

# Caracterización de dispositivos de tres puertos mediante parámetros dispersivos. Una revisión matemática

P. J. Aliquó, C. M. Puliafito

Facultad de Ingeniería, Universidad de Mendoza,  
Paseo Emilio Descotte 750,  
(5500) Mendoza, Argentina

*e-mail: jeremias.aliquo@um.edu.ar*

Recibido el 26 de mayo de 2006; aceptado el 15 de diciembre de 2006

## Resumen

En este trabajo se presenta una descripción de dispositivos de tres puertos, tal como un amplificador u oscilador a transistor, en términos de parámetros "S" (dispersivos). Mediante este estudio, se pueden deducir fórmulas de conversión para pasar de un tipo de configuración a otro. Asimismo, se presenta aquí un ejemplo de aplicación para las configuraciones de emisor común y base común, como así también el diseño de un oscilador de 4 GHz. Además se muestra un procedimiento de estabilización, en donde se utiliza la matriz general "S" como nexo entre la matriz para una red de dos puertos sin estabilización y la matriz estabilizada. Las expresiones analíticas obtenidas concuerdan muy bien con los resultados obtenidos por el fabricante, sin embargo, pueden aparecer algunas pequeñas diferencias debido a que los dispositivos fueron considerados ideales o sin pérdidas.

**PALABRAS CLAVE:** AMPLIFICADOR DE TRES PUERTOS - PARÁMETROS "S" - PARÁMETROS DISPERSIVOS.

## Abstract

In this paper a mathematical description of three-port devices, such as a transistor amplifier or oscillator, in terms of "S" parameters (scattering) is presented. By means of this study, conversion formulae to go from one configuration to another can be here found. Furthermore, an application example for common-emitter and common-base configurations as well as a 4 GHz oscillator design will be shown. In addition, a stabilization procedure will be pointed out, in which the general "S" matrix is used as a bond between the two-port network matrix without stabilization and the stabilized matrix. The derived analytic expressions agree very well with the manufacturer measurement results, however, some small differences between both may appear due to the devices were considered lossless.

**KEYWORDS:** THREE PORTS AMPLIFIER - "S" PARAMETERS - SCATTERING PARAMETERS.

## Introducción

Frecuentemente los dispositivos activos de microondas se utilizan en configuraciones o condiciones diferentes a las que el fabricante utilizó. Es decir, si se pretende utilizar dicho dispositivo en otra configuración, distinta a la que utilizó el fabricante, la información que éste brinda muchas veces es insuficiente.

Una solución a este problema sería medir nuevamente los parámetros S en la nueva configuración de trabajo. Esto implica el uso de un analizador vectorial de redes, dicho equipo no es comúnmente encontrado en cualquier laboratorio de electrónica.

Otra solución es la de estudiar más a fondo el comportamiento de dicho dispositivo y tomando como referencia los datos medidos por el fabricante, utilizarlos para obtener los parámetros S en otras configuraciones de trabajo. De esta manera no es necesaria una nueva medición de dichos parámetros. Tales son los casos cuando se pretende diseñar un oscilador en una configuración diferente a la que el fabricante utilizó para medir los parámetros S o, cuando por razones de estabilidad o polarización, se altera el arreglo en el cual fueron medidos dichos parámetros.

Este trabajo pretende revisar las características generales de los dispositivos de tres puertos partiendo de la información que suministra el fabricante, y así obtener conclusiones sobre el comportamiento de dichos dispositivos en otras condiciones de trabajo.

### La matriz general "S"

La matriz general "S" de un dispositivo de tres puertos (Figura 1) queda definida de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

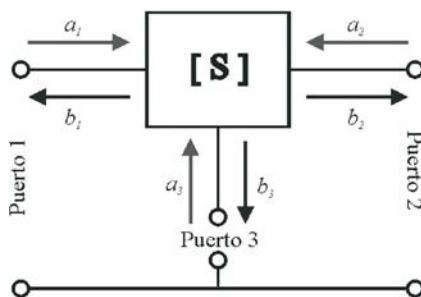


Figura 1. Red de tres puertos

Si se considera al dispositivo como un dispositivo sin pérdidas (abstracción matemática), la matriz general S tiene las siguientes propiedades:

- Si se adaptan dos puertos, por ejemplo, el puerto 2 y 3 (ver Figura 1), esto significa que  $a_2 = a_3 = 0$ , la energía incidente en el puerto 1 debe ser igual a la energía que sale de dicho dispositivo. Esto se corresponde con el principio de conservación de la energía, así se tiene que:

$$1 = S_{11} + S_{21} + S_{31} \quad (2)$$

Trabajando en forma análoga a la anterior se obtienen las siguientes expresiones:

$$1 = S_{12} + S_{22} + S_{32} \quad (3)$$

La condición anterior es equivalente a decir que la suma de cada columna de la matriz general S es igual a 1. Es decir que se puede deducir que la suma de cada fila de la matriz general S también es igual a 1:

$$\begin{aligned} 1 &= S_{11} + S_{12} + S_{13} \\ 1 &= S_{21} + S_{22} + S_{23} \\ 1 &= S_{31} + S_{32} + S_{33} \end{aligned} \quad (4)$$

### La matriz general S en función de una matriz de dos puertos.

Conocida la matriz S de una red de dos puertos, se puede deducir de ella la matriz general de la red de tres puertos.

Se supone conocida la matriz general de dos puertos para un transistor bipolar en configuración de emisor común (EC). Los puertos se definen de la siguiente manera: puerto 1 como base, puerto 2 como colector y puerto 3 como emisor. En el caso de que se utilice un transistor de efecto de campo, la designación de los puertos sería la siguiente: puerto 1 como compuerta, puerto 2 como drenador y puerto 3 como fuente. Partiendo de la matriz general S de tres puertos y cortocircuitando a potencial cero el puerto 3, desde el puerto 1 se observa que  $b_3$

es la energía incidente y  $a_3$  es la energía reflejada desde el corto circuito, es decir que:

$$\Gamma_3 = \frac{a_3}{b_3} = -1 \rightarrow b_3 = \Gamma_3^{-1} \cdot a_3 \quad (5)$$

Recordar que:

$$\Gamma_3 = \frac{Z_3 - Z_0}{Z_3 + Z_0} \Big|_{Z_3=0} = -1 \quad (6)$$

Si se escribe el sistema de ecuaciones de la matriz general  $\mathbf{S}$ , se tiene:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 + S_{13} \cdot a_3 \\ b_2 &= S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 + S_{23} \cdot a_3 \\ \Gamma_3^{-1} \cdot a_3 &= S_{31} \cdot a_1 + S_{32} \cdot a_2 + S_{33} \cdot a_3 \end{aligned} \quad (7)$$

Despejando  $a_3$  de la última ecuación y reemplazando este valor en las ecuaciones anteriores, se obtiene:

$$a_3 = \frac{S_{31}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \cdot a_1 + \frac{S_{32}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \cdot a_2 \quad (8)$$

$$\begin{cases} b_1 = \left( S_{11} + \frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \right) \cdot a_1 + \left( S_{12} + \frac{S_{13} \cdot S_{32}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \right) \cdot a_2 \\ b_2 = \left( S_{21} + \frac{S_{23} \cdot S_{31}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \right) \cdot a_1 + \left( S_{22} + \frac{S_{23} \cdot S_{32}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \right) \cdot a_2 \end{cases}$$

Escribiendo este sistema de dos ecuaciones en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} + \frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} & S_{12} + \frac{S_{13} \cdot S_{32}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \\ S_{21} + \frac{S_{23} \cdot S_{31}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} & S_{22} + \frac{S_{23} \cdot S_{32}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$[S_{EC}] = \begin{bmatrix} S_{11} + \frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} & S_{12} + \frac{S_{13} \cdot S_{32}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \\ S_{21} + \frac{S_{23} \cdot S_{31}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} & S_{22} + \frac{S_{23} \cdot S_{32}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Ésta es la matriz transformada de una red de tres puertos a una red de dos puertos. Esta matriz debe ser igual a la matriz que se obtiene de las mediciones que brinda el fabricante del dispositivo. Es decir que igualando la matriz general a la matriz de dos puertos

se pueden determinar los valores de los  $S_{ij}$  de la red de tres puertos. Se adopta aquí la convención de designar a los valores de la matriz de 2 puertos

en emisor común de la siguiente manera:  $S_{ije}$ , estos valores se suponen conocidos pues son los que se encuentran a menudo en las hojas de datos.

$$\begin{aligned} S_{11e} &= S_{11} + \frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \\ S_{12e} &= S_{12} + \frac{S_{13} \cdot S_{32}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \\ S_{21e} &= S_{21} + \frac{S_{23} \cdot S_{31}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \\ S_{22e} &= S_{22} + \frac{S_{23} \cdot S_{32}}{\Gamma_3^{-1} - S_{33}} \end{aligned} \quad (11)$$

Resolviendo este sistema de ecuaciones para las variables de la matriz general  $\mathbf{S}$  se obtienen los siguientes valores:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{S_{21e} + S_{12e} - 2 \cdot S_{11e} + \Delta - 1}{S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e} - 4} \\ S_{12} &= \frac{S_{11e} + S_{22e} - 2 \cdot S_{12e} + \Delta - 1}{S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e} - 4} \\ S_{21} &= \frac{S_{11e} + S_{22e} - 2 \cdot S_{21e} + \Delta - 1}{S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e} - 4} \\ S_{22} &= \frac{S_{21e} + S_{12e} - 2 \cdot S_{22e} + \Delta - 1}{S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e} - 4} \\ \Delta &= S_{11e} \cdot S_{22e} - S_{12e} \cdot S_{21e} \end{aligned} \quad (12)$$

De esta manera se obtienen los valores de la matriz general  $\mathbf{S}$  de tres puertos en función de los valores de la matriz de dos puertos en emisor común. Luego, aplicando las propiedades antes vistas, se pueden obtener los otros valores de la matriz general.

$$\begin{aligned} S_{31} &= 1 - S_{11} - S_{21} = \frac{2 \cdot (S_{11e} + S_{21e} - \Delta - 1)}{S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e} - 4} \\ S_{32} &= 1 - S_{12} - S_{22} = \frac{2 \cdot (S_{12e} + S_{22e} - \Delta - 1)}{S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e} - 4} \\ S_{13} &= 1 - S_{11} - S_{12} = \frac{2 \cdot (S_{11e} + S_{12e} - \Delta - 1)}{S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e} - 4} \\ S_{23} &= 1 - S_{21} - S_{22} = \frac{2 \cdot (S_{21e} + S_{22e} - \Delta - 1)}{S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e} - 4} \\ S_{33} &= 1 - S_{13} - S_{23} = \frac{4 \cdot \Delta - (S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e})}{S_{11e} + S_{21e} + S_{12e} + S_{22e} - 4} \end{aligned} \quad (13)$$

De forma similar se puede obtener la matriz general de tres puertos, si se conoce la matriz de dos puertos en configuración base común, en tal caso la matriz transformada a dos puertos tiene la siguiente forma:

$$[S_{BC}] = \begin{bmatrix} S_{22} + \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{\Gamma_1^{-1} - S_{11}} & S_{23} + \frac{S_{21} \cdot S_{13}}{\Gamma_1^{-1} - S_{11}} \\ S_{32} + \frac{S_{31} \cdot S_{12}}{\Gamma_1^{-1} - S_{11}} & S_{33} + \frac{S_{31} \cdot S_{13}}{\Gamma_1^{-1} - S_{11}} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Para esta configuración el puerto 3 pasa a ser el puerto 1.

Si se conoce la matriz de dos puertos en configuración de colector común, la matriz general transformada en una red de dos puertos es la siguiente:

$$[S_{CC}] = \begin{bmatrix} S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{\Gamma_2^{-1} - S_{22}} & S_{13} + \frac{S_{12} \cdot S_{23}}{\Gamma_2^{-1} - S_{22}} \\ S_{31} + \frac{S_{32} \cdot S_{21}}{\Gamma_2^{-1} - S_{22}} & S_{33} + \frac{S_{32} \cdot S_{23}}{\Gamma_2^{-1} - S_{22}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Para esta configuración el puerto 3 pasa a ser el puerto 2.

### Ejemplo de aplicación

Se analiza un caso particular, por ejemplo se toma el transistor BFS17 de Philips Semiconductor y los archivos \*.s2p respectivos en emisor común y en base común, para una misma polarización, Figuras 2 y 3.

```
! filename: BFS17A.S2P
! philips part #: BFS17
! bias condition: vce=5V, Ic=2ma
!
# MHz S MA R 50
! Freq S11 S21 S12 S22
40 .814 -15.3 6.375 167.9 .016 78.2 .987 -4.4
100 .861 -36.3 5.939 159.0 .036 70.7 .948 -10.3
200 .756 -64.3 4.811 132.2 .061 57.6 .859 -16.5
300 .652 -88.0 3.983 116.6 .075 51.1 .790 -20.0
400 .585 -104.6 3.245 105.6 .087 48.4 .750 -21.4
500 .541 -116.1 2.723 98.2 .092 47.0 .720 -23.4
600 .528 -127.0 2.386 91.9 .099 46.8 .706 -24.5
700 .491 -136.5 2.089 85.0 .103 46.6 .696 -26.1
800 .485 -143.1 1.879 79.9 .106 48.6 .691 -27.4
900 .480 -151.4 1.701 76.2 .112 49.5 .688 -28.9
1000 .471 -157.6 1.546 70.4 .117 51.0 .683 -30.5
1200 .479 -167.7 1.333 62.9 .124 54.2 .682 -34.2
1400 .477 -175.5 1.170 56.8 .135 57.5 .677 -38.3
1600 .475 -176.9 1.051 50.6 .146 61.7 .684 -42.4
1800 .468 -168.9 .946 45.3 .158 66.4 .685 -46.7
2000 .487 159.0 .868 41.7 .176 69.5 .679 -51.3
```

Figura 2. Parámetros S entregados por el fabricante para el caso de un transistor en emisor común.

```
! filename: BFS17CBA.S2P
! philips part #: BFS17
! bias condition: vce=5V, Ic=2ma
! COMMON BASE
!
# MHz S MA R 50
! Freq S11 S21 S12 S22
40 .559 178.7 1.538 -2.6 .002 89.8 1.002 -1.1
100 .559 177.5 1.535 -6.0 .005 92.8 1.005 -2.4
200 .561 174.9 1.530 -11.9 .010 96.8 1.005 -4.9
300 .560 172.3 1.524 -18.0 .015 100.8 1.010 -7.6
400 .565 170.1 1.517 -24.3 .021 105.5 1.018 -10.3
500 .570 167.6 1.511 -30.4 .027 108.7 1.029 -13.1
600 .575 165.2 1.504 -36.8 .034 111.8 1.040 -15.9
700 .582 162.6 1.488 -43.4 .042 113.8 1.053 -19.0
800 .592 159.8 1.467 -50.3 .052 116.0 1.065 -22.2
900 .601 157.3 1.447 -57.5 .062 117.4 1.078 -25.7
1000 .612 154.6 1.428 -64.7 .073 118.2 1.091 -29.3
1200 .626 149.3 1.362 -79.8 .100 119.0 1.108 -37.2
1400 .654 143.2 1.294 -95.9 .131 117.6 1.115 -45.7
1600 .672 136.7 1.231 -113.2 .167 115.8 1.101 -54.5
1800 .685 130.0 1.095 -130.2 .208 112.1 1.085 -63.8
2000 .695 123.4 1.002 -147.9 .250 107.7 1.015 -73.5
```

Figura 3. Parámetros S entregados por el fabricante para el caso de un transistor en base común.

A continuación se dibujan en las Figuras 4 y 5, en un diagrama polar, los valores medidos por el fabricante en base común y en emisor común respectivamente,

y los valores obtenidos en forma analítica. Los gráficos resultantes son los siguientes:

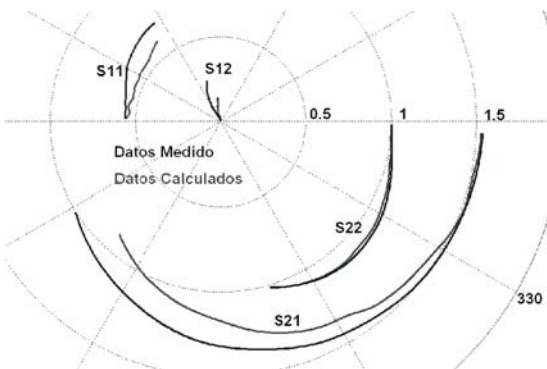


Figura 4. Diagrama polar de los parámetros S para el caso de un transistor en base común.

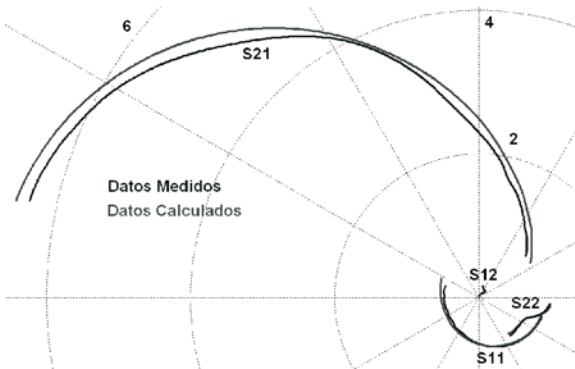


Figura 5. Diagrama polar de los parámetros S para el caso de un transistor en emisor común.

A continuación se presenta la matriz general del dispositivo anterior. Dicha matriz se calculó con los parámetros dados por el fabricante. Las condiciones de polarización y frecuencia son las siguientes:

$$f = 1 \text{ GHz} \quad V_{CE} = 5 \text{ V} \quad I_C = 2 \text{ mA}$$

$$S = \begin{bmatrix} 0.090 - 0.523i & 0.174 + 1.077i & 0.736 - 0.553i \\ 0.163 + 0.235i & 0.692 - 0.438i & 0.145 + 0.203i \\ 0.747 + 0.288i & 0.134 - 0.639i & 0.119 + 0.351i \end{bmatrix} \quad (16)$$

Se verifican a continuación las propiedades de la matriz general. En ella se puede ver que se cumple que:

$$\sum_{j=1}^3 S_{1j} = 1 \quad \text{Y que} \quad \sum_{i=1}^3 S_{i1} = 1$$

y así con las restantes filas y columnas.

### Diseño de un oscilador en 4 GHz

Como aplicación de los conceptos antes desarrollados, se propone el diseño de un oscilador

en 4 GHz con el transistor bipolar AT41486 en configuración de base común.

En este caso sólo se tiene la información del transistor, es decir los parámetros S, en configuración de emisor común. Este transistor a la frecuencia propuesta es incondicionalmente estable. Es decir, que ninguna combinación de impedancias de fuente y carga reales puede hacer que el transistor a esa frecuencia se comporte como un oscilador. Se ha graficado en la figura 6 el parámetro K en función de la frecuencia.

Este parámetro define si el transistor es o no incondicionalmente estable. Para un valor de K mayor a 1 el transistor es incondicionalmente estable, y para un valor menor a uno es condicionalmente estable. El parámetro K se define de la siguiente manera:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}| - |S_{22}|}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (17)$$

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{21} \cdot S_{12}$$

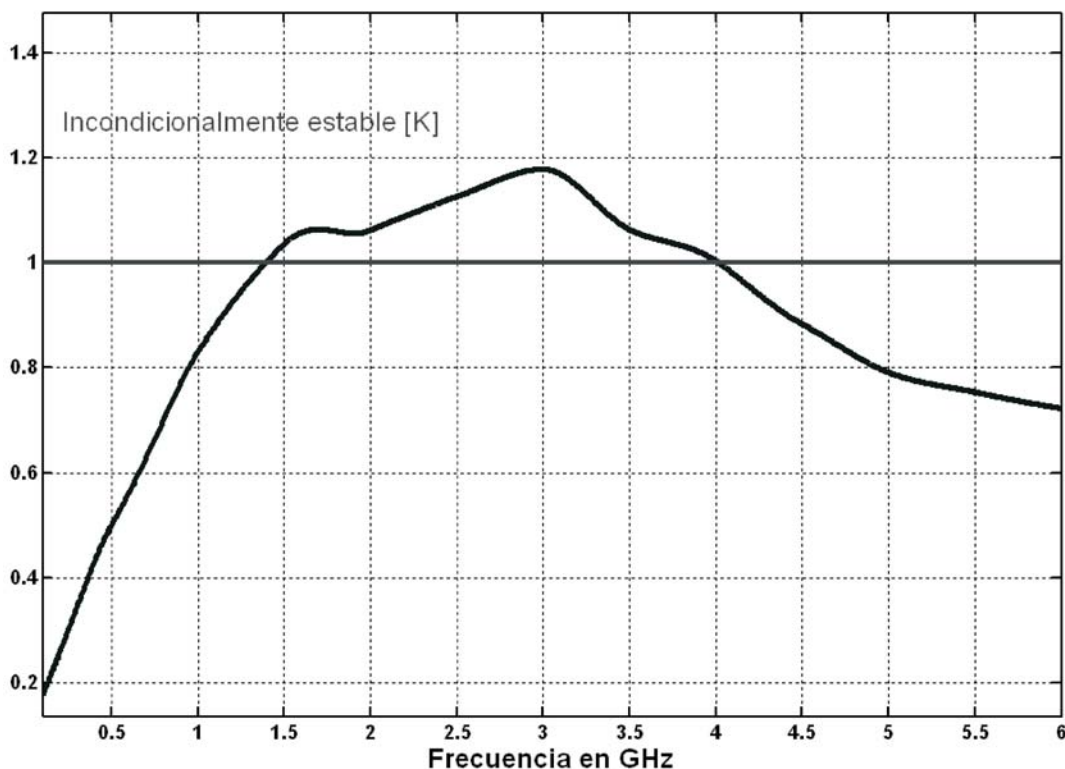


Figura 6. Variación del parámetro K en función de la frecuencia



En la figura 7 se puede observar que el transistor a la frecuencia de 4 GHz y con las condiciones de polarización dadas por el fabricante, es incondicionalmente estable. Es decir, para que el transistor oscile en estas condiciones, se debería colocar una realimentación positiva externa.

En cambio, se puede observar que si transformamos los parámetros de este transistor a una configuración de base común la situación cambia. La figura 8 muestra ahora el valor del parámetro K en configuración de base común. Se puede observar que a la frecuencia de 4 GHz dicho parámetro tiene

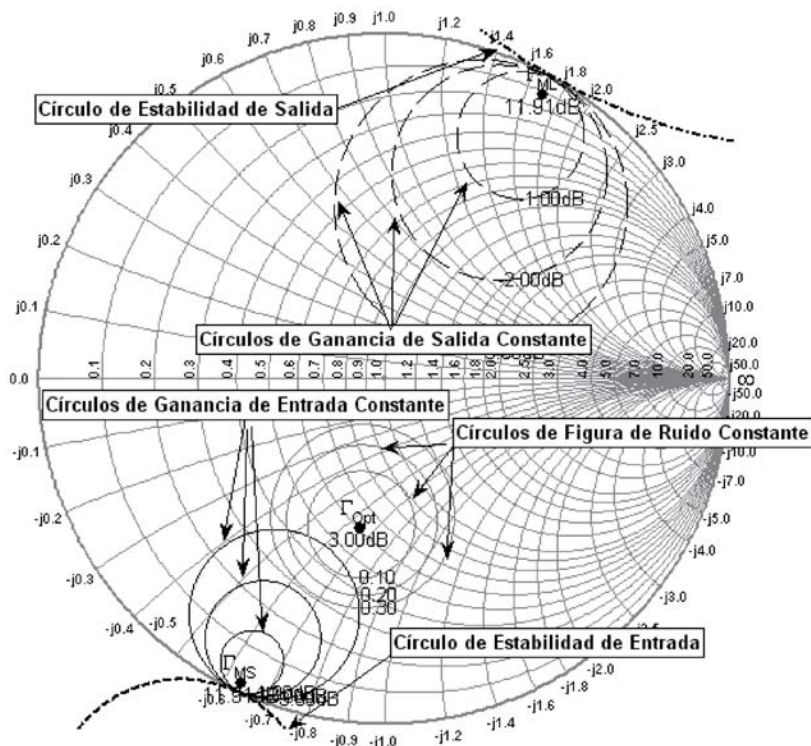


Figura 7. Círculos de estabilidad y ganancia

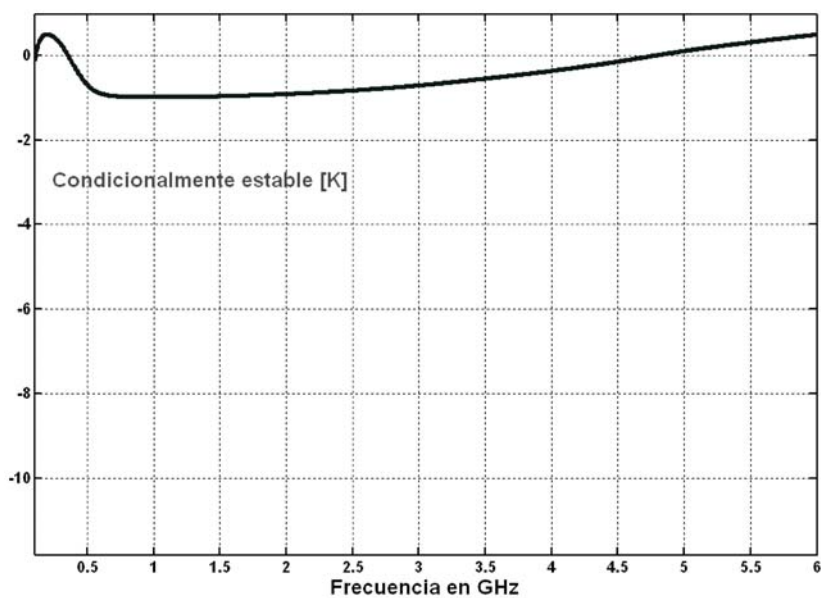


Figura 8. Variación del parámetro K en función de la frecuencia

un valor menor a 1, indicando esto que el transistor es condicionalmente estable. Es decir, que alguna combinación de impedancias de fuente o carga reales pueden hacer que el dispositivo oscile.

La Figura 9 muestra en un diagrama de Smith que gran parte del mismo es ahora una región inestable. Por lo que cualquier impedancia de fuente o carga que se coloque en esa región hará que el transistor presente en alguno de sus puertos una impedancia negativa. Esto se traduce en un puerto que entrega energía en vez de absorberla causando así la oscilación.

El procedimiento de diseño del oscilador se hace siguiendo los lineamientos propuestos en [1]. Para aplicar los conceptos anteriores, se verá un ejemplo de diseño de un oscilador de microondas.

El circuito analizado se puede observar en la Figura 10. Éste, por razones de simplicidad, se observa sólo con los componentes de señal. El circuito consta de una red conectada al emisor, que resuena a la frecuencia de 4 GHz. Esta red cumple con la condición de que  $|\Gamma_S| \approx 1$ , es decir que toda la energía que incide en el resonador es devuelta por este.

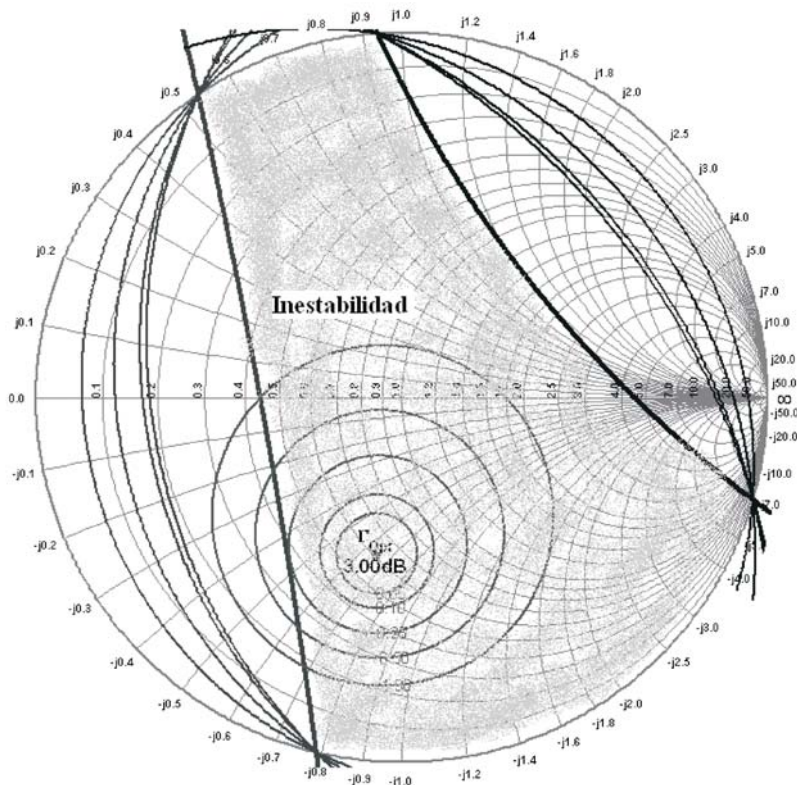


Figura 9. Círculos de estabilidad y ganancia

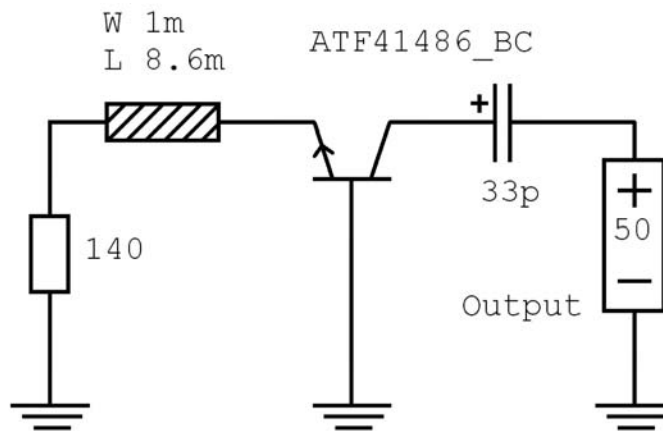


Figura 10. Circuito de un oscilador en 4 GHz.

Con esta condición, a la salida del oscilador se tiene un coeficiente de reflexión con módulo mayor a uno (resistencia negativa). Esto se puede ver en la Figura 11 en donde se ha graficado el coeficiente de reflexión de la salida del oscilador (se denota como  $S_{11}$  pues es el único coeficiente bajo estudio).

### Otras aplicaciones

Las expresiones antes encontradas tienen otra aplicación aún más interesante. Con ellas se puede

variar el coeficiente de reflexión del tercer puerto conectado a masa.

Se toma como ejemplo el transistor ATF36077 cuyos parámetros S son conocidos.

Se pretende utilizar al transistor como amplificador en la frecuencia de 10 GHz. Si se grafica en función de la frecuencia el parámetro K (Figura 12), es posible observar que a dicha frecuencia el transistor puede llegar a oscilar bajo determinadas condiciones.

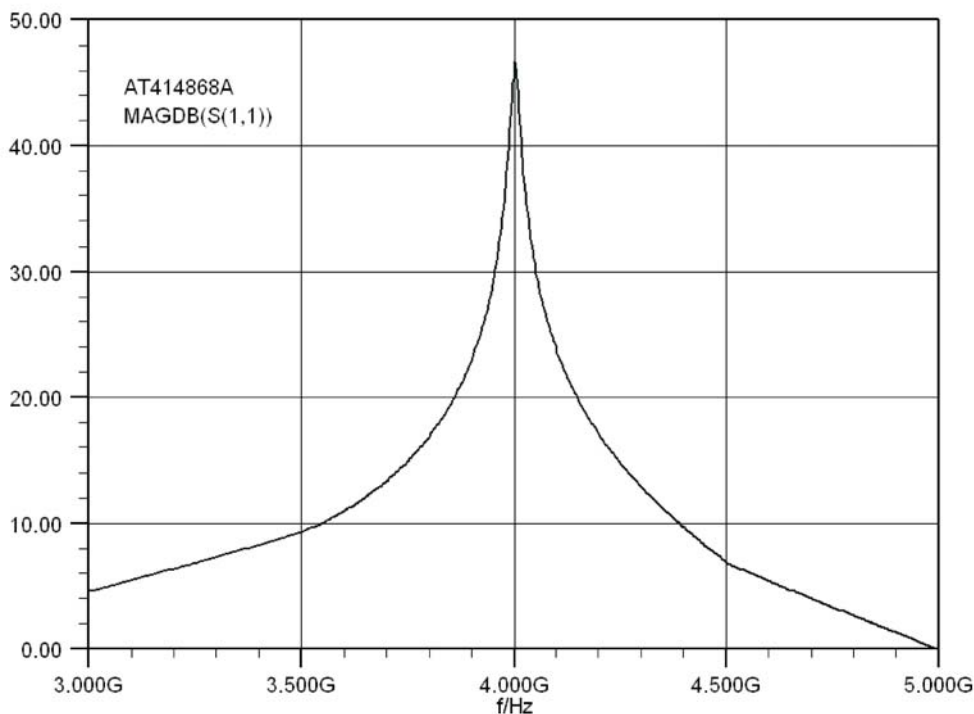


Figura 11. Parámetro  $S_{11}$  del oscilador propuesto

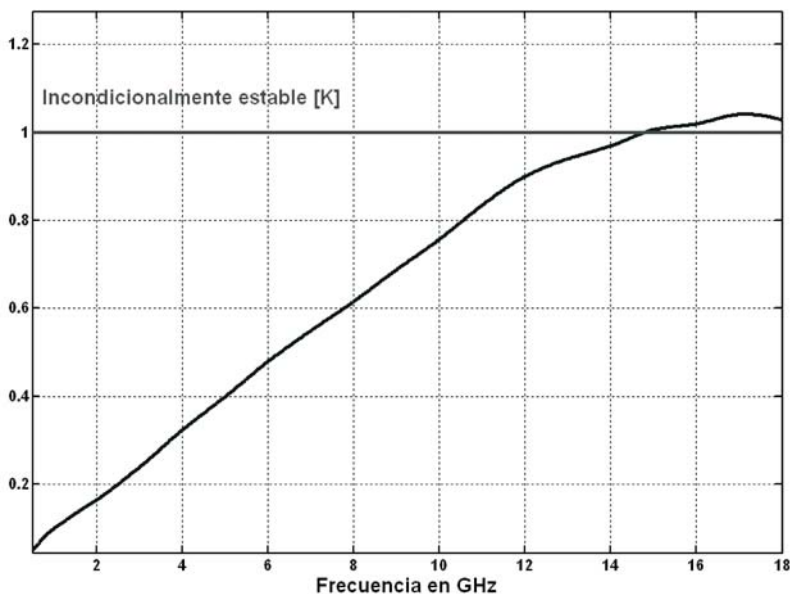


Figura 12. Variación del parámetro K en función de la frecuencia



Esto también se puede observar en la figura 13, en donde se ha graficado en un diagrama de Smith los círculos de ganancia constante. En ésta se aprecia que si se trata de adaptar al amplificador para obtener la máxima ganancia, este se comportaría como un oscilador.

Es sabido de la teoría de circuitos, que si se pretende estabilizar un transistor es necesario provocar una realimentación negativa. Para una etapa en configuración de emisor común esto se logra colocando una impedancia entre el emisor y la masa.

Cuando se pretende estabilizar la señal, esta reactancia puede ser una reactancia inductiva que a la frecuencia de trabajo provoque la realimentación negativa necesaria.

Para este ejemplo se tomaron los datos brindados por el fabricante en configuración de emisor común, y se transformaron a la misma configuración pero teniendo en cuenta la inclusión de una reactancia inductiva entre el emisor y la masa (Ver figura 14).

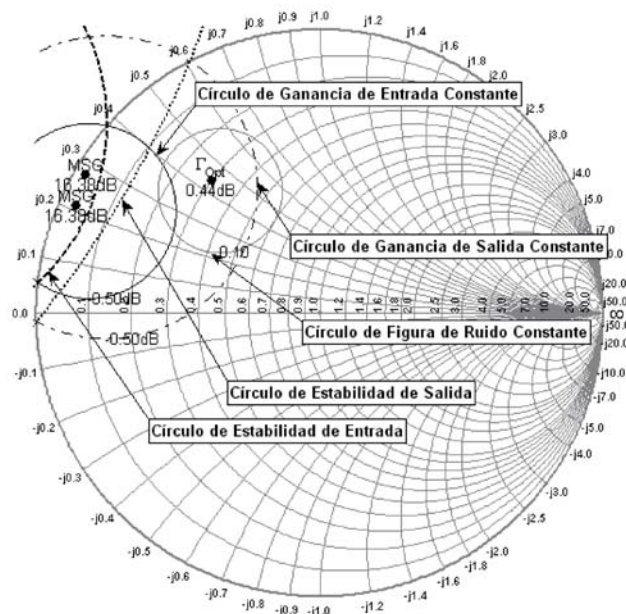


Figura 13. Círculos de estabilidad y ganancia

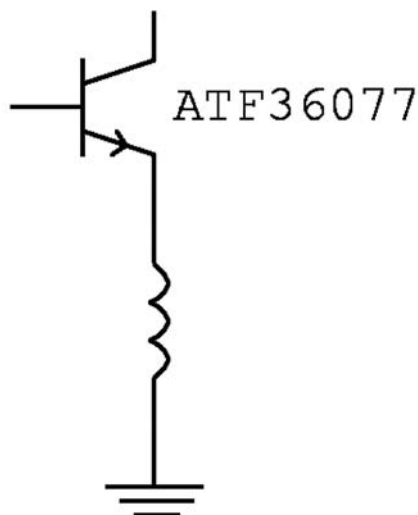


Figura 14. Inductancia agregada en el emisor para modificación de la estabilidad.

En la Figura 15 se puede ver el resultado obtenido. En este caso se agregó en serie con el emisor una inductancia de valor 56 pHy. Con esta inductancia lo que se logró fue hacer que a la frecuencia de 10 GHz el transistor sea incondicionalmente estable. La estabilidad en frecuencia trae aparejada una disminución de la ganancia máxima obtenible por el transistor. Se pudo comprobar que esta disminución de la ganancia es de aproximadamente 1 dB.

La Figura 16 muestra que a la frecuencia de 10 GHz el transistor es estable. En ésta se puede ver que los círculos de estabilidad no intersecan el diagrama de Smith. Esto es consistente con el hecho de que el transistor es incondicionalmente estable.

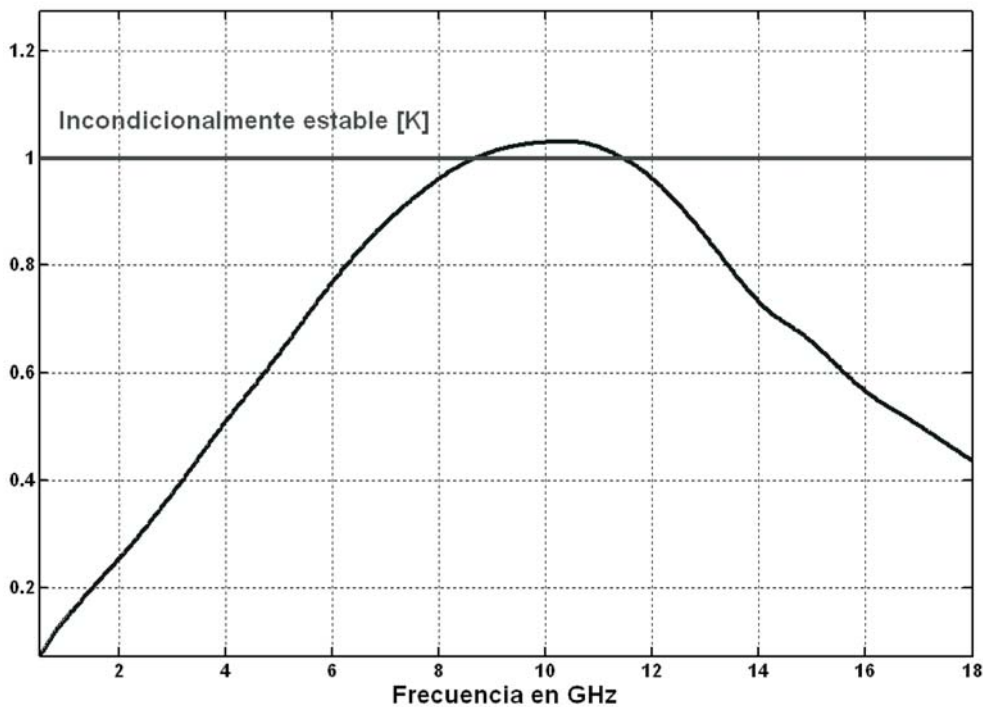


Figura 15. Variación del parámetro K en función de la frecuencia.

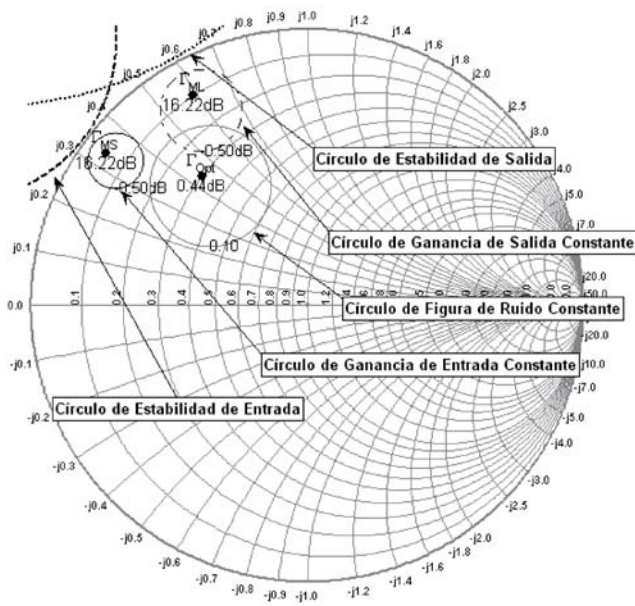


Figura 16. Círculos de estabilidad y ganancia.

## Conclusiones

Se concluye que las expresiones analíticas encontradas concuerdan con muy buena aproximación a los valores obtenidos mediante mediciones. Las consideraciones acerca de que los dispositivos no presentan pérdidas, influyen en la exacta correlación de los datos medidos por el fabricante y los calculados en forma analítica. A su vez se ha considerado que no existe ninguna capacitancia parásita entre cualquiera de los terminales del dispositivo.

Una importante aplicación de este análisis es que sirve como punto de partida para el diseño de amplificadores y osciladores en distintas configuraciones. Luego con el uso de algún programa de diseño asistido por computadora (CAD) se podrán optimizar los valores preliminares dados por este análisis.

## Referencias

AGILENT 1990 (1990) *Application Note 154, S-Parameter Design*.

AGILENT 1996 (1996) *Application Note 95, S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design*.

AGILENT 1999 (1999) *Application Note A008, Microwave Oscillator Design*.

COLLING, R. (1992) *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill. 2<sup>nd</sup> Ed.

EVERARD, J. (2001) *Fundamental of RF Circuits Design*, John Wiley & Sons, Ltd.

GREBENNIKOV, A. (2000) *A Simple Analytic Method for Transistor Oscillator Design*, Applied Microwave & Wireless.

PHILIPS SEMICONDUCTORS (2000) *RF Wideband Transistors and MMIC's*, Data Handbook SC14.

POZAR, D. M. (1990) *Microwave Engineering*, Addison-Wesley Publishing Company.

VOGES, E. (1986) *Hochfrequenztechnik* Vol 1 and 2. Hüthig.