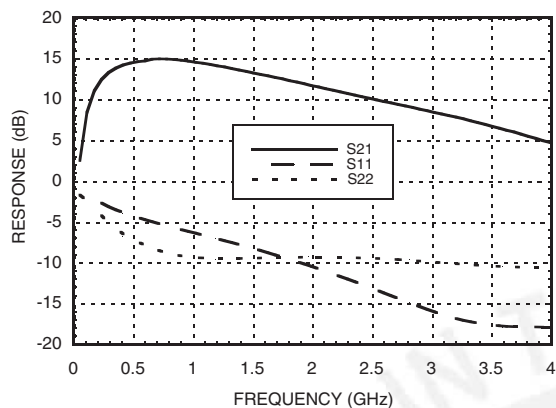
Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ C$, Vdd = +5V

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range	0.3 - 1.0			1.0 - 2.0			2.0 - 3.0			GHz
Gain	12	15		10	13		6	9		dB
Gain Variation Over Temperature		0.01	0.02		0.01	0.02		0.01	0.02	dB/°C
Noise Figure		1.5	1.9		1.6	2.0		1.8	2.2	dB
Input Return Loss		5			8			13		dB
Output Return Loss		7			9			9		dB
Output 1 dB Compression (P1dB)		22			22			22		dBm
Saturated Output Power (Psat)		23			23			23		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)		37			37			37		dBm
Supply Current (Idd) (Vdd = +5V)		90			90			90		mA

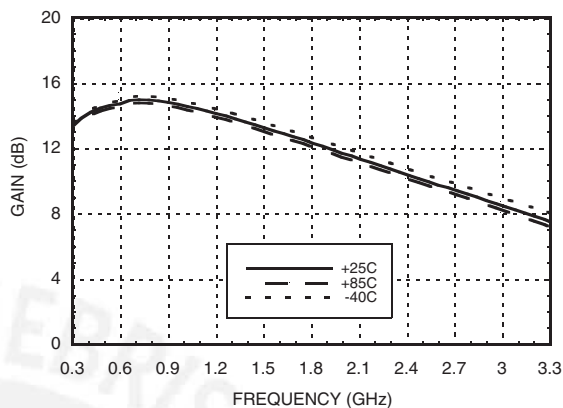


**SMT PHEMT LOW NOISE
AMPLIFIER, 0.3 - 3.0 GHz**

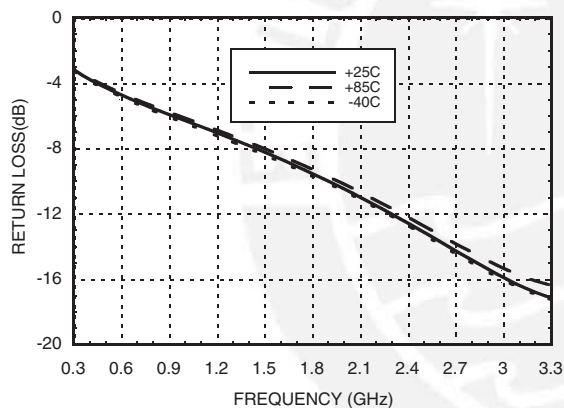
Broadband Gain & Return Loss



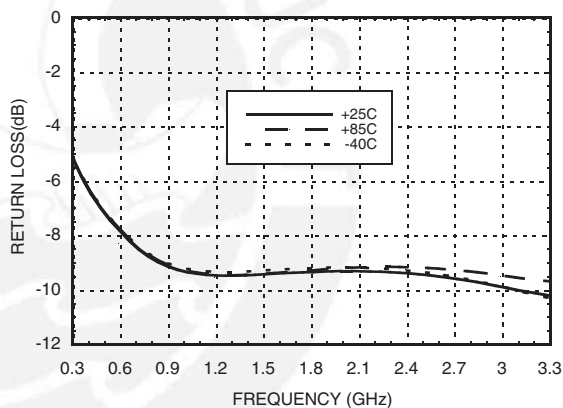
Gain vs. Temperature



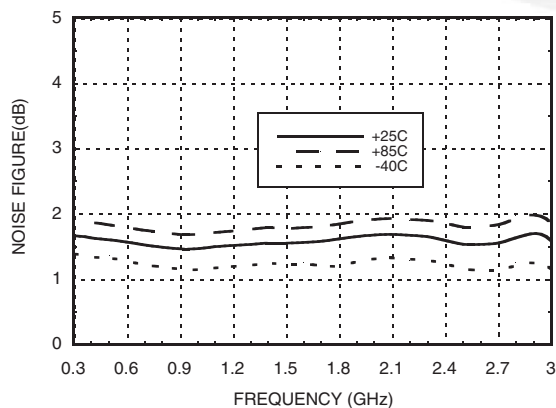
Input Return Loss vs. Temperature



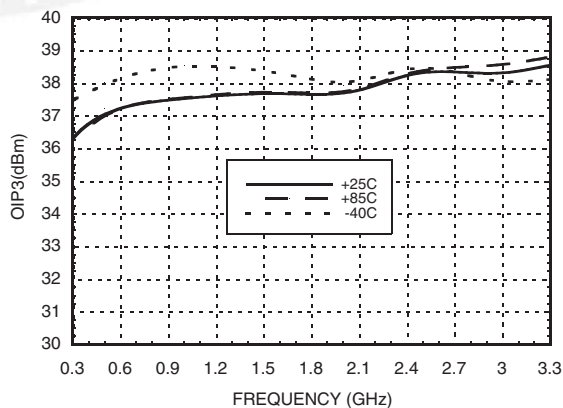
Output Return Loss vs. Temperature



Noise Figure vs. Temperature



Output IP3 vs. Temperature



Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

For price, delivery, and to place orders: Analog Devices, Inc., One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106 Phone: 781-329-4700 • Order online at www.analog.com Application Support: Phone: 1-800-ANALOG-D

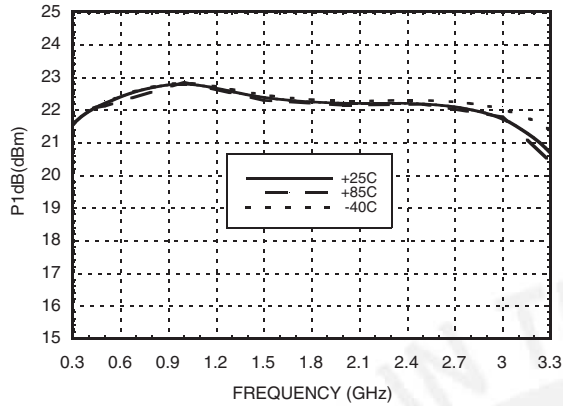


SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 0.3 - 3.0 GHz

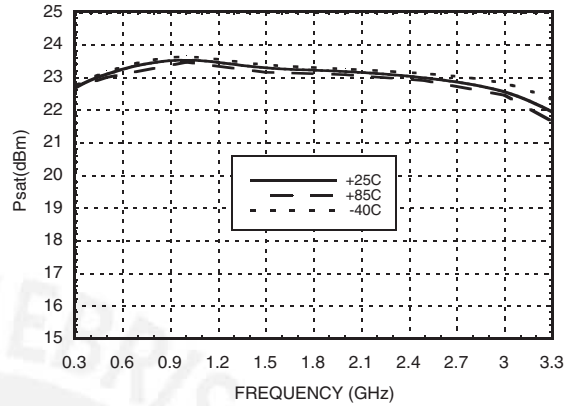
LOW NOISE AMPLIFIERS - SMT

8

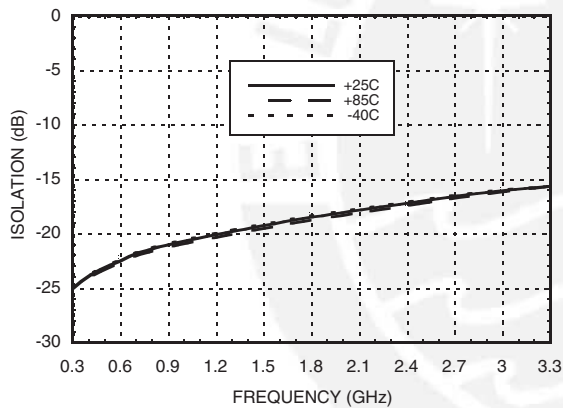
P1dB vs. Temperature



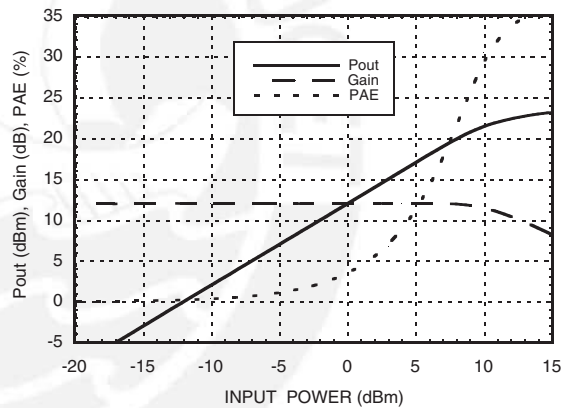
Psat vs. Temperature



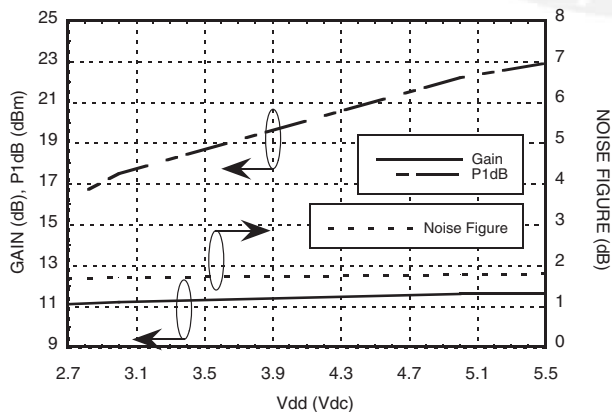
Reverse Isolation vs. Temperature



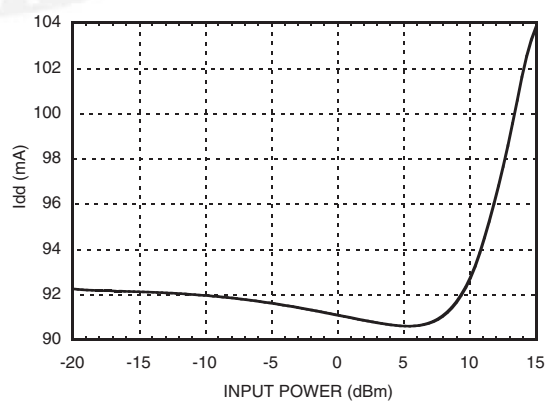
Power Compression @ 2 GHz



Gain, Noise Figure & Power vs. Supply Voltage @ 2 GHz



Current vs. Power @ 2 GHz





SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 0.3 - 3.0 GHz

Absolute Maximum Ratings

Drain Bias Voltage (Vdd)	+7.0 Vdc
RF Input Power (RFIN)(Vdd = +5.0 Vdc)	15 dBm
Channel Temperature	150 °C
Continuous Pdiss (T = 85 °C) (derate 7.5 mW/°C above 85 °C)	0.488 W
Thermal Resistance (channel to lead)	133 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C

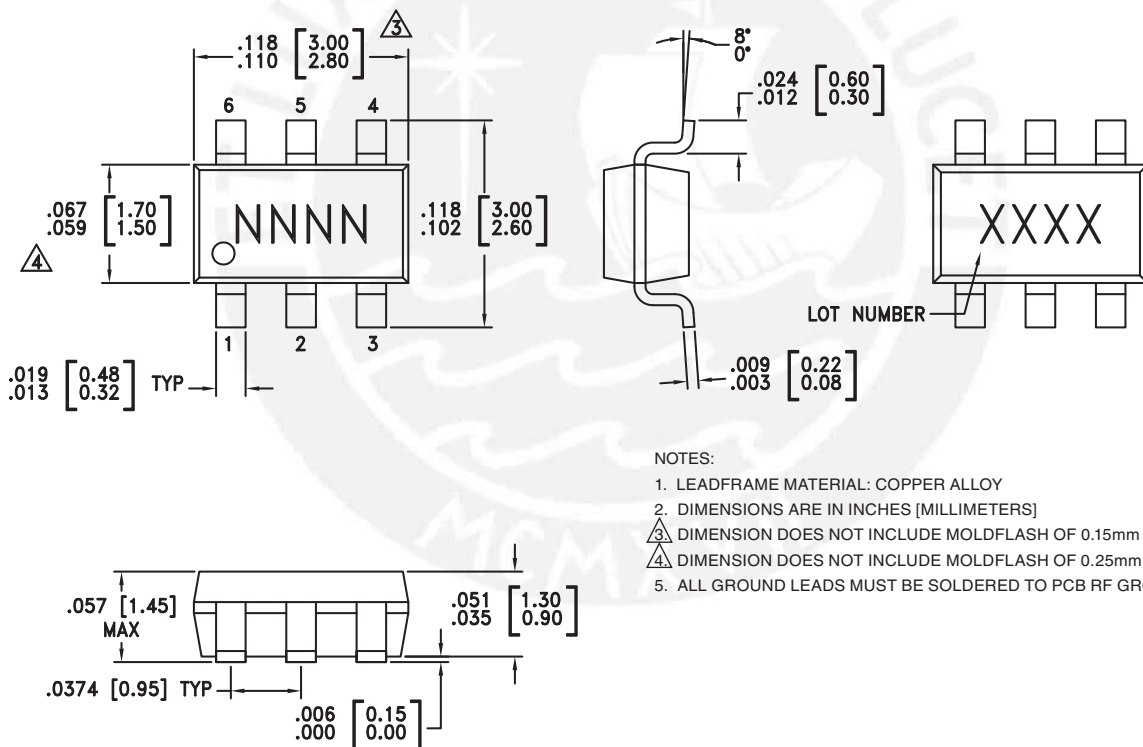
Typical Supply Current vs. Vdd

Vdd (V)	Idd (mA)
2.7	89
3.0	89
5.0	90
5.5	90



**ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE
OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS**

Outline Drawing



NOTES:

1. LEADFRAME MATERIAL: COPPER ALLOY
2. DIMENSIONS ARE IN INCHES [MILLIMETERS]
3. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.15mm PER SIDE.
4. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.25mm PER SIDE.
5. ALL GROUND LEADS MUST BE SOLDERED TO PCB RF GROUND.

Package Information

Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking ^[3]
HMC374	Low Stress Injection Molded Plastic	Sn/Pb Solder	MSL1 ^[1]	H374 XXXX
HMC374E	RoHS-compliant Low Stress Injection Molded Plastic	100% matte Sn	MSL1 ^[2]	374E XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C

[2] Max peak reflow temperature of 260 °C

[3] 4-Digit lot number XXXX

SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 0.3 - 3.0 GHz

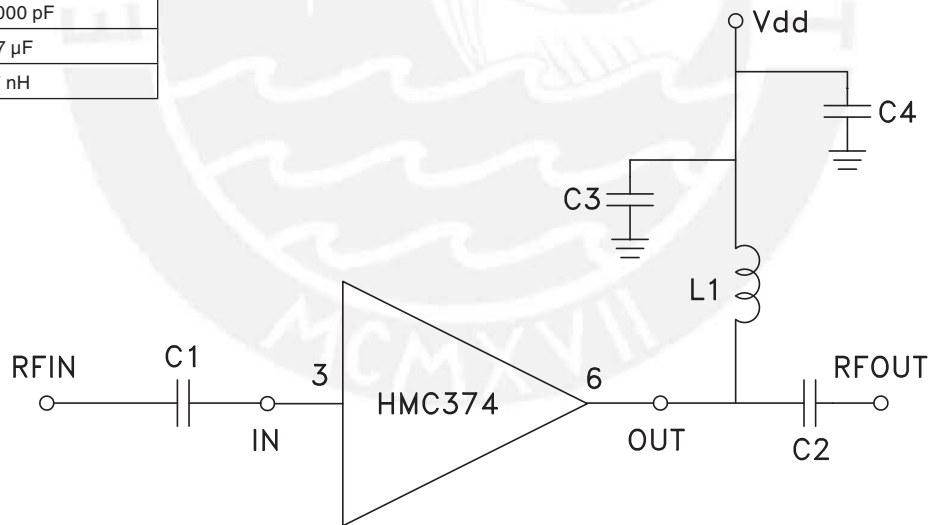


Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1,4	N/C	These pins may be connected to RF/DC ground. Performance will not be affected.	
2, 5	GND	These pins must be connected to RF/DC ground.	
3	IN	This pin is DC coupled. An off-chip DC blocking capacitor is required.	
6	OUT	RF output and DC Bias for the output stage. See application circuit for off-chip components.	

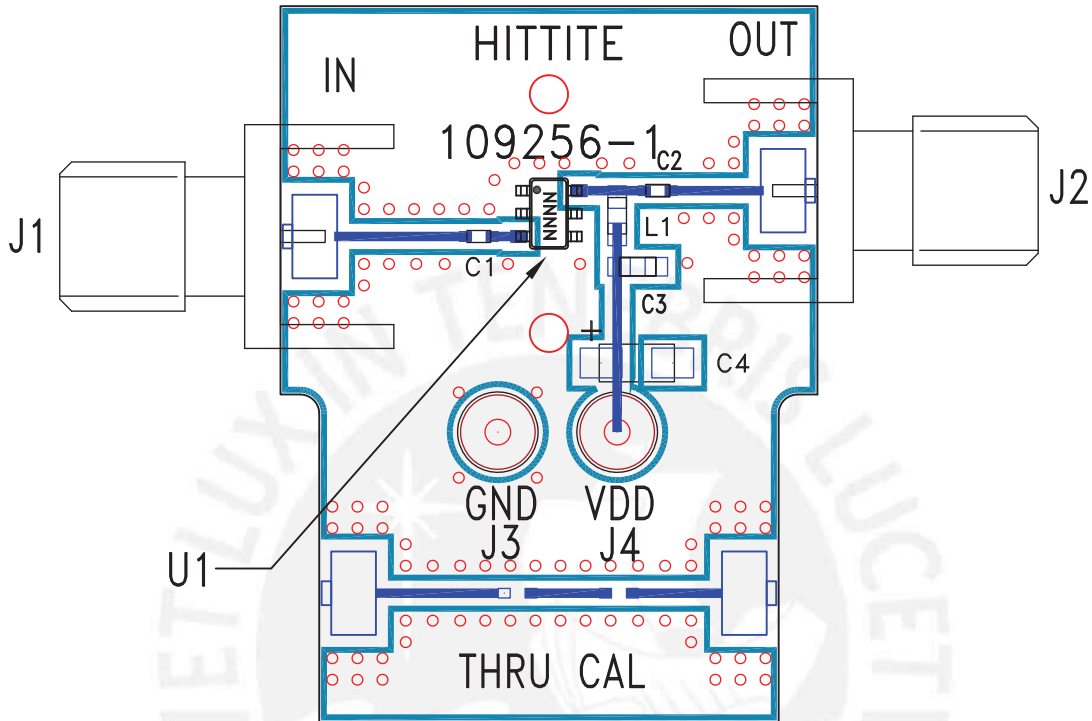
Application Circuit

Recommended Component Values	
C1, C2	150 pF
C3	1,000 pF
C4	4.7 μ F
L1	27 nH





Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 109258 [1]

Item	Description
J1, J2	PCB Mount SMA Connector
J3, J4	DC Pin
C1, C2	150 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C3	1000 pF Capacitor, 0603 Pkg.
C4	4.7 Capacitor, Tantalum
L1	27 nH Inductor, 0603 Pkg.
U1	HMC374 / HMC374E Amplifier
PCB [2]	109256 Evaluation PCB

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Roger 4350

The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads should be connected directly to the ground plane similar to that shown above. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.



Typical Applications

The HMC453ST89 / HMC453ST89E is ideal for applications requiring a high dynamic range amplifier:

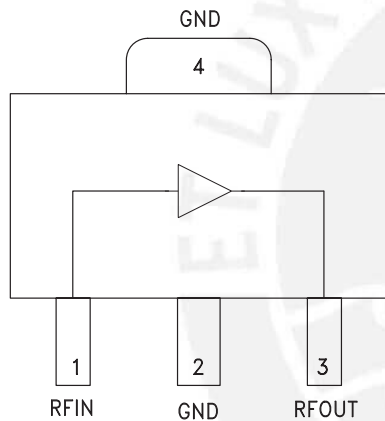
- GSM, GPRS & EDGE
- CDMA & W-CDMA
- CATV/Cable Modem
- Fixed Wireless

Features

- Output IP3: +49 dBm
- 20.5 dB Gain @ 400 MHz
- 7.5 dB Gain @ 2100 MHz
- 41% PAE @ +32.5 dBm Pout
- +26 dBm CDMA2000 Channel Power @ -45 dBc ACP

Included in the HMC-DK002 Designer's Kit

Functional Diagram



General Description

The HMC453ST89 & HMC453ST89E are high dynamic range GaAs InGaP HBT 1.6 Watt MMIC power amplifiers operating from 0.4 to 2.2 GHz and packaged in industry standard SOT89 packages. Utilizing a minimum number of external components and a single +5V supply, the amplifier output IP3 can be optimized to +47 dBm at 0.4 GHz or +49 dBm at 2.1 GHz. The high output IP3 and PAE make the HMC453ST89 & HMC453ST89E ideal power amplifiers for Cellular/PCS/3G and Fixed Wireless applications.

Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = +5\text{V}$ [1]

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range	400 - 410			450 - 496			810 - 960			1710 - 1990			2010 - 2170			MHz
Gain	18	20.5		16.5	19		12	14.5		6	8.5		6	7.5		dB
Gain Variation Over Temperature		0.012	0.02		0.012	0.02		0.012	0.02		0.012	0.02		0.012	0.02	dB / °C
Input Return Loss		20			14			20			15			13		dB
Output Return Loss		12			12			13			15			18		dB
Output Power for 1dB Compression (P1dB)	28.5	31.5		29	32		28.5	31.5		29	32		29.5	32.5		dBm
Saturated Output Power (Psat)		32			32.25			31.75			32.5			32.75		dBm
Output Third Order Intercept (IP3) [2]	44	47		45	48		44	47		46	49		46	49		dBm
Noise Figure		9			9			6.5			7			6.5		dB
Supply Current (Icq)		725			725			725			725			725		mA

[1] Specifications and data reflect HMC453ST89 measured using the respective application circuits for each designated frequency band found herein. Contact the HMC Applications Group for assistance in optimizing performance for your application.

[2] Two-tone input power of 0 dBm per tone, 1 MHz spacing.

HMC453ST89* PRODUCT PAGE QUICK LINKS

Last Content Update: 02/23/2017

COMPARABLE PARTS

View a parametric search of comparable parts.

EVALUATION KITS

- HMC453ST89 Evaluation Board.

DOCUMENTATION

Application Notes

- AN-1363: Meeting Biasing Requirements of Externally Biased RF/Microwave Amplifiers with Active Bias Controllers
- Broadband Biasing of Amplifiers General Application Note
- MMIC Amplifier Biasing Procedure Application Note
- Thermal Management for Surface Mount Components General Application Note

Data Sheet

- HMC453ST89 Data Sheet

TOOLS AND SIMULATIONS

- HMC453ST89 S-Parameters

REFERENCE MATERIALS

Quality Documentation

- Package/Assembly Qualification Test Report: 3 Lead Plastic SOT89 Package (QTR: 10002 REV: 02)
- Semiconductor Qualification Test Report: GaAs HBT-B (QTR: 2013-00229)

DESIGN RESOURCES

- HMC453ST89 Material Declaration
- PCN-PDN Information
- Quality And Reliability
- Symbols and Footprints

DISCUSSIONS

View all HMC453ST89 EngineerZone Discussions.

SAMPLE AND BUY

Visit the product page to see pricing options.

TECHNICAL SUPPORT

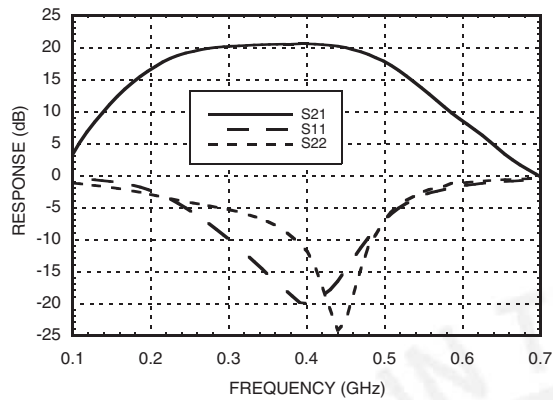
Submit a technical question or find your regional support number.

DOCUMENT FEEDBACK

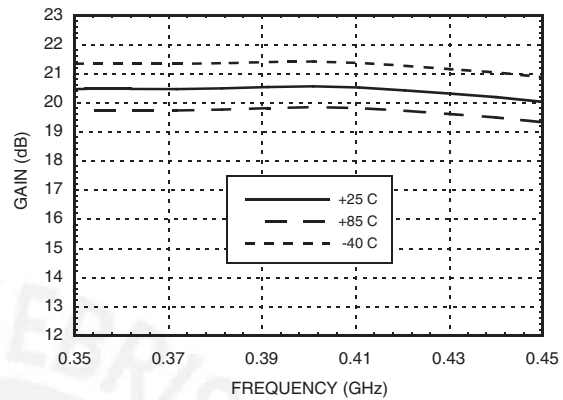
Submit feedback for this data sheet.



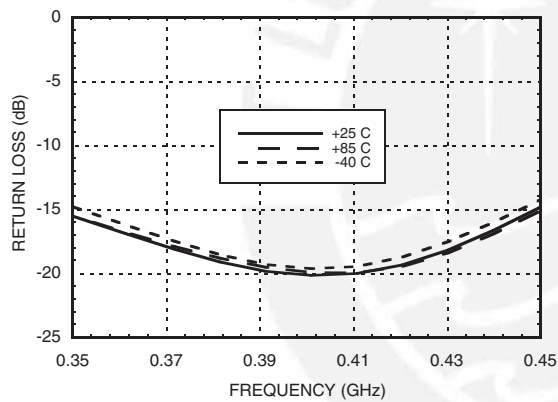
**Broadband Gain
& Return Loss @ 400**



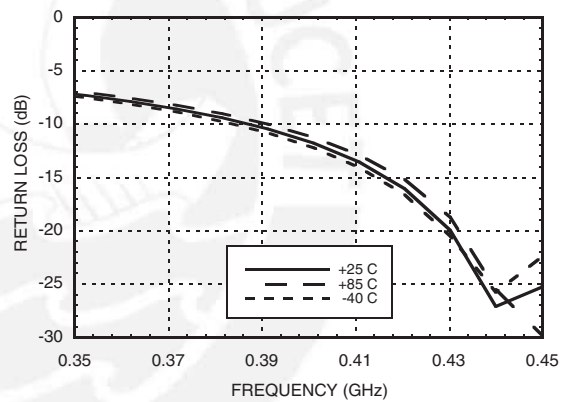
Gain vs. Temperature @ 400 MHz



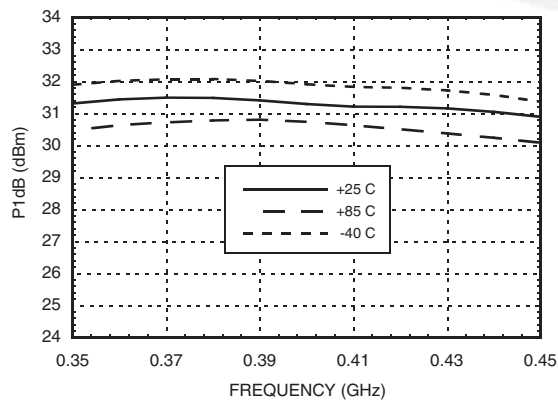
**Input Return Loss
vs. Temperature @ 400 MHz**



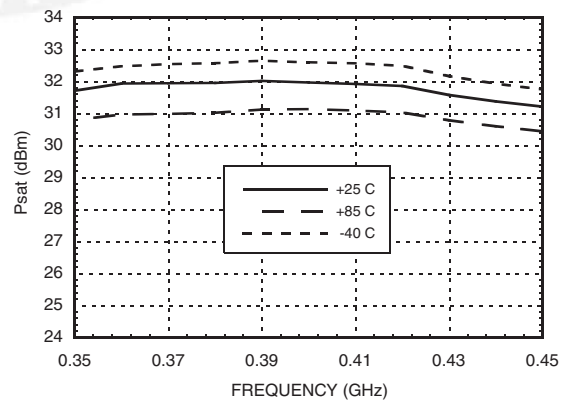
**Output Return Loss
vs. Temperature @ 400 MHz**



P1dB vs. Temperature @ 400 MHz

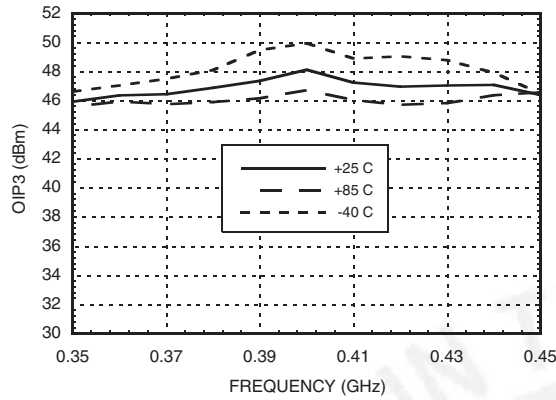


Psat vs. Temperature @ 400 MHz

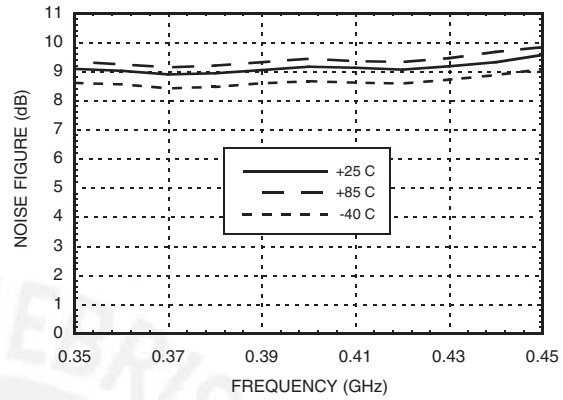




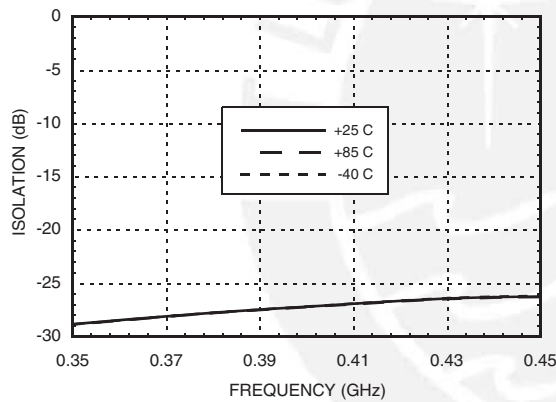
Output IP3 vs. Temperature @ 400 MHz



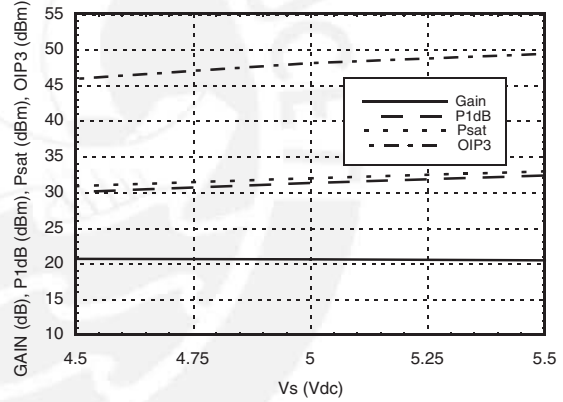
Noise Figure vs. Temperature @ 400 MHz



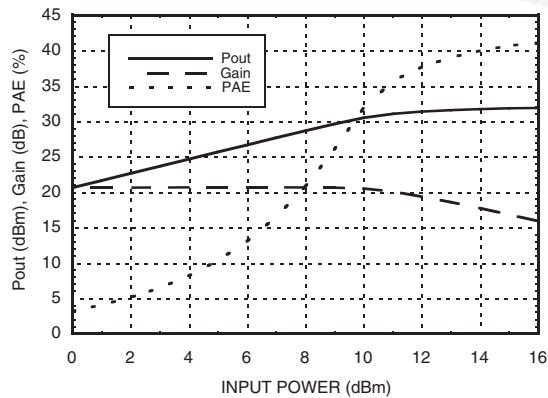
Reverse Isolation vs. Temperature @ 400 MHz



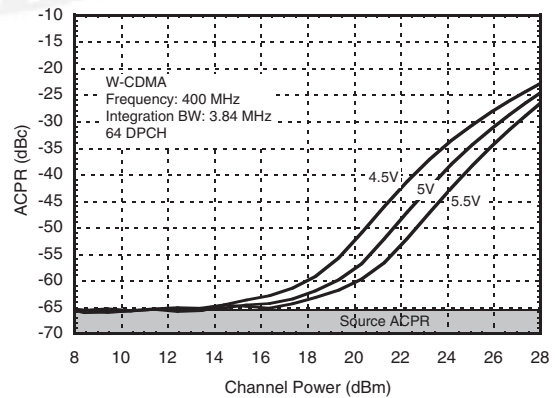
Gain, Power & IP3 vs. Supply Voltage @ 400 MHz



Power Compression @ 400 MHz



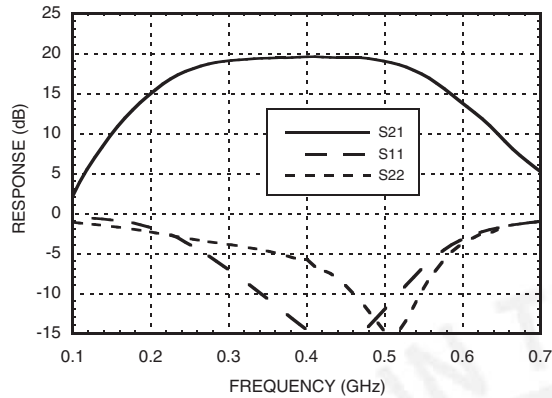
ACPR vs. Supply Voltage @ 400 MHz W-CDMA, 64 DPCH



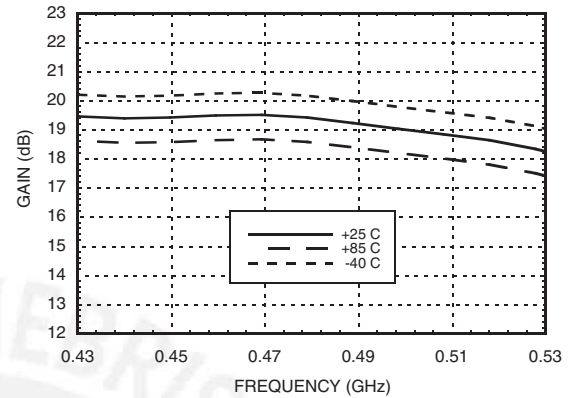
**InGaP HBT 1.6 WATT POWER
AMPLIFIER, 0.4 - 2.2 GHz**



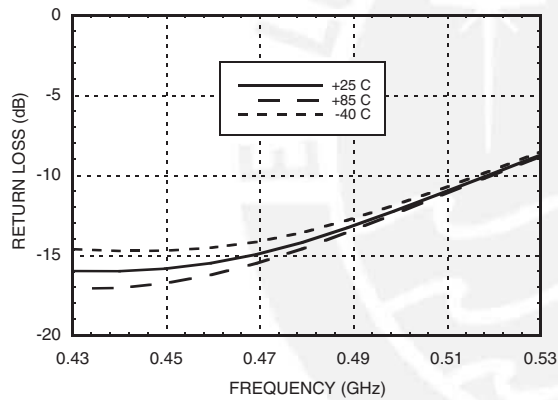
**Broadband Gain
& Return Loss @ 470 MHz**



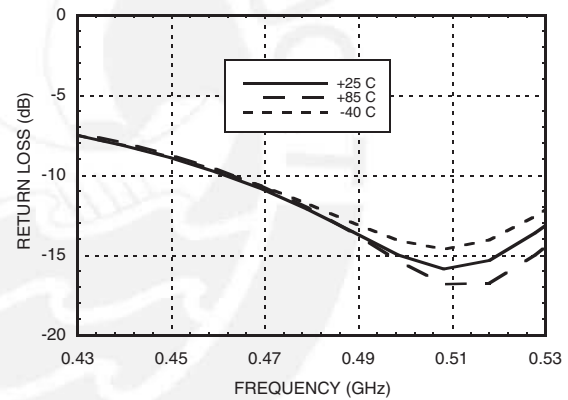
Gain vs. Temperature @ 470 MHz



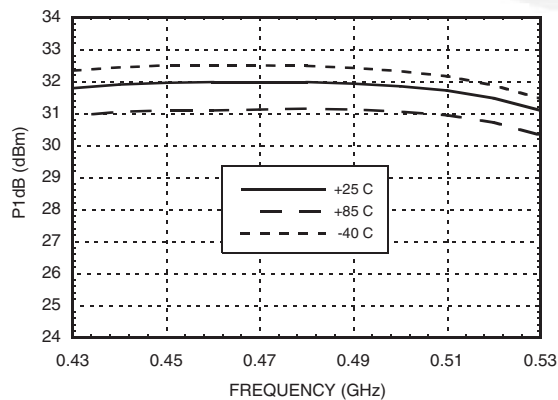
**Input Return Loss
vs. Temperature @ 470 MHz**



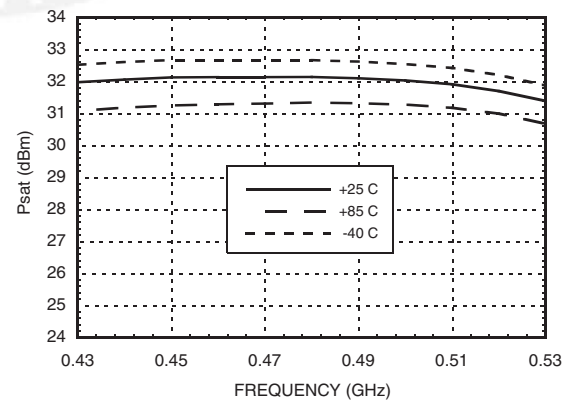
**Output Return Loss
vs. Temperature @ 470 MHz**



P1dB vs. Temperature @ 470 MHz

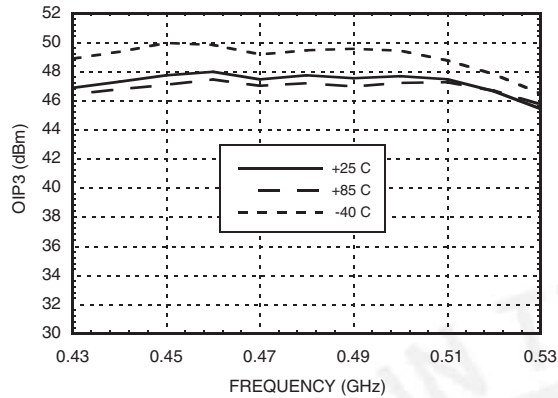


Psat vs. Temperature @ 470 MHz

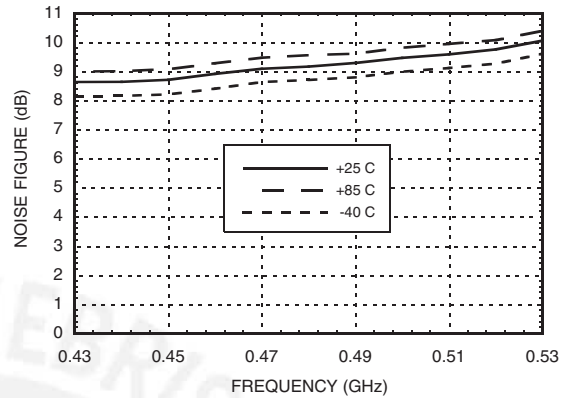




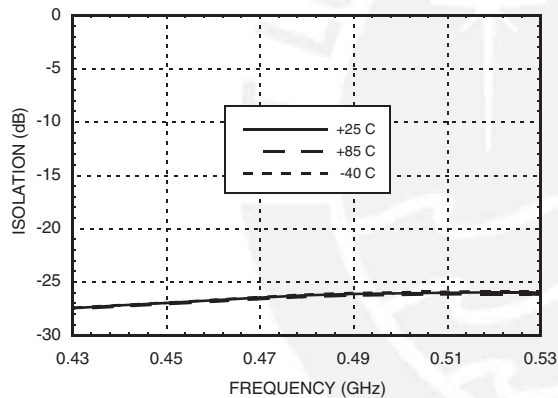
Output IP3 vs. Temperature @ 470 MHz



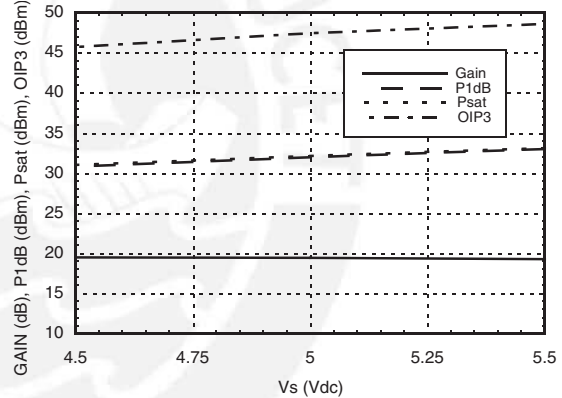
Noise Figure vs. Temperature @ 470 MHz



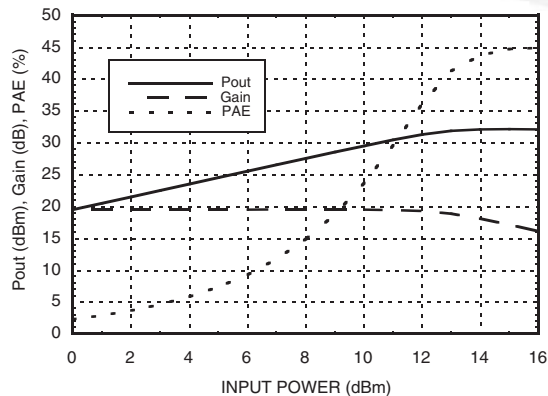
Reverse Isolation vs. Temperature @ 470 MHz



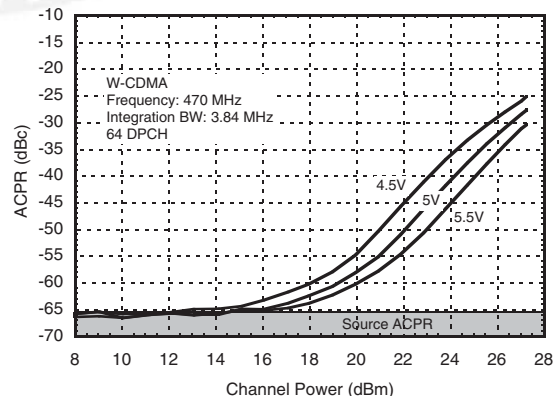
Gain, Power & IP3 vs. Supply Voltage @ 470 MHz



Power Compression @ 470 MHz



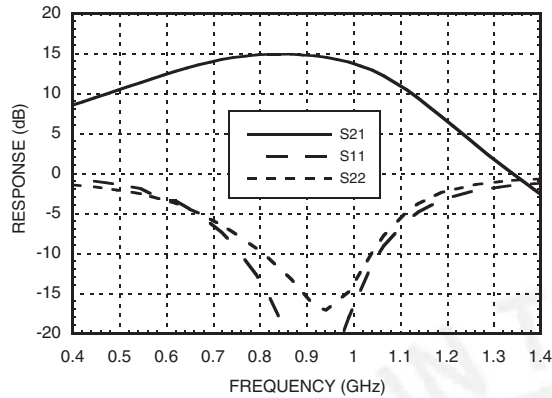
ACPR vs. Supply Voltage @ 470 MHz W-CDMA, 64 DPCH



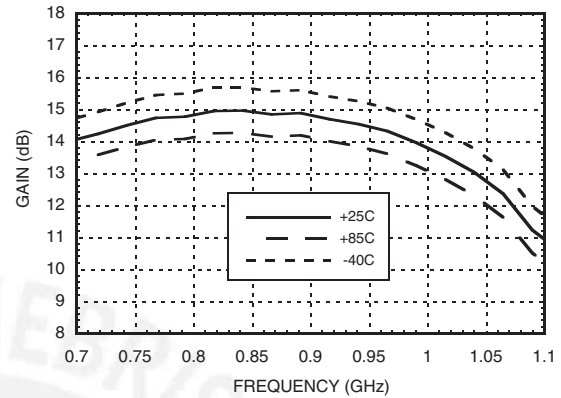
InGaP HBT 1.6 WATT POWER AMPLIFIER, 0.4 - 2.2 GHz



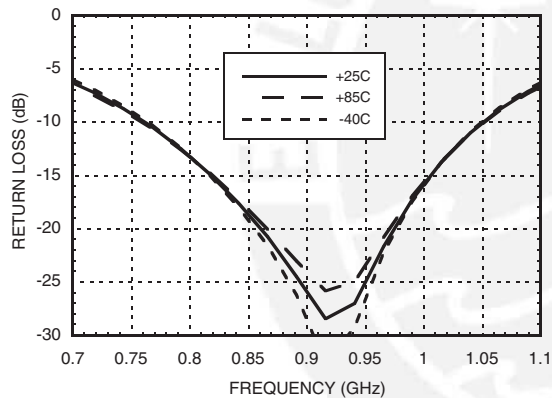
Broadband Gain & Return Loss @ 900 MHz



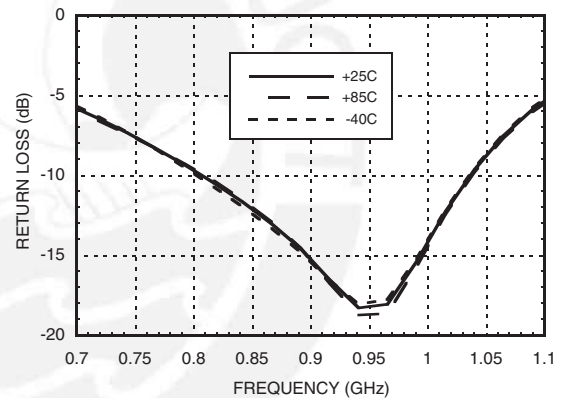
Gain vs. Temperature @ 900 MHz



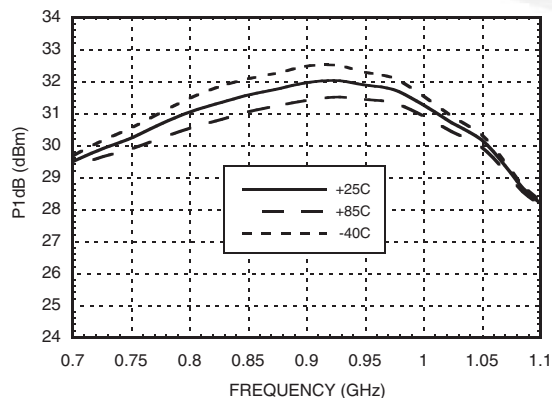
Input Return Loss vs. Temperature @ 900 MHz



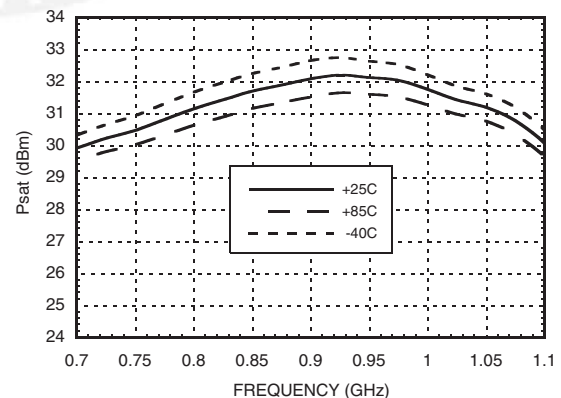
Output Return Loss vs. Temperature @ 900 MHz



P1dB vs. Temperature @ 900 MHz

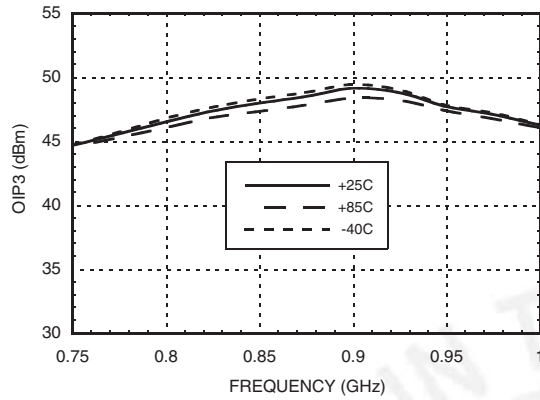


Psat vs. Temperature @ 900 MHz

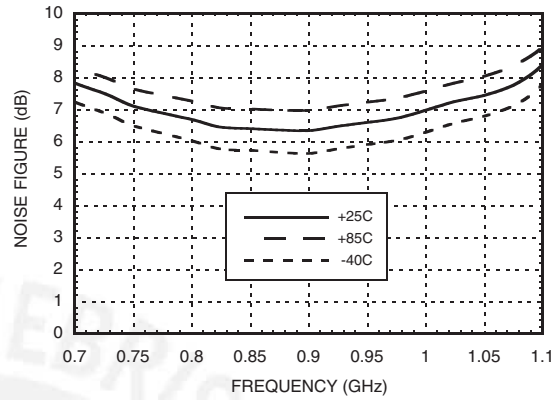




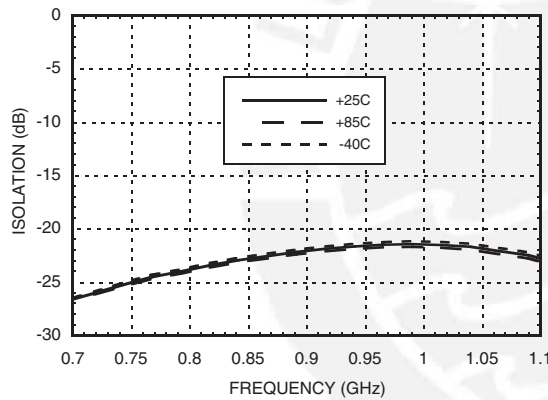
Output IP3 vs. Temperature @ 900 MHz



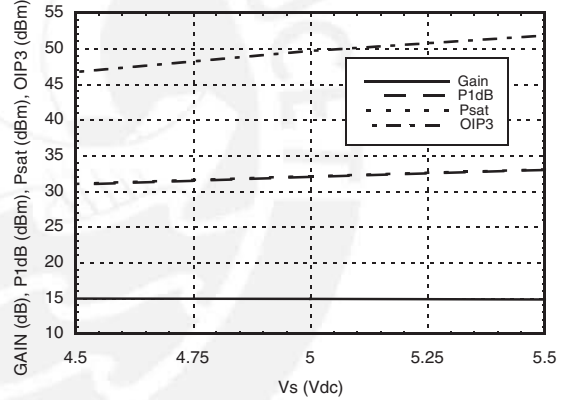
Noise Figure vs. Temperature @ 900 MHz



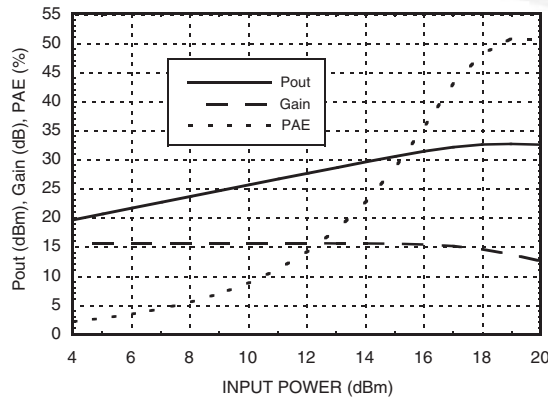
Reverse Isolation vs. Temperature @ 900 MHz



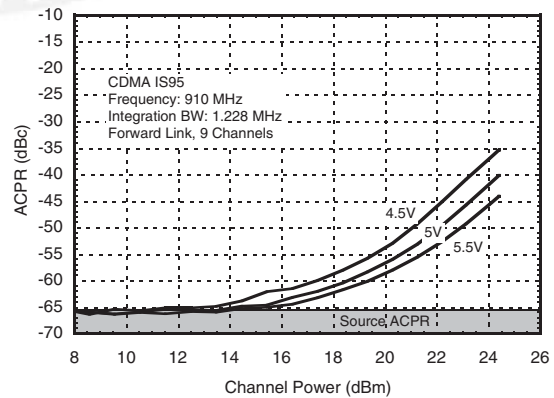
Gain, Power & IP3 vs. Supply Voltage @ 900 MHz



Power Compression @ 900 MHz



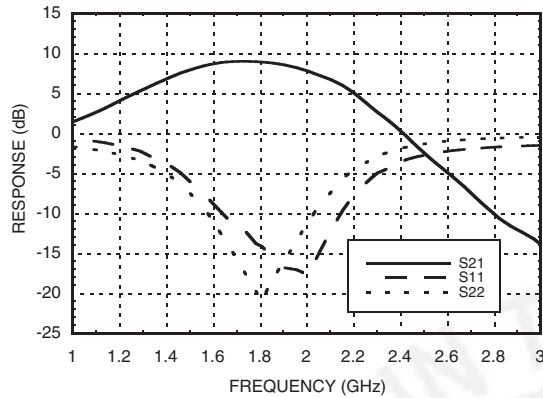
ACPR vs. Supply Voltage @ 910 MHz CDMA IS95, 9 Channels Forward



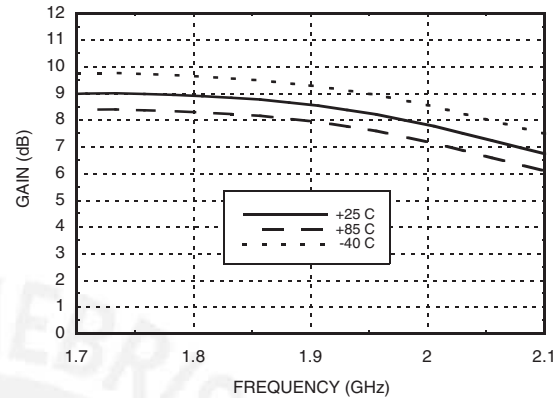
**InGaP HBT 1.6 WATT POWER
AMPLIFIER, 0.4 - 2.2 GHz**



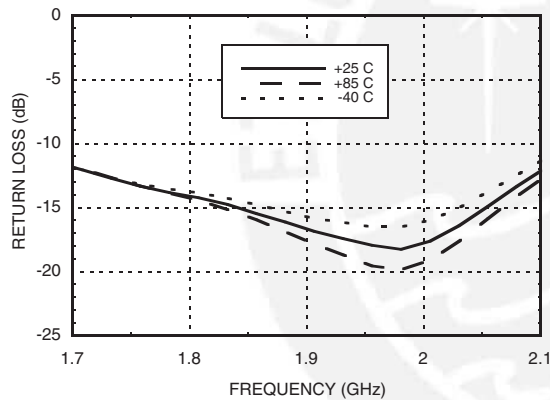
**Broadband Gain
& Return Loss @ 1900 MHz**



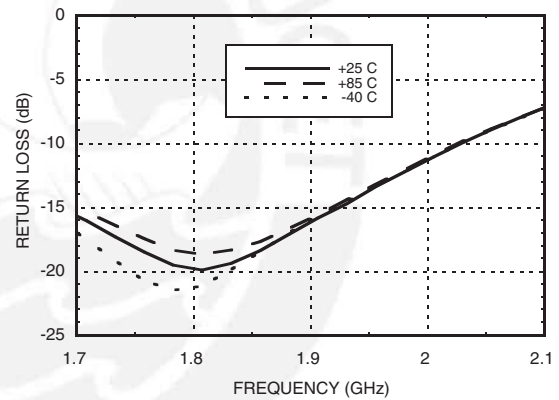
Gain vs. Temperature @ 1900 MHz



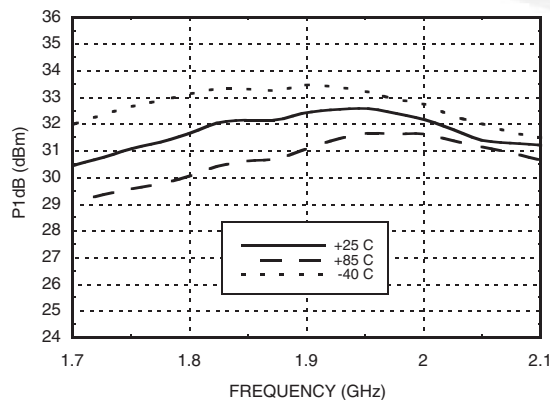
**Input Return Loss
vs. Temperature @ 1900 MHz**



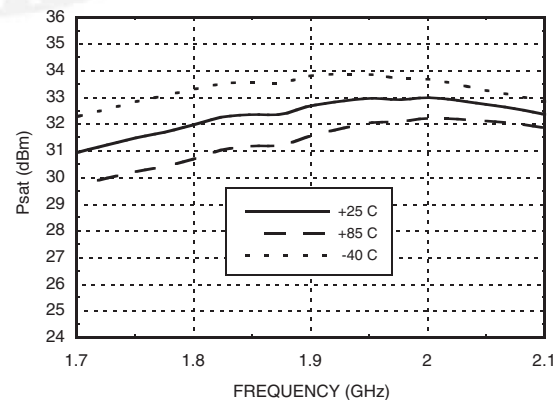
**Output Return Loss
vs. Temperature @ 1900 MHz**



P1dB vs. Temperature @ 1900 MHz

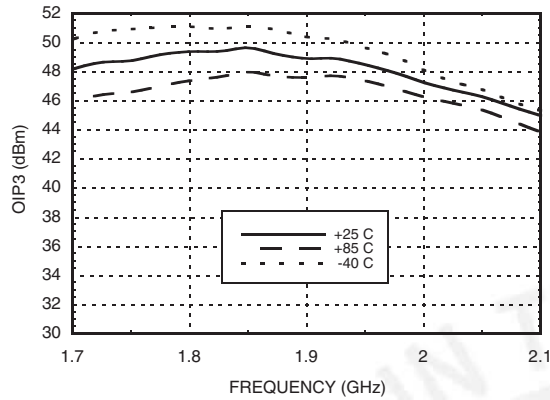


Psat vs. Temperature @ 1900 MHz

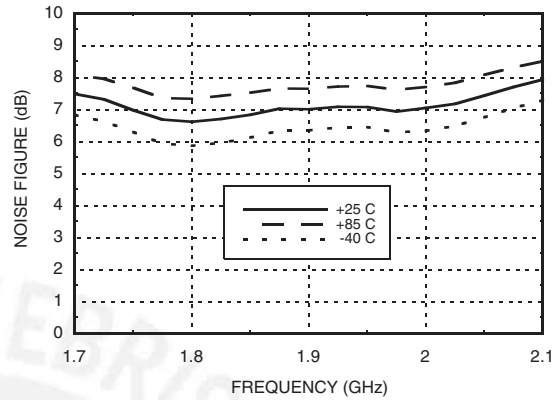




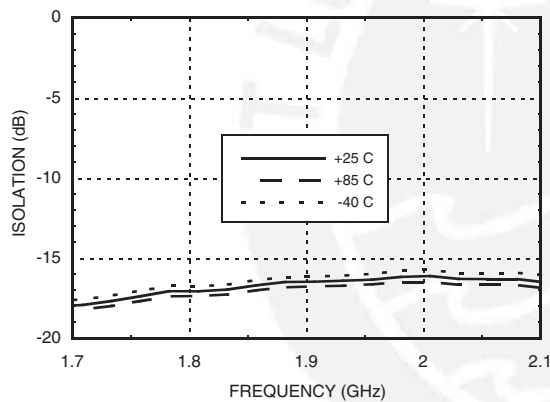
Output IP3 vs. Temperature @ 1900 MHz



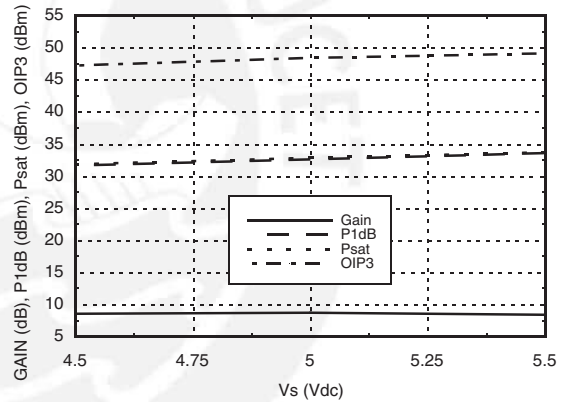
Noise Figure vs. Temperature @ 1900 MHz



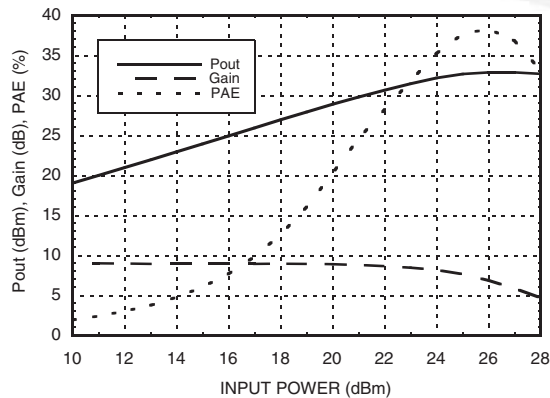
Reverse Isolation vs. Temperature @ 1900 MHz



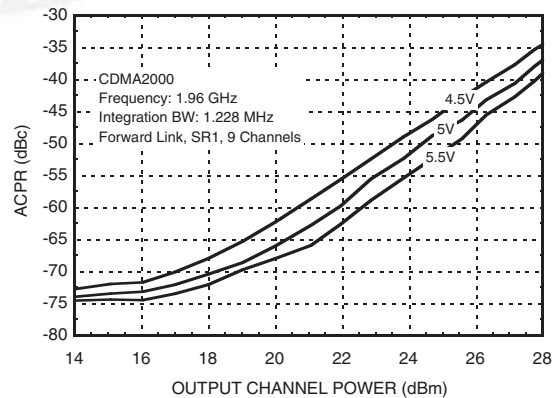
Gain, Power & IP3 vs. Supply Voltage @ 1900 MHz



Power Compression @ 1900 MHz



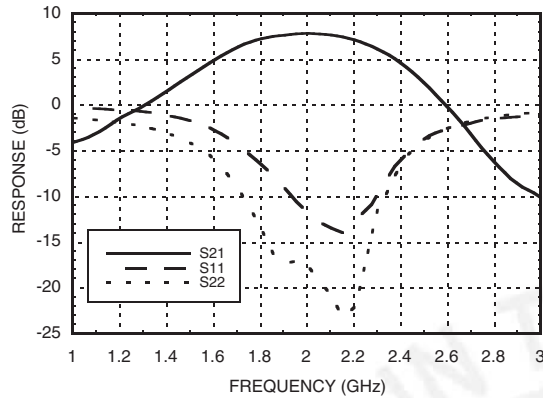
ACPR vs. Supply Voltage @ 1960 MHz CDMA 2000, 9 Channels Forward



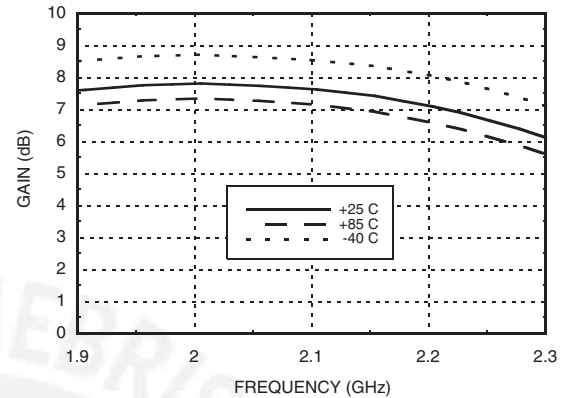
InGaP HBT 1.6 WATT POWER AMPLIFIER, 0.4 - 2.2 GHz



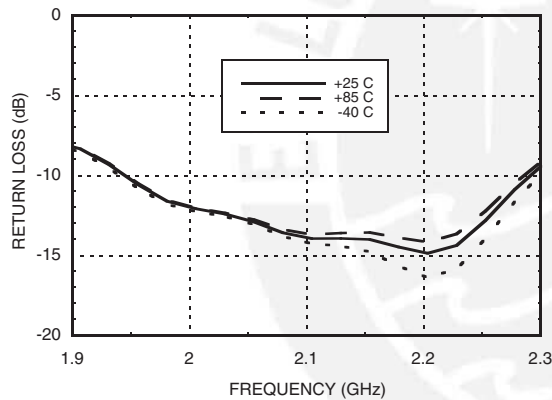
Broadband Gain & Return Loss @ 2100 MHz



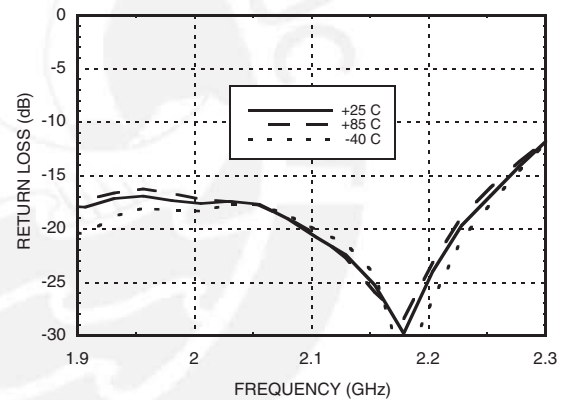
Gain vs. Temperature @ 2100 MHz



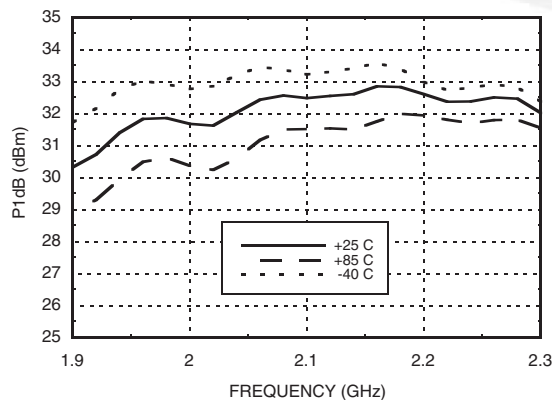
Input Return Loss vs. Temperature @ 2100 MHz



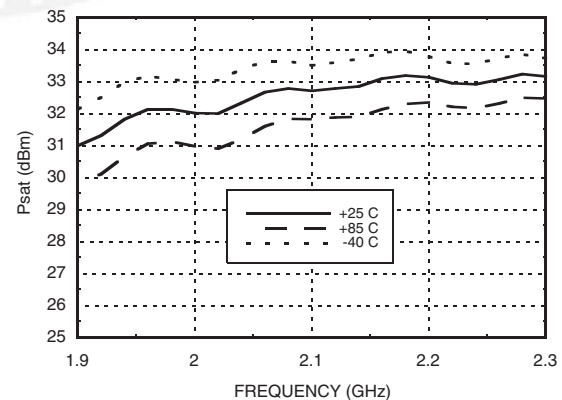
Output Return Loss vs. Temperature @ 2100 MHz



P1dB vs. Temperature @ 2100 MHz

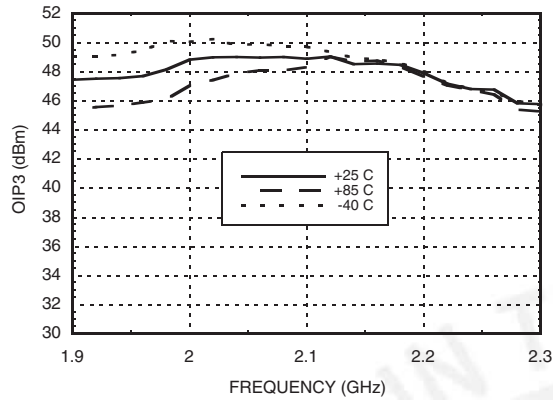


Psat vs. Temperature @ 2100 MHz

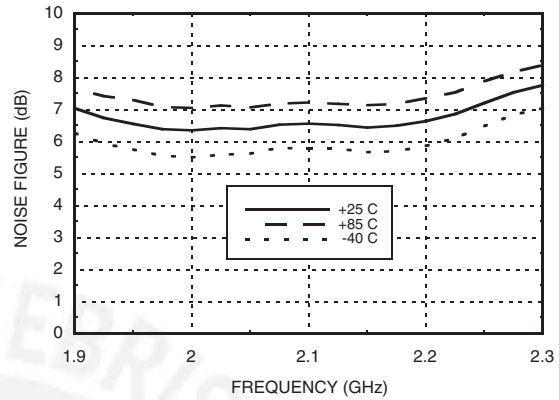




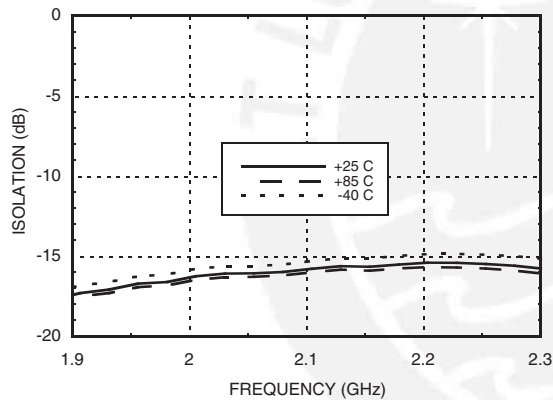
Output IP3 vs. Temperature @ 2100 MHz



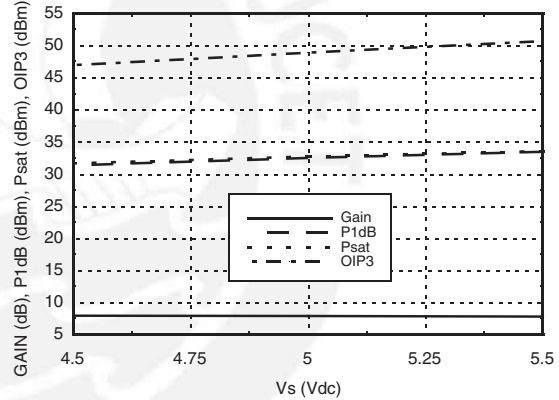
Noise Figure vs. Temperature @ 2100 MHz



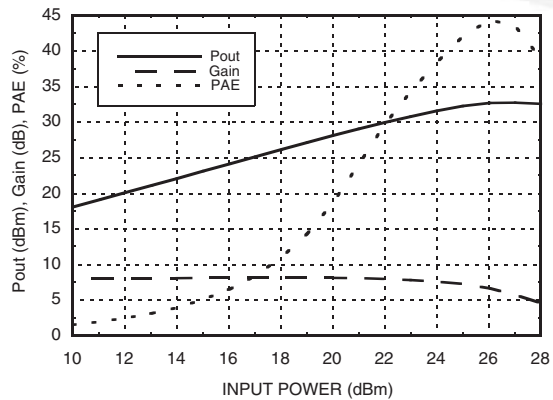
Reverse Isolation vs. Temperature @ 2100 MHz



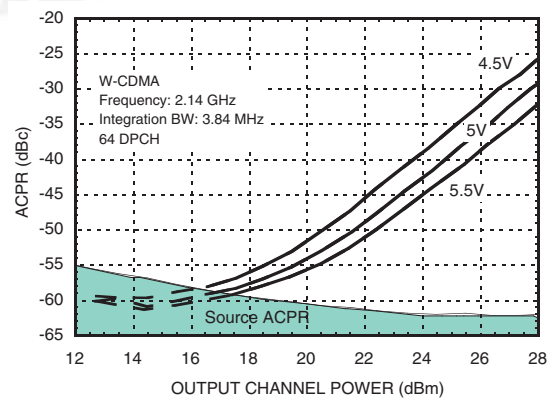
Gain, Power & IP3 vs. Supply Voltage @ 2100 MHz



Power Compressions @ 2100 MHz



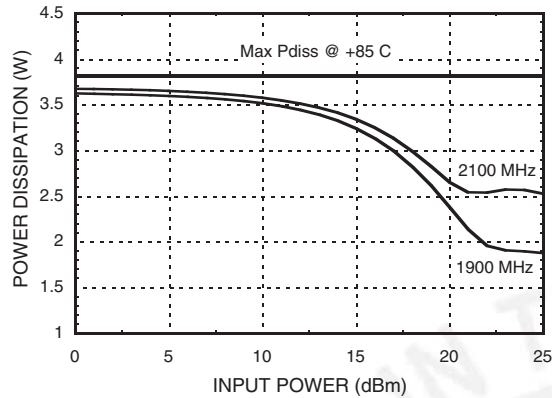
ACPR vs. Supply Voltage @ 2140 MHz W-CDMA, 64 DPCH



InGaP HBT 1.6 WATT POWER AMPLIFIER, 0.4 - 2.2 GHz



Power Dissipation



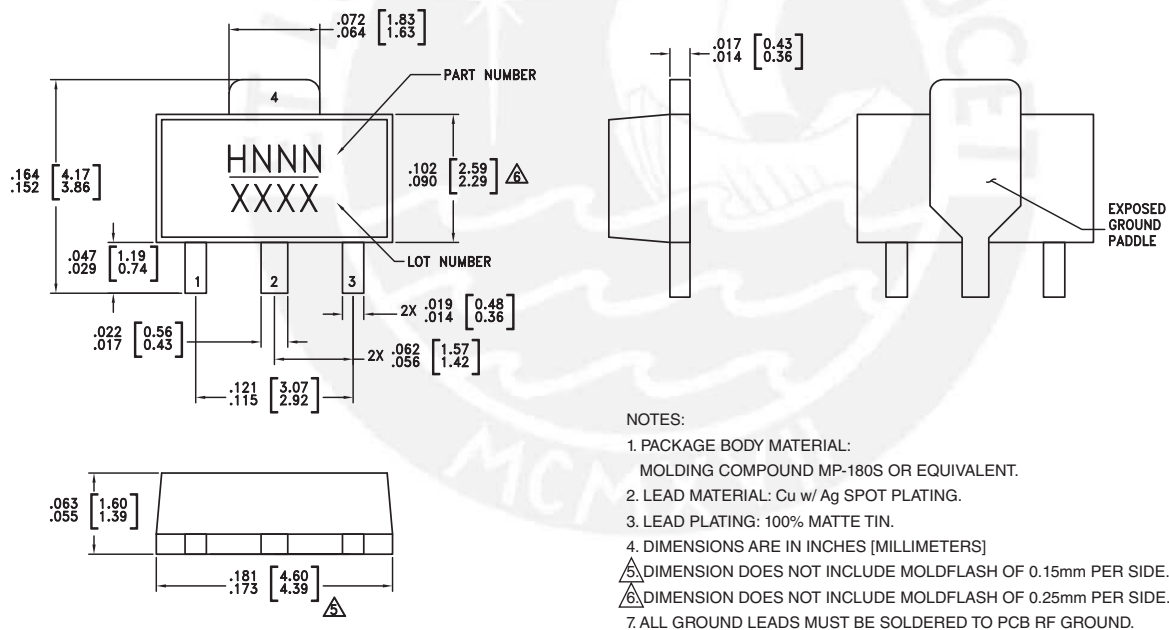
Absolute Maximum Ratings

Collector Bias Voltage (Vcc)	+6.0 Vdc
RF Input Power (RFIN)(Vs +5Vdc)	+32 dBm
Junction Temperature	150 °C
Continuous P _{diss} (T = 85 °C) (derate 58.5 mW/°C above 85 °C)	3.8 W
Thermal Resistance (junction to ground paddle)	17.1 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C



ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE
OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS

Outline Drawing



Package Information

Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking ^[3]
HMC453ST89	Low Stress Injection Molded Plastic	Sn/Pb Solder	MSL1 ^[1]	H453 XXXX
HMC453ST89E	RoHS-compliant Low Stress Injection Molded Plastic	100% matte Sn	MSL1 ^[2]	H453 XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C
 [2] Max peak reflow temperature of 260 °C
 [3] 4-Digit lot number XXXX

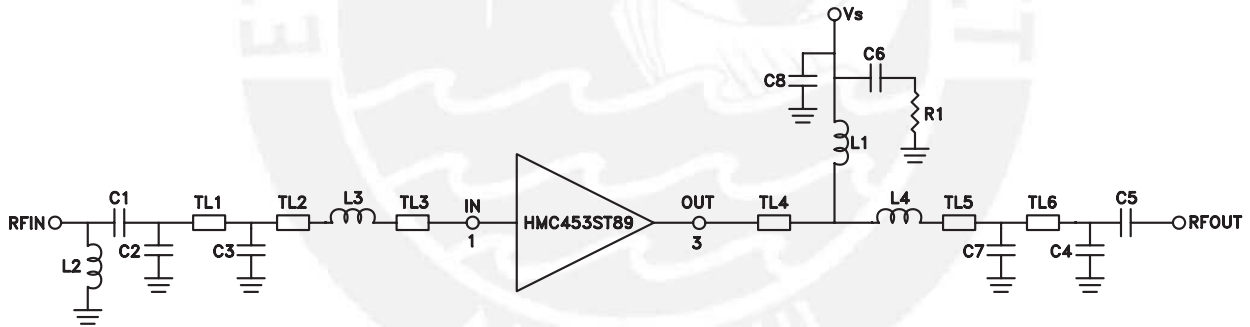


Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1	RFIN	This pin is DC coupled. Off chip matching components are required. See Application Circuit herein.	
3	RFOUT	RF output and DC Bias input for the amplifier. Off chip matching components are required. See Application Circuit herein.	
2, 4	GND	These pins & package bottom must be connected to RF/DC ground.	

400 MHz Application Circuit

This circuit was used to specify the performance for 400-410 MHz operation. Contact the HMC Applications Group for assistance in optimizing performance for your application.

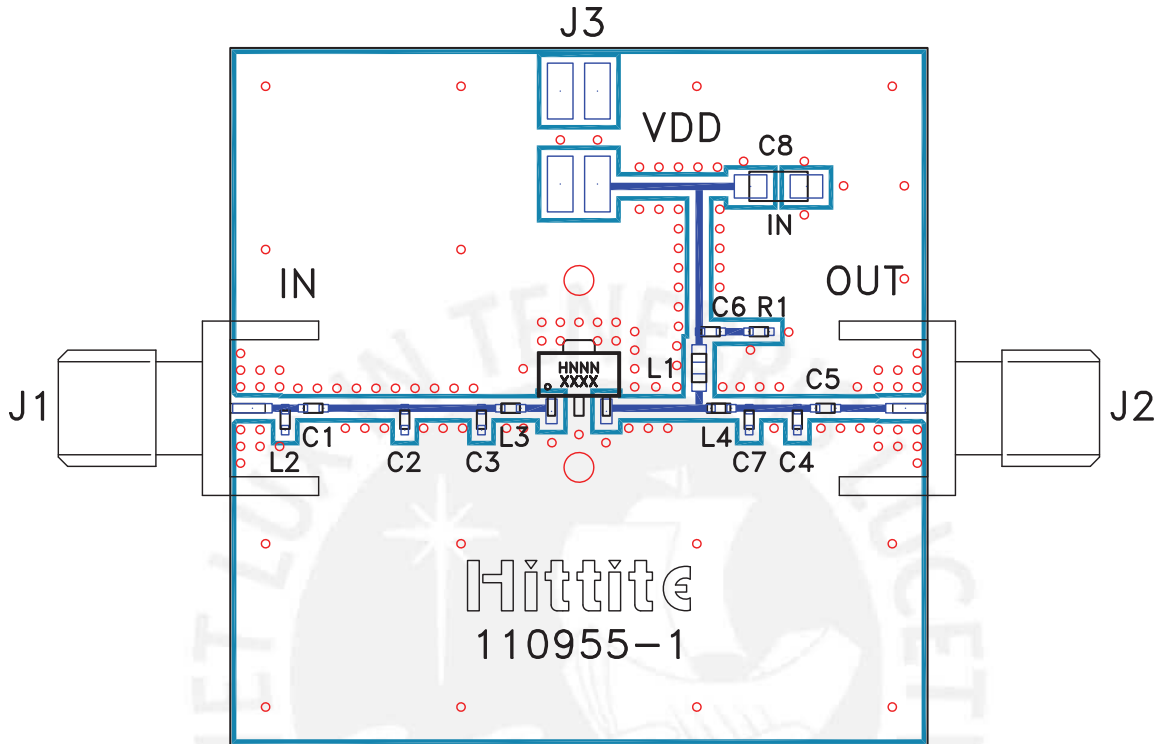


	TL1	TL2	TL3	TL4	TL5	TL6
Impedance	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm
Physical Length	0.16"	0.04"	0.06"	0.21"	0.04"	0.10"
Electrical Length	4°	1°	1°	5°	1°	2°
PCB Material: 10 mil Rogers 4350, Er = 3.48						

Recommended Component Values	
C1, C4	10 pF
C2, C3	8.2 pF
C5	39 pF
C6	100 pF
C7	12 pF
C8	2.2 μF
L1	47 nH
L2	40 nH
L3	4.3 nH
L4	5.1 nH
R1	5.1 Ohm



400 MHz Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 110957-400 [1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA Connector
J3	2 mm DC Header
C1, C4	10 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C2, C3	8.2 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C5	39 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C6	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C7	12 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C8	2.2 μF Capacitor, Tantalum
L1	47 nH Inductor, 0603 Pkg.
L2	40 nH Inductor, 0402 Pkg.
L3	4.3 nH Inductor, 0402 Pkg.
L4	5.1 nH Inductor, 0402 Pkg.
R1	5.1 Ohm Resistor, 0402 Pkg.
U1	HMC453ST89 / HMC453ST89E Linear Amp
PCB [2]	110955 Evaluation PCB, 10 mils

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

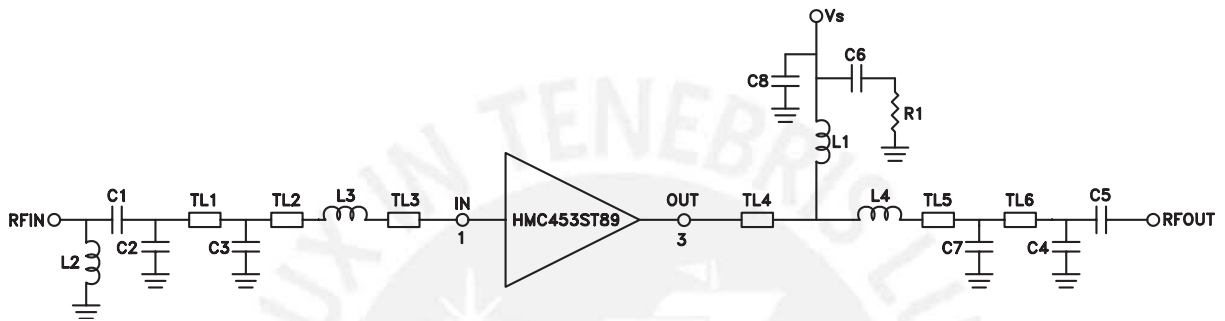
[2] Circuit Board Material: Rogers 4850, Er = 3.48

The circuit board used in this application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 Ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation board should be mounted to an appropriate heat sink. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.



470 MHz Application Circuit

This circuit was used to specify the performance for 450-496 MHz operation. Contact the HMC Applications Group for assistance in optimizing performance for your application.

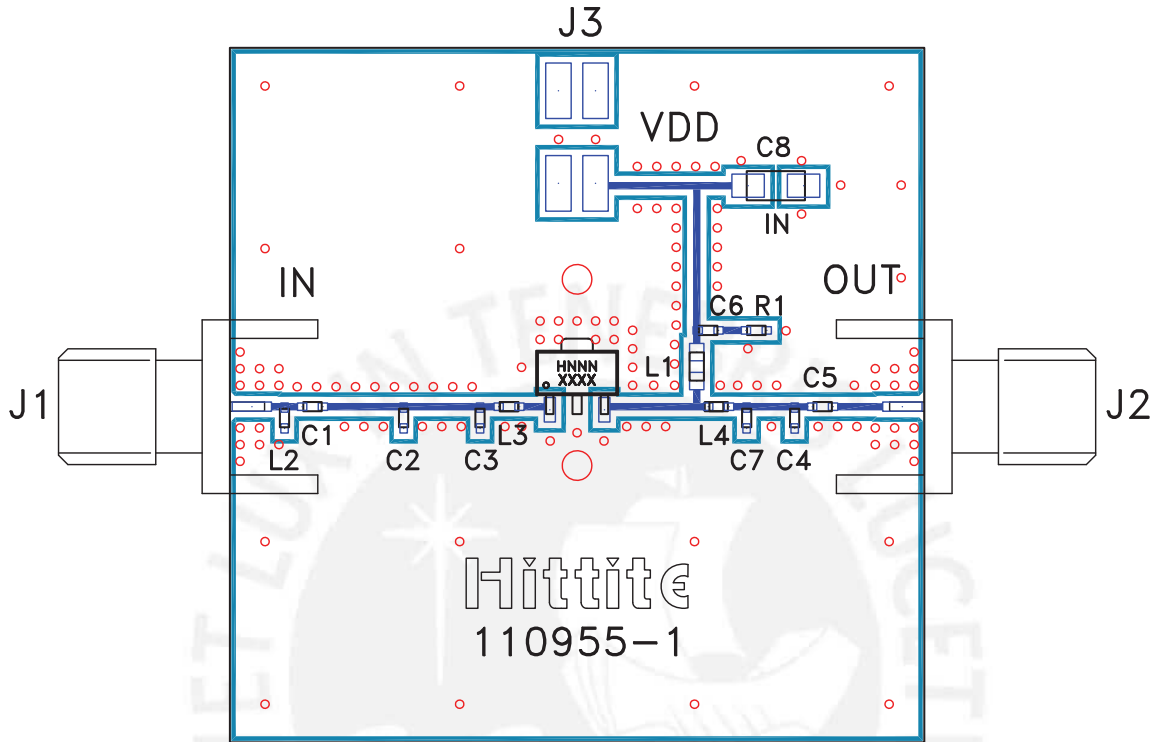


	TL1	TL2	TL3	TL4	TL5	TL6
Impedance	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm
Physical Length	0.16"	0.04"	0.06"	0.21"	0.04"	0.10"
Electrical Length	4°	1°	2°	6°	1°	3°
PCB Material: 10 mil Rogers 4350, Er = 3.48						

Recommended Component Values	
C1	10 pF
C2, C3	6.8 pF
C4	12 pF
C5	39 pF
C6	100 pF
C7	5.6 pF
C8	2.2 μF
L1	47 nH
L2	40 nH
L3	4.7 nH
L4	2.4 nH
R1	5.1 Ohm



470 MHz Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 110961-470 [1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA Connector
J3	2 mm DC Header
C1	10 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C2, C3	6.8 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C4	12 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C5	39 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C6	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C7	5.6 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C8	2.2 μF Capacitor, Tantalum
L1	47 nH Inductor, 0603 Pkg.
L2	40 nH Inductor, 0402 Pkg.
L3	4.7 nH Inductor, 0402 Pkg.
L4	2.4 nH Inductor, 0402 Pkg.
R1	5.1 Ohm Resistor, 0402 Pkg.
U1	HMC453ST89 / HMC453ST89E Linear Amp
PCB [2]	110955 Evaluation PCB, 10 mils

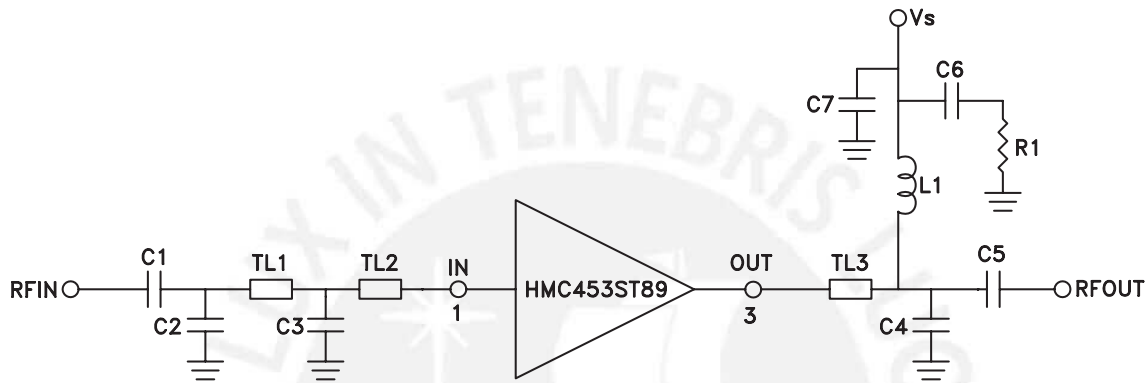
[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Rogers 4350, Er = 3.48

The circuit board used in this application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 Ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation board should be mounted to an appropriate heat sink. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

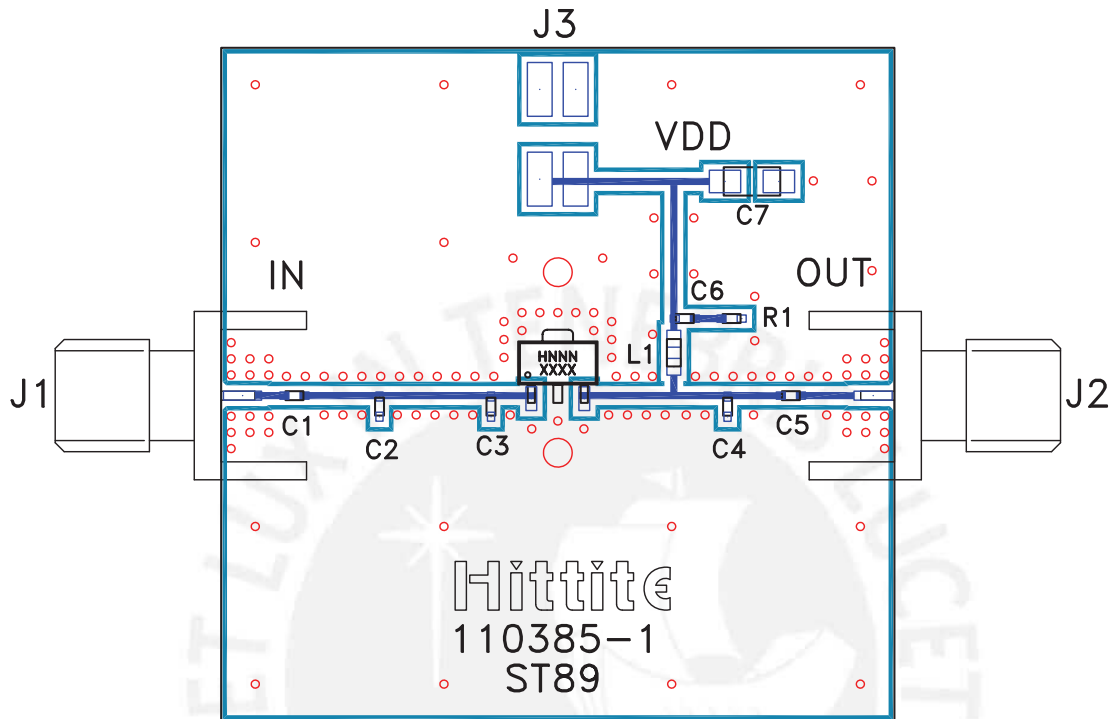

900 MHz Application Circuit

This circuit was used to specify the performance for 810-960 MHz operation. Contact the HMC Applications Group for assistance in optimizing performance for your application.



	TL1	TL2	TL3
Impedance	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm
Physical Length	0.25"	0.08"	0.31"
Electrical Length	13°	4°	16°
PCB Material: 10 mil Rogers 4350, Er = 3.48			

Recommended Component Values	
C1	5 pF
C2	3.3 pF
C3	2.7 pF
C4	8.2 pF
C5	12 pF
C6	100 pF
C7	2.2 μF
L1	15 nH
R1	5.1 Ohm


900 MHz Evaluation PCB

List of Materials for Evaluation PCB 110387-900 [1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA Connector
J3	2 mm DC Header
C1	5 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C2	3.3 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C3	2.7 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C4	8.2 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C5	12 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C6	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C7	2.2 μ F Capacitor, Tantalum
L1	15 nH Inductor, 0603 Pkg.
R1	5.1 Ohm Resistor, 0402 Pkg.
U1	HMC453ST89 / HMC453ST89E Linear Amp
PCB [2]	110385 Evaluation PCB, 10 mils

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Rogers 4350, Er = 3.48

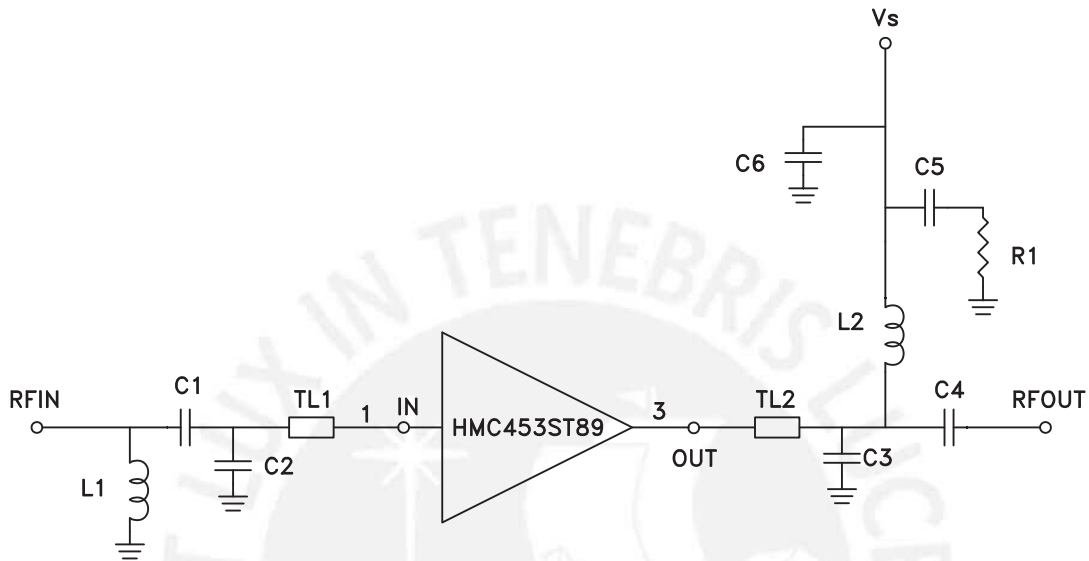
The circuit board used in this application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 Ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation board should be mounted to an appropriate heat sink. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.



InGaP HBT 1.6 WATT POWER AMPLIFIER, 0.4 - 2.2 GHz

1900 MHz Application Circuit

This circuit was used to specify the performance for 1710-1990 MHz operation. Contact the HMC Applications Group for assistance in optimizing performance for your application.

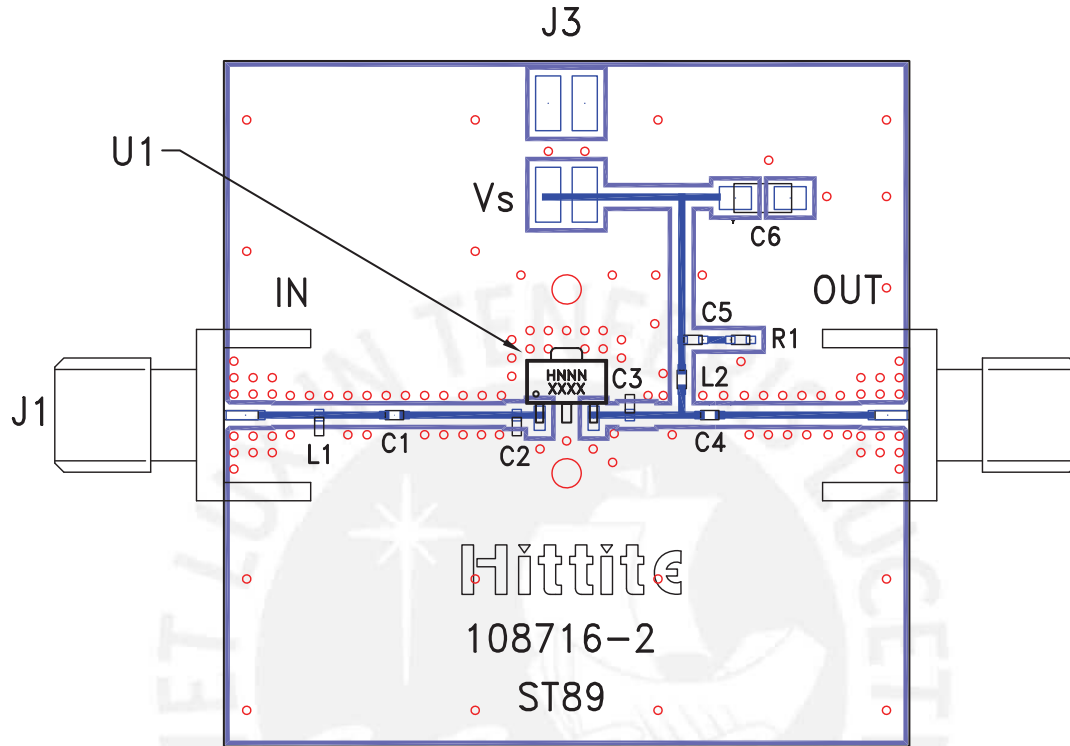


	TL1	TL2
Impedance	50 Ohm	50 Ohm
Physical Length	0.04"	0.07"
Electrical Length	4°	8°
PCB Material: 10 mil Rogers 4350, Er = 3.48		

Recommended Component Values	
C1	1.2 pF
C2	1.5 pF
C3	3.9 pF
C4	15 pF
C5	100 pF
C6	2.2 μF
L1	20 nH
L2	12 nH
R1	5.1 Ohm



1900 MHz Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 108718-1900 [1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA Connector
J3	2 mm DC Header
C1	1.2 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C2	1.5 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C3	3.9 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C4	15 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C5	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C6	2.2 μF Capacitor, Tantalum
L1	20 nH Inductor, 0402 Pkg.
L2	12 nH Inductor, 0402 Pkg.
R1	5.1 Ohm Resistor, 0402 Pkg.
U1	HMC453ST89 / HMC453ST89E Linear Amp
PCB [2]	108716 Evaluation PCB, 10 mils

The circuit board used in this application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 Ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation board should be mounted to an appropriate heat sink. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

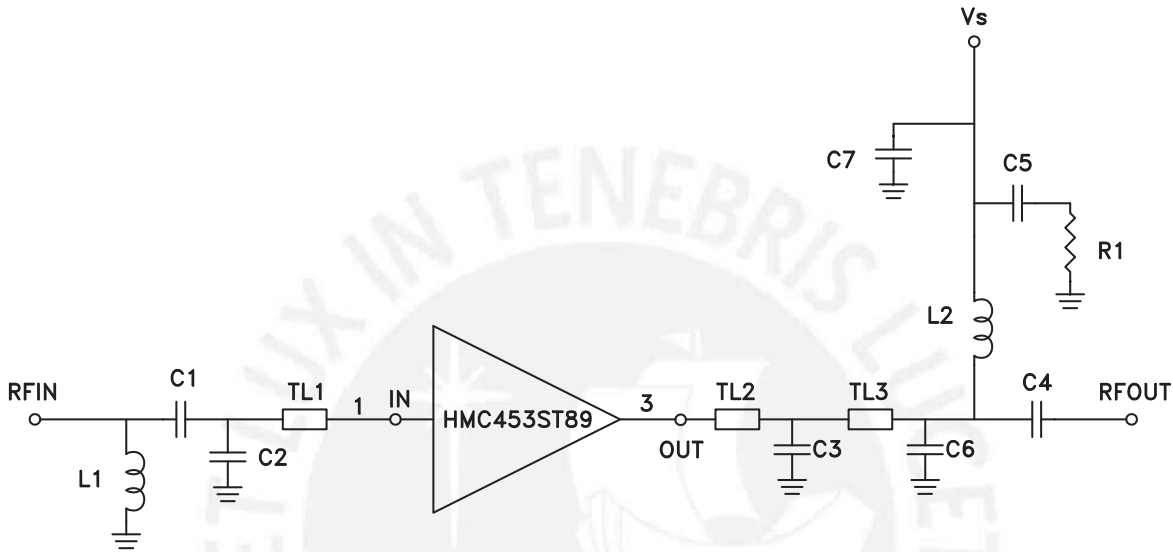
[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Rogers 4350, Er = 3.48



2100 MHz Application Circuit

This circuit was used to specify the performance for 2010-2170 MHz operation. Contact the HMC Applications Group for assistance in optimizing performance for your application.



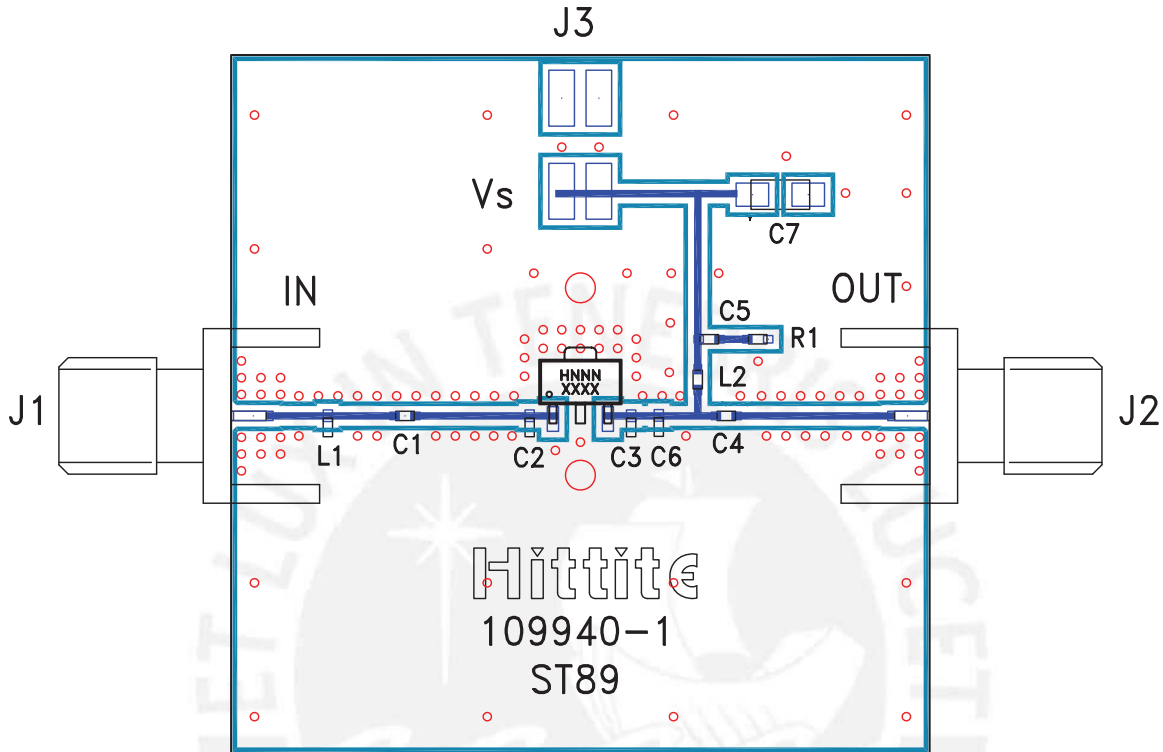
Note: C2 and C3 should be placed as close to pins as possible.

	TL1	TL2	TL3
Impedance	50 Ohm	50 Ohm	50 Ohm
Physical Length	0.04"	0.04"	0.04"
Electrical Length	5°	5°	5°
PCB Material: 10 mil Rogers 4350, Er = 3.48			

Recommended Component Values	
C1	0.8 pF
C2	1 pF
C3	3.3 pF
C4	15 pF
C5	100 pF
C6	0.5 pF
C7	2.2 μF
L1	20 nH
L2	12 nH
R1	5.1 Ohm



2100 MHz Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 109942-2100 [1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA Connector
J3	2 mm DC Header
C1	0.8 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C2	1 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C3	3.3 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C4	15 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C5	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C6	0.5 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C7	2.2 μF Capacitor, Tantalum
L1	20 nH Inductor, 0402 Pkg.
L2	12 nH Inductor, 0402 Pkg.
R1	5.1 Ohm Resistor, 0402 Pkg.
U1	HMC453ST89 / HMC453ST89E Linear Amp
PCB [2]	109940 Evaluation PCB, 10 mils

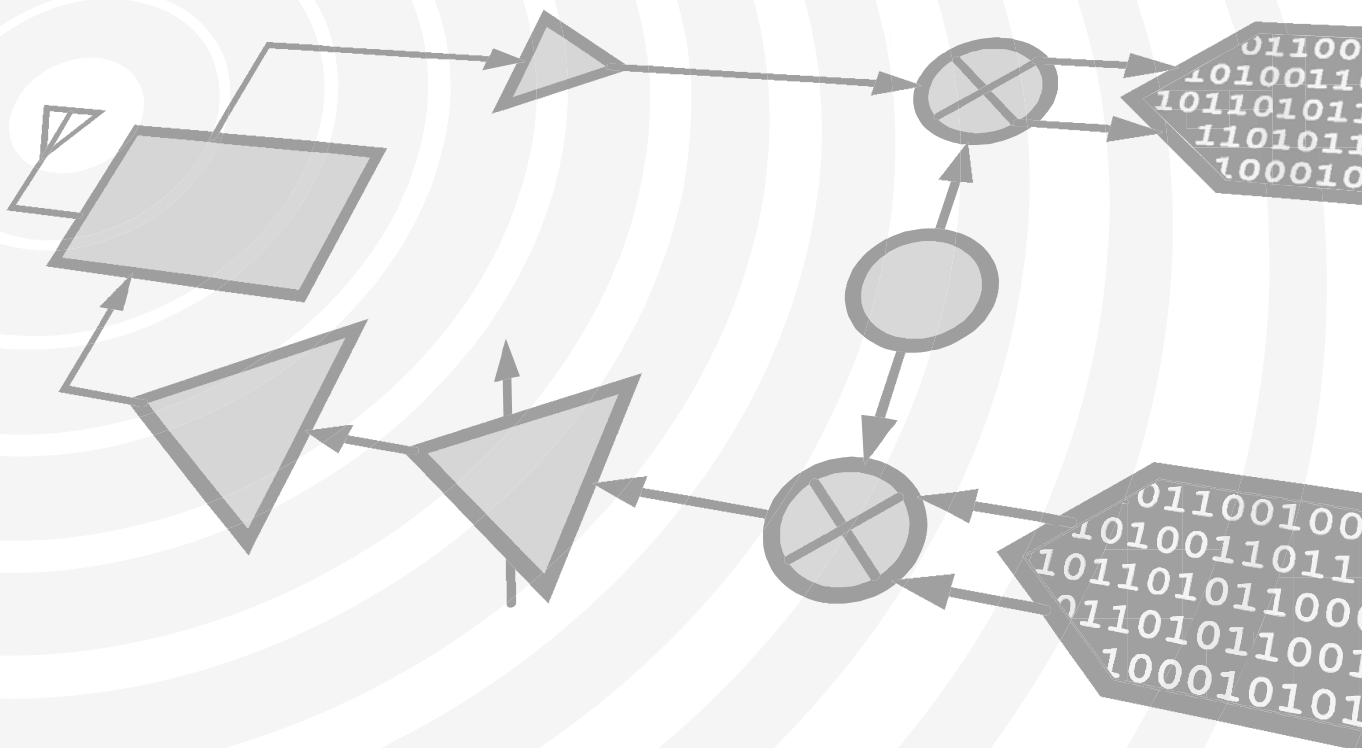
The circuit board used in this application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 Ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation board should be mounted to an appropriate heat sink. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

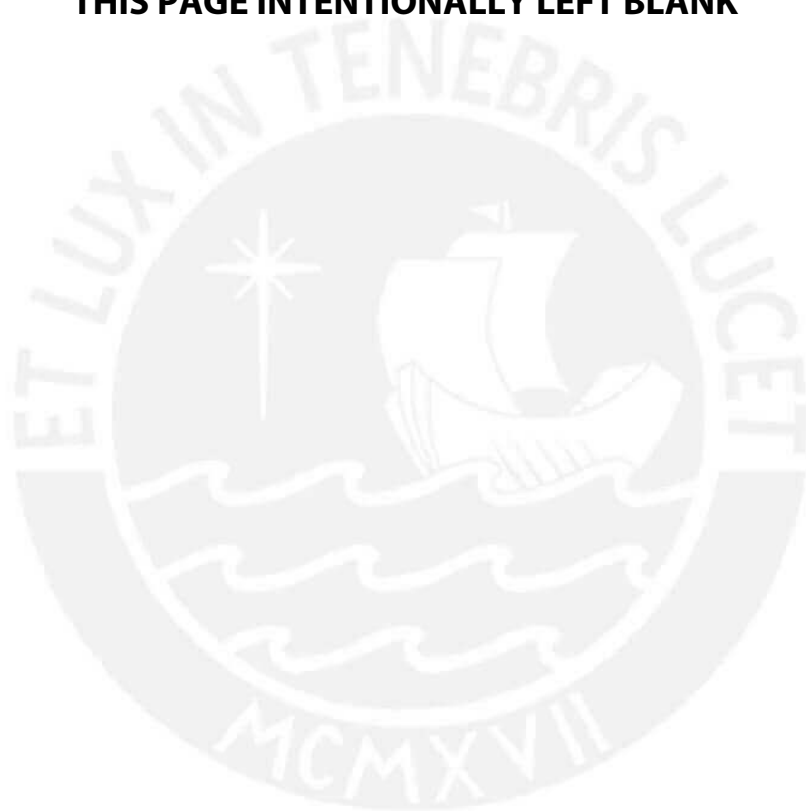
[2] Circuit Board Material: Rogers 4350, Er = 3.48

Analog Devices Welcomes Hittite Microwave Corporation

NO CONTENT ON THE ATTACHED DOCUMENT HAS CHANGED



THIS PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK



Typical Applications

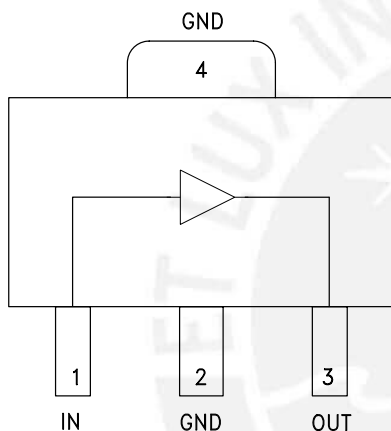
The HMC580ST89 / HMC580ST89E is ideal for:

- Cellular / PCS / 3G
- Fixed Wireless & WLAN
- CATV, Cable Modem & DBS
- Microwave Radio & Test Equipment
- IF & RF Applications

Features

- P1dB Output Power: +22 dBm
- Gain: 22 dB
- Output IP3: +37 dBm
- Cascadable 50 Ohm I/Os
- Single Supply: +5V
- Industry Standard SOT89 Package

Functional Diagram



General Description

The HMC580ST89 & HMC580ST89E are InGaP Heterojunction Bipolar Transistor (HBT) Gain Block MMIC SMT amplifiers covering DC to 1 GHz. Packaged in an industry standard SOT89, the amplifier can be used as a cascadable 50 Ohm RF or IF gain stage as well as a PA or LO driver with up to +26 dBm output power. The HMC580ST89(E) offers 22 dB of gain with a +37 dBm output IP3 at 250 MHz, and can operate directly from a +5V supply. The HMC580ST89(E) exhibits excellent gain and output power stability over temperature, while requiring a minimal number of external bias components.

Electrical Specifications, $V_s = 5V$, $R_{bias} = 1.8 \text{ Ohm}$, $T_A = +25^\circ \text{ C}$

Parameter		Min.	Typ.	Max.	Units
Gain	DC - 0.25 GHz	19	22		dB
	0.25 - 0.50 GHz	18.5	21		dB
	0.50 - 1.00 GHz	15	17		dB
Gain Variation Over Temperature	DC - 1.0 GHz		0.005		dB/ °C
Input Return Loss	DC - 0.25 GHz		35		dB
	0.25 - 0.50 GHz		28		dB
	0.50 - 1.00 GHz		19		dB
Output Return Loss	DC - 0.50 GHz		12		dB
	0.50 - 1.00 GHz		11		dB
Reverse Isolation	DC - 1.0 GHz		23		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	DC - 0.25 GHz	19	22		dBm
	0.25 - 0.50 GHz	17.5	20.5		dBm
	0.50 - 1.00 GHz	16	19		dBm
Output Third Order Intercept (IP3) ($P_{out} = 0 \text{ dBm}$ per tone, 1 MHz spacing)	DC - 0.25 GHz		37		dBm
	0.25 - 0.50 GHz		35		dBm
	0.50 - 1.00 GHz		33		dBm
Noise Figure	DC - 1.0 GHz		2.8		dB
Supply Current (I_{cc})			88	110	mA

Note: Data taken with broadband bias tee on device output.

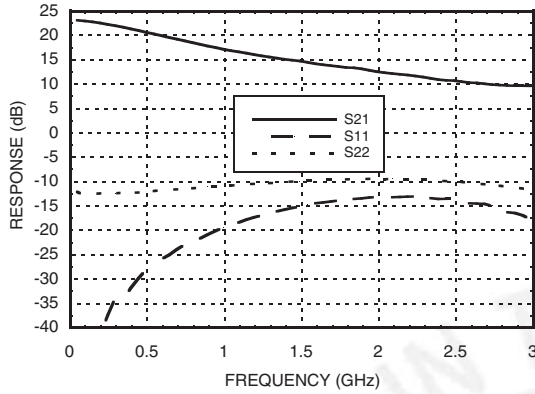
For price, delivery and to place orders: Hittite Microwave Corporation, 20 Alpha Road, Belmsford, MA 01824

Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373 Order On-line at www.hittite.com

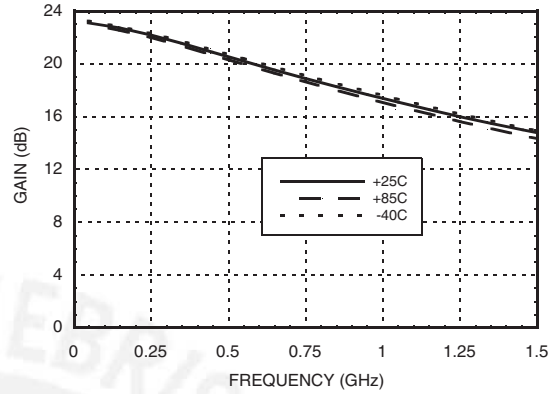
Application Support: Phone: 978-250-3343 or apps@hittite.com



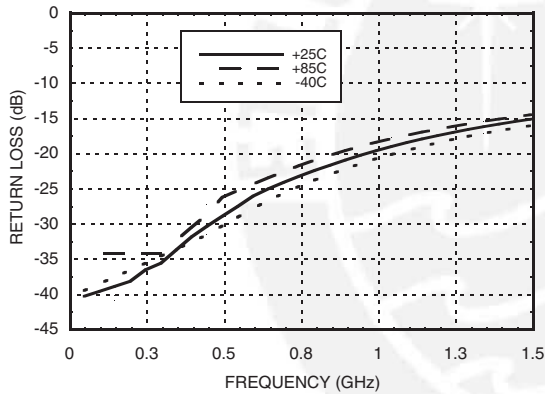
Broadband Gain & Return Loss



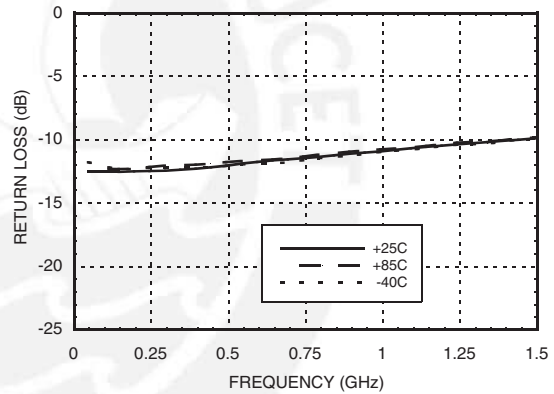
Gain vs. Temperature



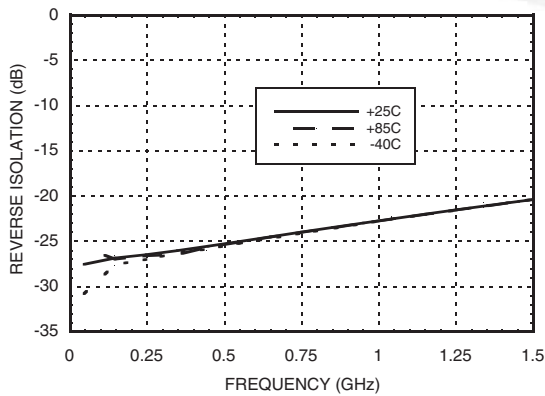
Input Return Loss vs. Temperature



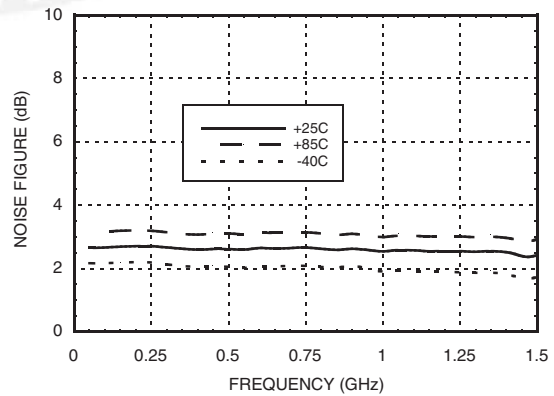
Output Return Loss vs. Temperature



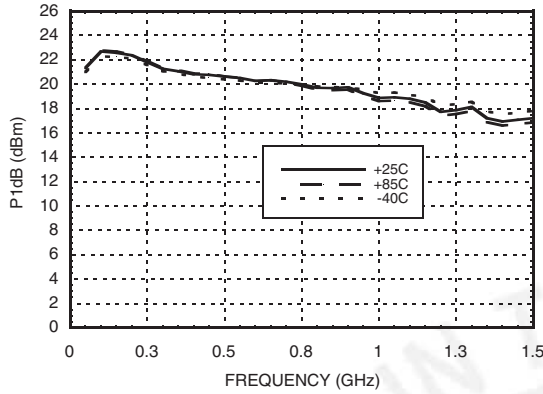
Reverse Isolation vs. Temperature



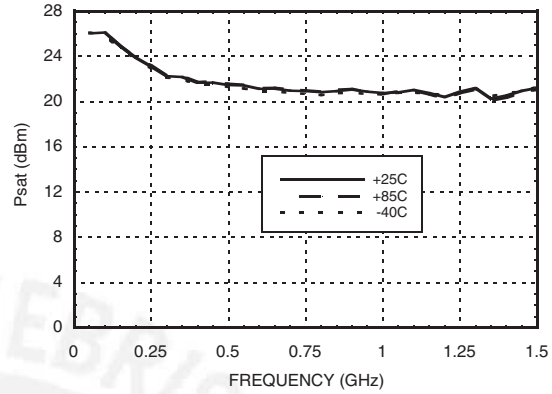
Noise Figure vs. Temperature



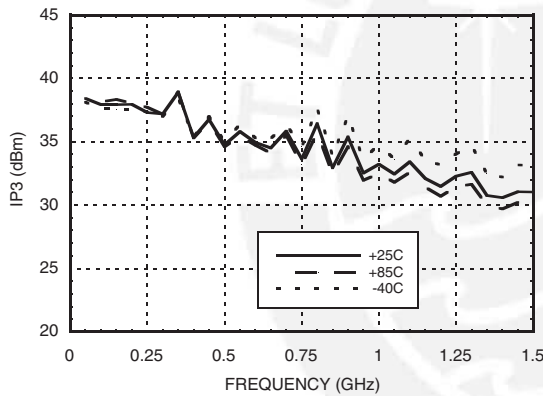
P1dB vs. Temperature



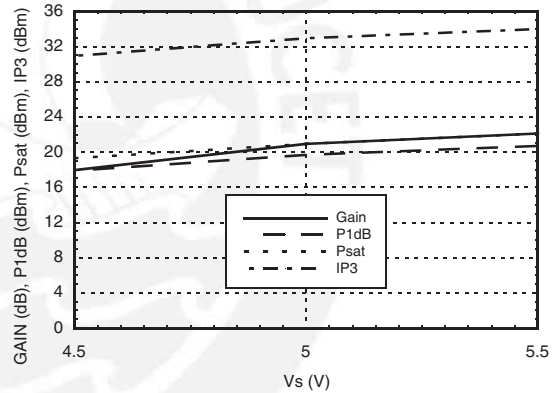
Psat vs. Temperature



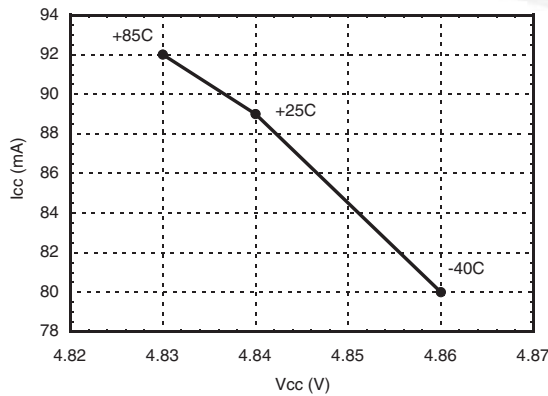
Output IP3 vs. Temperature



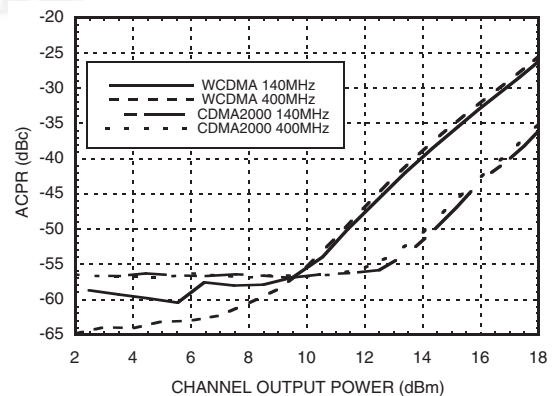
Gain, Power & OIP3 vs. Supply Voltage for Constant Icc = 88 mA @ 850 MHz



Vcc vs. Icc Over Temperature for Fixed Vs= 5V, RBIAS= 1.8 Ohms



ACPR vs. Channel Output Power



Absolute Maximum Ratings

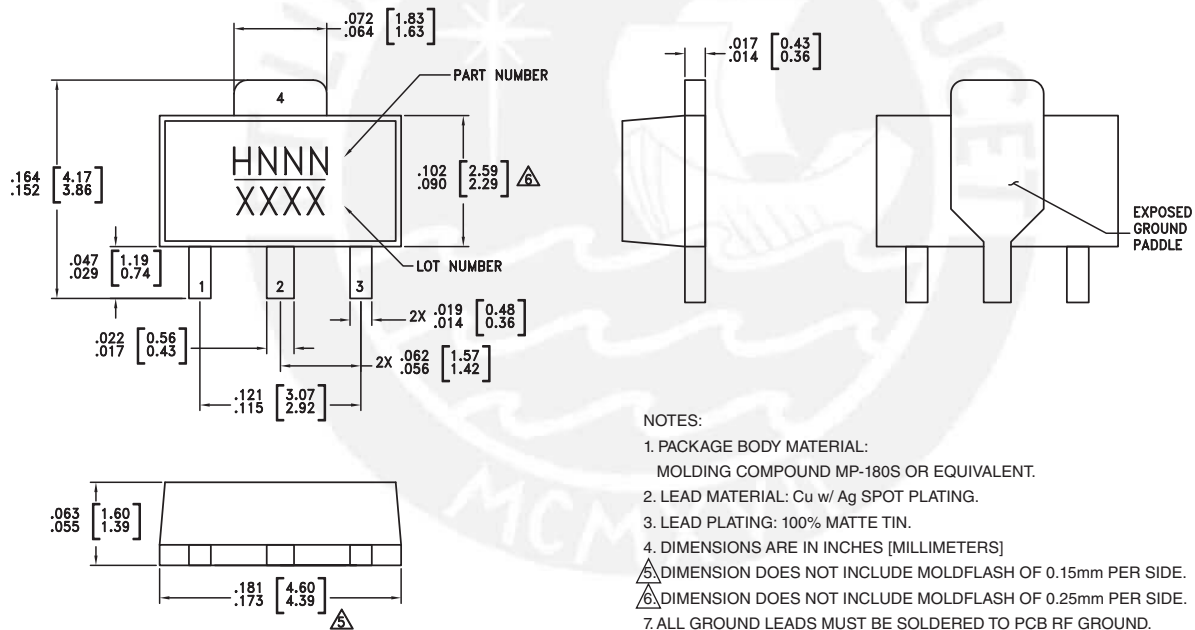
Collector Bias Voltage (Vcc)	+5.5 Vdc
RF Input Power (RFIN)(Vcc = +4.2 Vdc)	+10 dBm
Junction Temperature	150 °C
Continuous P _{diss} (T = 85 °C) (derate 9 mW/°C above 85 °C)	0.59 W
Thermal Resistance (junction to lead)	110 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C
ESD Sensitivity (HMB)	Class 1C



ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE
OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS

8

Outline Drawing



Package Information

Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking ^[3]
HMC580ST89	Low Stress Injection Molded Plastic	Sn/Pb Solder	MSL1 ^[1]	H580 XXXX
HMC580ST89E	RoHS-compliant Low Stress Injection Molded Plastic	100% matte Sn	MSL1 ^[2]	H580 XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C

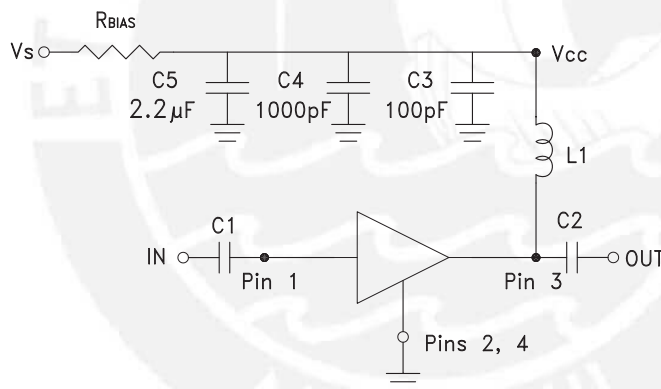
[2] Max peak reflow temperature of 260 °C

[3] 4-Digit lot number XXXX

Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1	IN	This pin is DC coupled. An off chip DC blocking capacitor is required.	
3	OUT	RF output and DC Bias (Vcc) for the output stage.	
2, 4	GND	These pins and package bottom must be connected to RF/DC ground.	

Application Circuit



Recommended Bias Resistor Values for $I_{cc} = 88 \text{ mA}$, $R_{bias} = (V_s - V_{cc}) / I_{cc}$, $V_s > +5V$

Supply Voltage (Vs)	6V	8V
RBIAS VALUE	13 Ω	36 Ω
RBIAS POWER RATING	¼ W	½ W

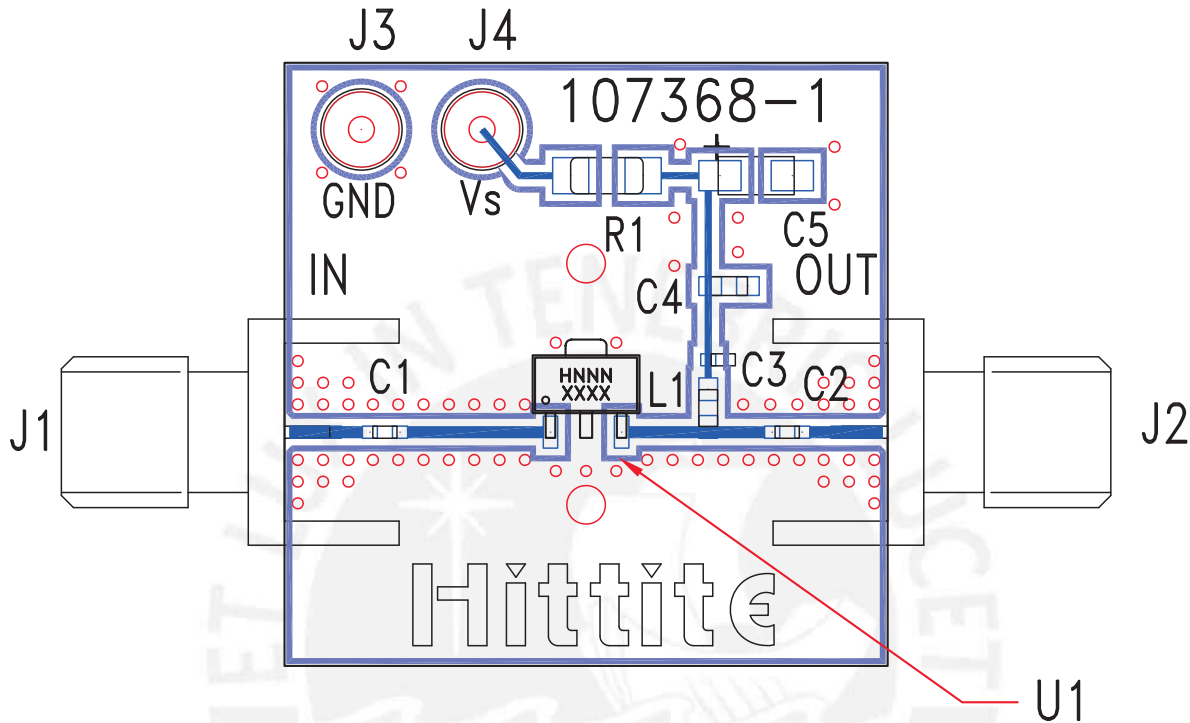
Note:

1. External blocking capacitors are required on RFIN and RFOUT.
2. RBias provides DC bias stability over temperature.

Recommended Component Values for Key Application Frequencies with Vs = +5V

Component	Frequency (MHz)			
	50	250	400	900
L1	270 nH	110 nH	110 nH	56 nH
C1, C2	0.01 µF	820 pF	820 pF	100 pF
Rbias	0 Ohms	1.5 Ohms	1.5 Ohms	1.8 Ohms

Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 116402 [1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA Connector
J3 - J4	DC Pin
C1, C2	Capacitor, 0402 Pkg.
C3	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C4	1000 pF Capacitor, 0603 Pkg.
C5	2.2 μ F Capacitor, Tantalum
R1	Resistor, 1206 Pkg.
L1	Inductor, 0603 Pkg.
U1	HMC580ST89 / HMC580ST89E
PCB [2]	107368 Evaluation PCB

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

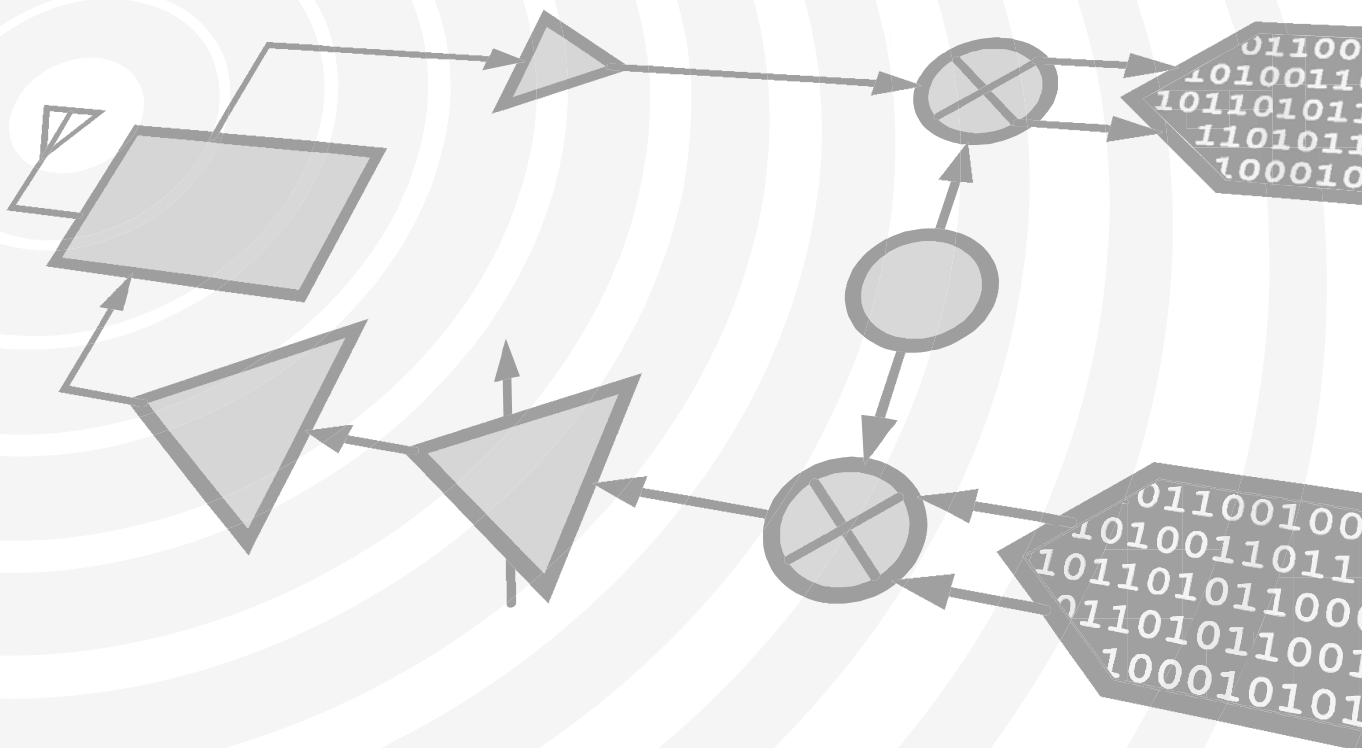
[2] Circuit Board Material: Rogers 4350

[3] Evaluation board tuned for 900 MHz operation

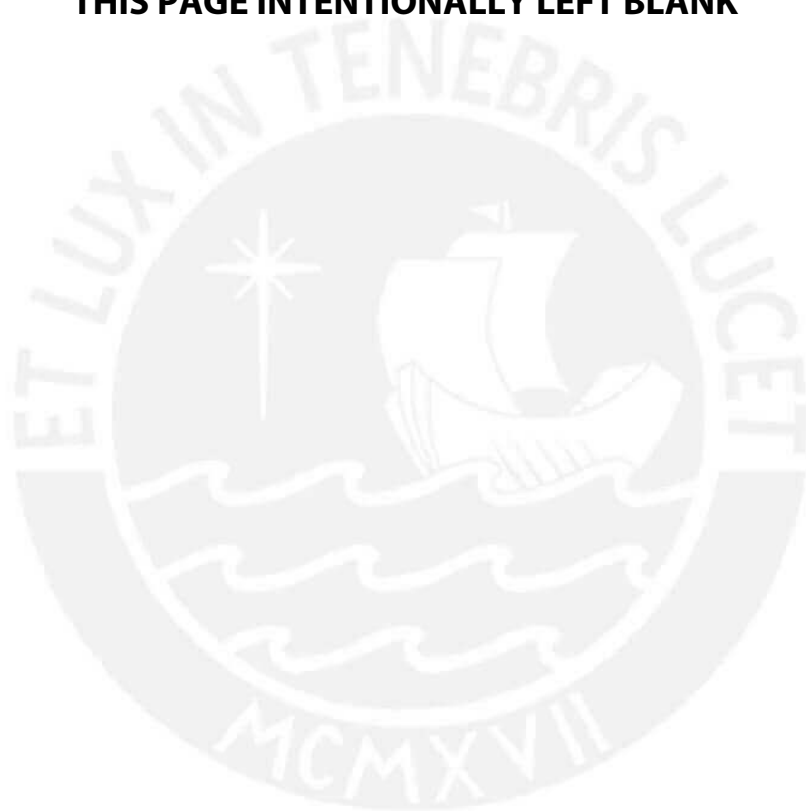
The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 Ohm impedance while the package ground leads and package bottom should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation board should be mounted to an appropriate heat sink. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

Analog Devices Welcomes Hittite Microwave Corporation

NO CONTENT ON THE ATTACHED DOCUMENT HAS CHANGED



THIS PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK



Typical Applications

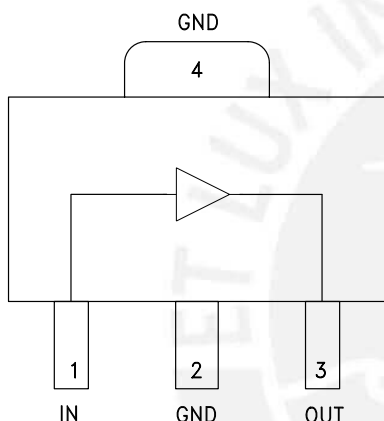
The HMC589ST89 / HMC589ST89E is ideal for:

- Cellular / PCS / 3G
- Fixed Wireless & WLAN
- CATV, Cable Modem & DBS
- Microwave Radio & Test Equipment
- IF & RF Applications

Features

- P1dB Output Power: +21 dBm
- Gain: 21 dB
- Output IP3: +33 dBm
- Single Supply: +5V
- Industry Standard SOT89 Package

Functional Diagram



General Description

The HMC589ST89 & HMC589ST89E are InGaP HBT Gain Block MMIC SMT amplifiers covering DC to 4 GHz and packaged in an industry standard SOT89. The amplifier can be used as a cascadable 50 Ohm RF or IF gain stage as well as a LO or PA driver with up to +19 dBm P1dB output power for cellular/3G, FWA, CATV, microwave radio and test equipment applications. The HMC589ST89(E) offers 20 dB gain and +33 dBm output IP3 at 1 GHz while requiring only 82 mA from a single positive supply. The HMC589ST89(E) InGaP HBT gain block offers excellent output power and gain stability over temperature.

Electrical Specifications, $V_s = 5V$, $R_{bias} = 1.8 \text{ Ohm}$, $T_A = +25^\circ \text{ C}$

Parameter		Min.	Typ.	Max.	Units
Gain	DC - 1.0 GHz	19	21	25	dB
	1.0 - 2.0 GHz	16	19	23	dB
	2.0 - 3.0 GHz	14	17	22	dB
	3.0 - 4.0 GHz	13	15	20	dB
Gain Variation Over Temperature	DC - 5 GHz		0.008		dB/ °C
Input Return Loss	DC - 1.0 GHz	13	17		dB
	1.0 - 4.0 GHz	8	11		dB
Output Return Loss	DC - 1.0 GHz	8	12		dB
	1.0 - 4.0 GHz	7	10		dB
Reverse Isolation	DC - 4 GHz		23		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	0.5 - 1.0 GHz	17.5	21		dBm
	1.0 - 2.0 GHz	16	19		dBm
	2.0 - 3.0 GHz	16	19		dBm
	3.0 - 4.0 GHz	14.5	17.5		dBm
Output Third Order Intercept (IP3) (Pout= 0 dBm per tone, 1 MHz spacing)	0.5 - 1.0 GHz		33		dBm
	1.0 - 2.0 GHz		32		dBm
	2.0 - 3.0 GHz		30.5		dBm
	3.0 - 4.0 GHz		29		dBm
Noise Figure	DC - 2.0 GHz		4.0		dB
	2.0 - 4.0 GHz		4.5		dB
Supply Current (Icq)			82	102	mA

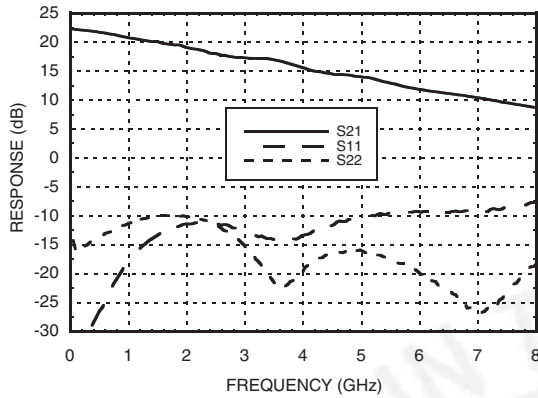
Note: Data taken with broadband bias tee on device output.

For price, delivery and to place orders: Hittite Microwave Corporation, 20 Alpha Road, Belmsford, MA 01824

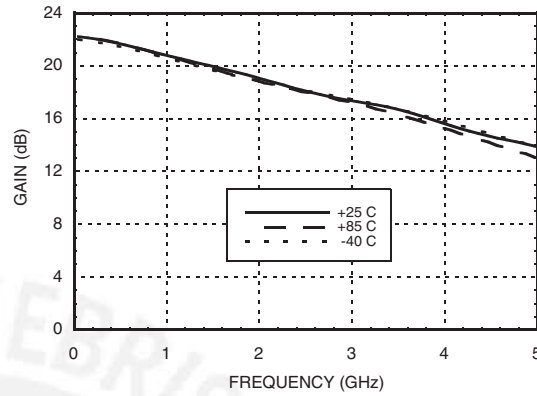
Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373 Order On-line at www.hittite.com

Application Support: Phone: 978-250-3343 or apps@hittite.com

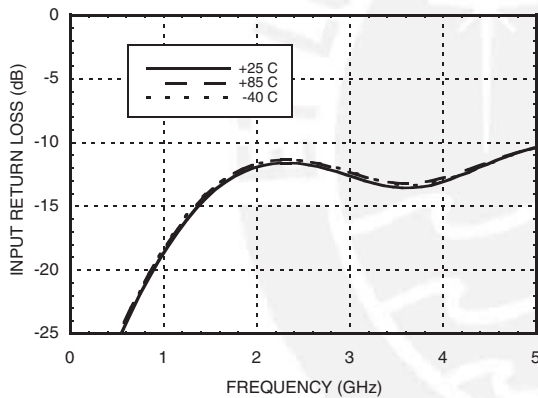
Broadband Gain & Return Loss



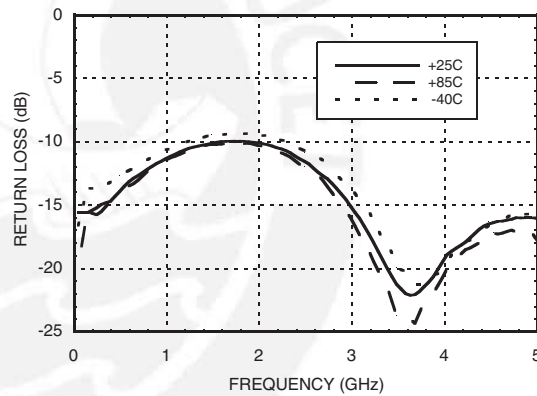
Gain vs. Temperature



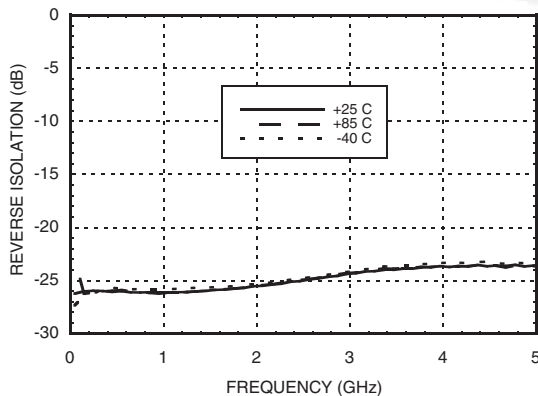
Input Return Loss vs. Temperature



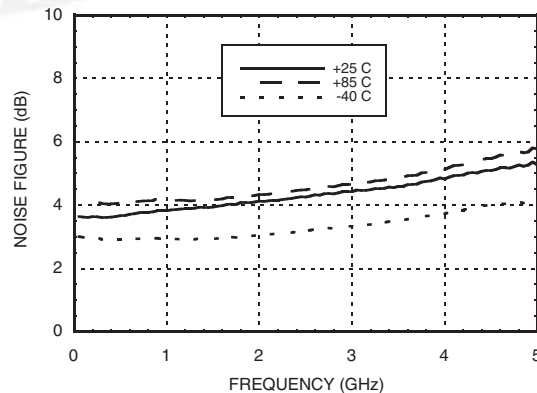
Output Return Loss vs. Temperature



Reverse Isolation vs. Temperature



Noise Figure vs. Temperature





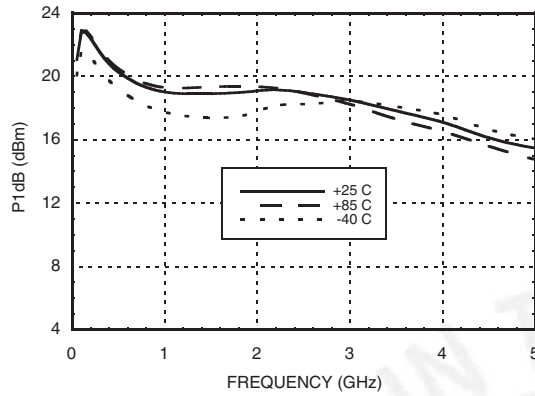
MICROWAVE CORPORATION v04.0710



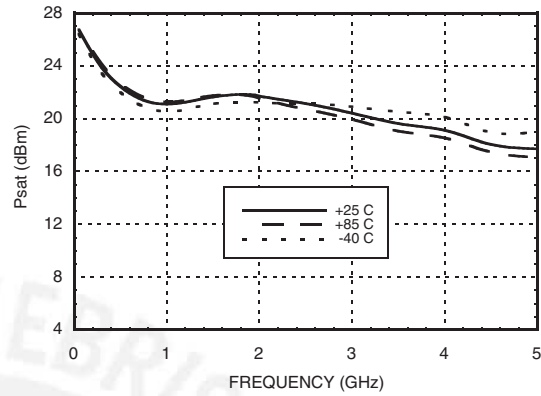
HMC589ST89 / 589ST89E

InGaP HBT GAIN BLOCK MMIC AMPLIFIER, DC - 4 GHz

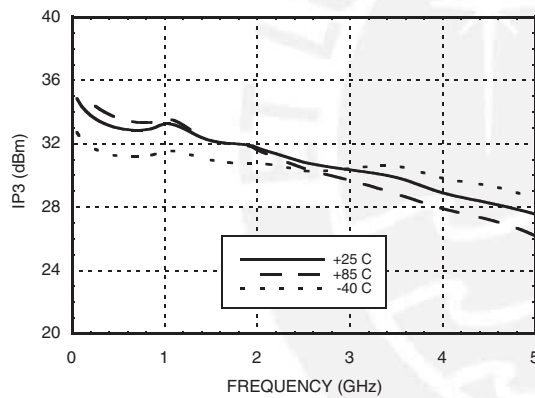
P1dB vs. Temperature



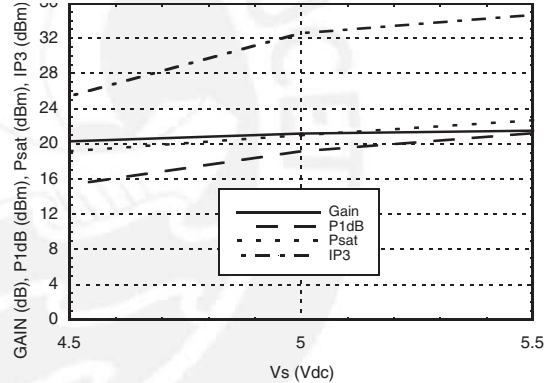
Psat vs. Temperature



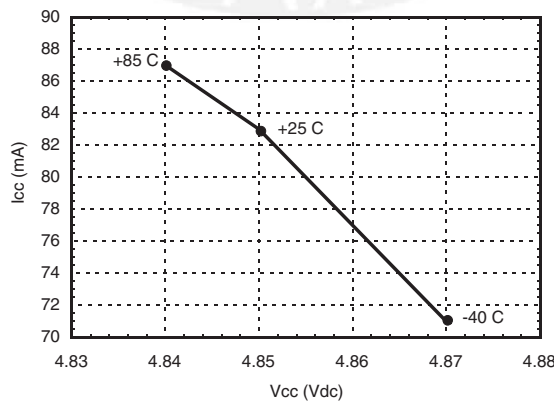
Output IP3 vs. Temperature



Gain, Power & OIP3 vs. Supply Voltage @ 850 MHz, Rbias = 1.8 Ohms



Vcc vs. Icc Over Temperature for Fixed Vs= 5V, RBIAS= 1.8 Ohms



8 AMPLIFIERS - DRIVER & GAIN BLOCK - SMT



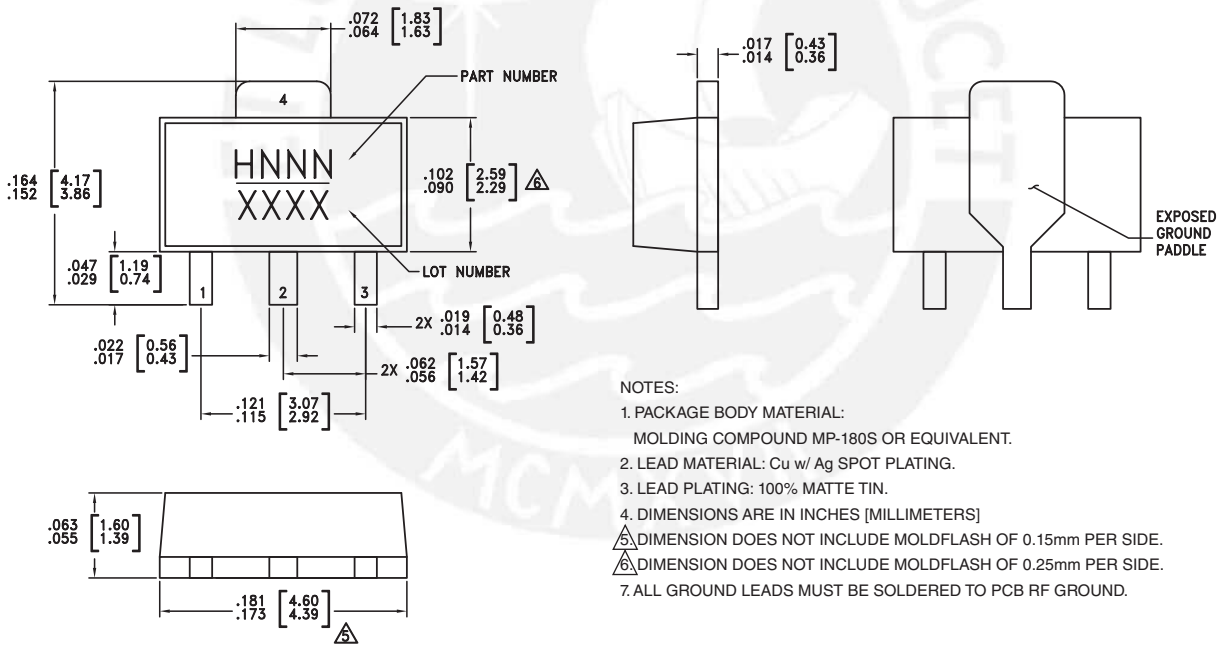
Absolute Maximum Ratings

Collector Bias Voltage (Vcc)	+5.5 Vdc
RF Input Power (RFIN)(Vcc = +5 Vdc)	+10 dBm up to 1 GHz +8 dBm from 1-4 GHz
Junction Temperature	150 °C
Continuous Pdiss (T = 85 °C) (derate 8.4 mW/°C above 85 °C)	0.546 W
Thermal Resistance (junction to ground paddle)	119 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C
ESD Sensitivity (HBM)	Class 1C



**ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE
OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS**

Outline Drawing



- NOTES:
- PACKAGE BODY MATERIAL:
MOLDING COMPOUND MP-180S OR EQUIVALENT.
 - LEAD MATERIAL: Cu w/ Ag SPOT PLATING.
 - LEAD PLATING: 100% MATTE TIN.
 - DIMENSIONS ARE IN INCHES (MILLIMETERS)
 - DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.15mm PER SIDE.
 - DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.25mm PER SIDE.
 - ALL GROUND LEADS MUST BE SOLDERED TO PCB RF GROUND.

Package Information

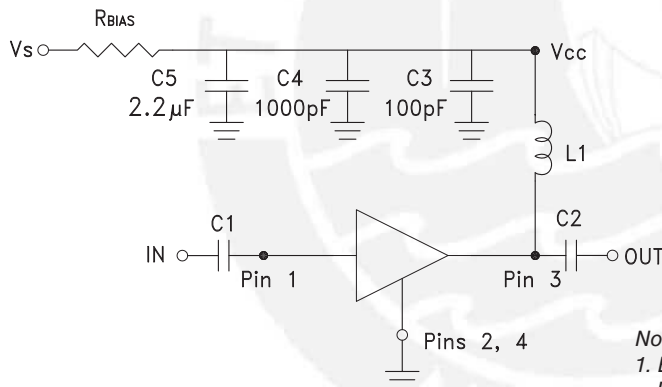
Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking ^[3]
HMC589ST89	Low Stress Injection Molded Plastic	Sn/Pb Solder	MSL1 ^[1]	H589 XXXX
HMC589ST89E	RoHS-compliant Low Stress Injection Molded Plastic	100% matte Sn	MSL1 ^[2]	H589 XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C
 [2] Max peak reflow temperature of 260 °C
 [3] 4-Digit lot number XXXX



Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1	IN	This pin is DC coupled. An off chip DC blocking capacitor is required.	
3	OUT	RF output and DC Bias (Vcc) for the output stage.	
2, 4	GND	These pins and package bottom must be connected to RF/DC ground.	

Application Circuit

Note:

- External blocking capacitors are required on R_{FIN} and R_{FOUT} .
- R_{BIAS} provides DC bias stability over temperature.

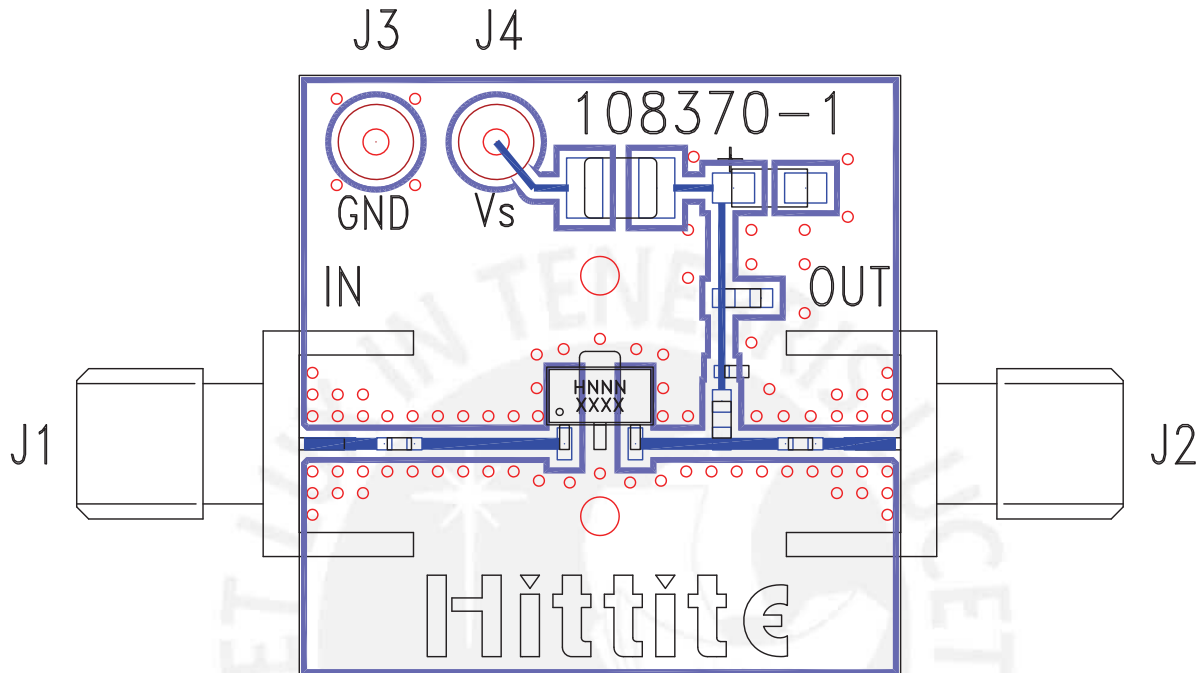
**Recommended Bias Resistor Values
for $I_{CC} = 88 \text{ mA}$, $R_{bias} = (V_s - V_{CC}) / I_{CC}$**

Supply Voltage (V_s)	5V	6V	8V
R_{BIAS} VALUE	1.8 Ω	13 Ω	38 Ω
R_{BIAS} POWER RATING	1/8 W	1/4 W	1/2 W

Recommended Component Values for Key Application Frequencies

Component	Frequency (MHz)						
	50	900	1900	2200	2400	3500	4000
L1	270 nH	56 nH	24 nH	24 nH	15 nH	8.2 nH	8.2 nH
C1, C2	0.01 μF	100 pF	100 pF	100 pF	100 pF	100 pF	100 pF

Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 116405 [1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA Connector
J3 - J4	DC Pin
C1, C2	Capacitor, 0402 Pkg.
C3	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C4	1000 pF Capacitor, 0603 Pkg.
C5	2.2 μ F Capacitor, Tantalum
R1	Resistor, 1206 Pkg.
L1	Inductor, 0603 Pkg.
U1	HMC589ST89 / HMC589ST89E
PCB [2]	108370 Evaluation PCB

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Rogers 4350

[3] Evaluation board tuned for 1.9 GHz operation

The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 Ohm impedance while the package ground leads and package bottom should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation board should be mounted to an appropriate heat sink. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

