

CARACTERIZACION DE DISPOSITIVOS GaAs MESFET.
 AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO, GANANCIA DE TRANSFERENCIA
 MAXIMA. AMPLIACION DEL MARGEN DINAMICO.

E. de los Reyes y A. Elias Fusté

Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación
 Cátedra de Microondas
 U.P. Barcelona

ABSTRACT: A method for the characterization of solid state amplifying devices has been developed that allows one the determination of the input and output amplifier, matching networks for low noise, maximum power transfer and maximum output power compatible with system linearity.

The method is the same for the three purposes permitting things the small signal as well as the large signal device characterization.

The work assumes that the device polarization is fixed by the particular application.

INTRODUCCION

Las técnicas de caracterización de dispositivos activos tales como los transistores de efecto de campo de AsGa se centran en la obtención de un modelo eléctrico. El cálculo de los elementos del modelo conlleva al estudio físico del problema y, como resultado de este estudio, a una primera aproximación del comportamiento del dispositivo. Medidas efectuadas sobre el transistor imponen nuevas modificaciones sobre el modelo a fin de que las predicciones teóricas y las medidas sean acordes. Este proceso puede ser muy complejo; a pesar de ello existen modelizaciones /1/, /2/, sobre todo en bajo ruido, que proporcionan una elevada operatividad.

Nuestro propósito se centra en la caracterización del dispositivo desde fuera, es decir la determinación del operador lineal (Matriz de Scattering) que configura su comportamiento, así como el cálculo de las redes de entrada y salida (redes pasivas supuestas sin pérdidas) que permiten obtener elevadas prestaciones en cuanto a figura de ruido, ganancia y dinámica de salida del amplificador.

TEORIA GENERAL

En la figura 1-a se supone que el posicionamiento de los adaptadores,

discos metálicos que pueden deslizarse a través de la línea principal, ya es fijo de forma que el amplificador cumple las especificaciones para las que se diseñó.

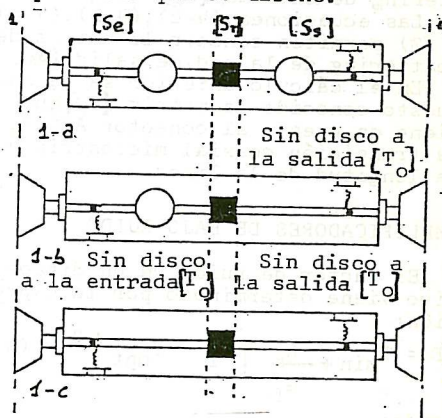


Fig. 1

Las relaciones entre matrices de Scattering $[S]$ y $[T]$ son:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta_s & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{22}} \begin{bmatrix} T_{12} & \Delta_t \\ 1 & -T_{21} \end{bmatrix} \quad (2)$$

donde: $\Delta_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$
 $\Delta_t = T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}$

Las ecuaciones anteriores permiten el paso de matrices [S] a matrices [T]. Sean [S₁], [S₂] y [S₃] las matrices medidas con respecto a los planos de referencia 1 y 4. Sus correspondientes [T] serán [T₁] [T₂] [T₃]. De las figuras 1-a, 1-b, 1-c se obtiene inmediatamente:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s & T_t & T_e \\ T_o & T_t & T_e \\ T_o & T_t & T_o \end{bmatrix} \quad (3)$$

de las anteriores expresiones se obtiene:

$$\begin{aligned} a) \quad & [T_t] = [T_o]^{-1} [T_3] [T_o]^{-1} \\ b) \quad & [T_e] = [T_t]^{-1} [T_2] \\ c) \quad & [T_s] = [T_1] [T_e]^{-1} [T_t]^{-1} \end{aligned} \quad (4)$$

Las ecuaciones (4-a) y (2) permiten conocer la matriz de Scattering del transistor [S_t]

Las ecuaciones (4-b), (4-a) y (2) permiten conocer la matriz de Scattering de entrada [S_e]

Las ecuaciones (4-c), (4-b), (4-a) y (2) permiten conocer la matriz de Scattering de la red de salida [S_s].

En el cálculo anterior se ha supuesto conocida la matriz [S₁] que tiene en cuenta al conector APC-7, la transición coaxial microstrip y la longitud de la línea.

AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO

El factor de ruido de un dispositivo viene determinado por la expresión:

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_f} \left| Y_f - Y_{opt} \right|^2 \quad (5)$$

donde:

- F_{min} = Mínima figura de ruido del dispositivo
- R_n = Resistencia equivalente de ruido
- Y_f = G_f + jB_f = Admitancia de fuente
- Y_{opt} = Admitancia óptima de fuente

El factor de ruido F' de una cadena de N cuadripolos con ganancias y figuras de ruido individuales (G₁, F₁), (G₂, F₂) etc. viene dada por la fórmula de Friis:

$$F' = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (6)$$

En el amplificador, considerado como red de entrada, dispositivo, red de salida, y a la vista de las ecuaciones (5) y (6), la red de entrada debe de presentar al transistor la admitancia óptima de ruido para obtener F_{min} y la red de salida debe presentar adaptación conjugada a fin de que la ganancia sea máxima. Se ha supuesto la condición de unilateralidad del dispositivo, S₁₂S₂₁ << 1, que prácticamente descompaña la salida de la entrada. Esto no es real, por lo que se debe iterar la posición de los adaptadores variables alrededor de la posición anterior. Una vez fijada la posición de los discos de entrada y salida se procede al cálculo de las matrices [S_e] y [S_s] como se indica anteriormente. Los parámetros que nos permiten sintetizar las redes de entrada y salida son respectivamente S_{22e} y S_{11s}. Los demás parámetros no aportan ninguna información adicional al problema del ruido, sin embargo por ser ambas redes reciprocas, S_{12e} = S_{21e} y S_{12s} = S_{21s} lo que permite comprobar la exactitud de los cálculos.

AMPLIFICADORES DE GANANCIA DE TRANSFERENCIA MAXIMA

La expresión de la ganancia de un transistor viene dada por:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_s|^2} \quad (7)$$

Expresión que suponiendo unilateralidad se reduce a:

$$G_{Tu} = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (8)$$

donde $\Gamma_s = S_{22e}$ y $\Gamma_L = S_{11s}$

La máxima ganancia se obtiene para el caso de adaptación conjugada S_{22e} = S_{11s} y S_{11s} = S_{22e} en este caso la expresión de la ganancia queda:

$$G_{Tmax} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (9)$$

El proceso de adaptación consiste en la situación de los discos adaptadores de forma que se obtenga la ganancia máxima (por ejemplo con un medidor de potencia a la salida) Después de iterar y fijar definitivamente los discos, se aplica el procedimiento general para el cálculo de $[S_e]$ y $[S_s]$. Como en el caso anterior los parámetros útiles para el diseño son S_{22e} y S_{11s} puede además comprobarse el compromiso de unilateralidad ya que en este caso se debe verificar que:

$$S_{11} = \frac{S_{11e}}{\Delta_E} \quad \text{y} \quad S_{22} = \frac{S_{22s}}{\Delta_s}$$

$$\text{donde ahora } \Delta_E = S_{11e}S_{22e} - S_{12e}^2$$

$$\Delta_s = S_{11s}S_{22s} - S_{12s}^2$$

En todo lo que se ha dicho hasta ahora, se ha supuesto que se trabaja a pequeña señal y por lo tanto que los parámetros S del transistor no dependen del nivel de señal de entrada.

AMPLIACION DEL MARGEN DINAMICO. CARACTERIZACION NO LINEAL DEL DISPOSITIVO.

Supongamos que el amplificador se ha diseñado para ganancia máxima (ver figura 2), se observa que a partir de P_{om} el amplificador se satura, el dispositivo es no lineal y sus parámetros de Scattering cambian con respecto a los de pequeña señal. Readaptando se aumenta la ganancia hasta G_1 y, disminuyendo ahora la señal de entrada volveremos a entrar en pequeña señal, comprobando experimentalmente que la readaptación es aproximadamente igual a la desadaptación a pequeña señal, por lo que la ganancia G_1 es prácticamente constante y la ampliación de margen dinámico vale:

$$\text{Extensión (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_{om}} \quad (10)$$

El hecho de que la ganancia sea constante, no implica que el amplificador sea lineal. Sin embargo este procedimiento puede considerarse válido siempre que los productos de intermodulación no superen una cota previamente determinada.

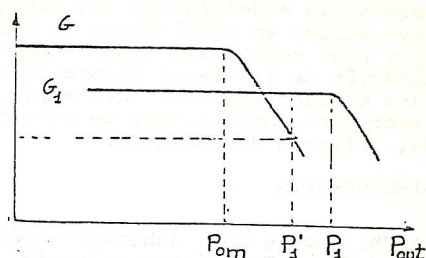


Fig. 2

El procedimiento anteriormente mencionado puede iterarse tantas veces como lo permita la ya citada cota anterior, extendiendo así el margen dinámico.

Una vez fijados los discos adaptadores, se disminuye la señal de entrada y se aplica el procedimiento general para determinar $[S_e]$ y $[S_s]$.

El comportamiento no lineal del dispositivo implica que no se le puede caracterizar por un operador lineal como una matriz. Sin embargo para pequeñas alinealidades, la matriz de Scattering puede caracterizar el dispositivo tomado como parámetro la potencia de salida.

Tomando el amplificador completo como lineal, aunque no lo sea el dispositivo, podemos deducir para una potencia de salida constante los valores de los parámetros S_t del dispositivo en función de las matrices $[S_e]$, $[S_s]$ y $[S_a]$ siendo $[S_a]$ la matriz de Scattering del amplificador completo ya que:

$$[T_t] = [T_s]^{-1} \cdot [T_a] \cdot [T_e]^{-1} \quad (11)$$

A partir de la ecuación (2) pueden obtenerse los parámetros del dispositivo.

Para no violar la condición de salida constante en la medida de S_{12a} o bien se provoca una pequeña reflexión de potencia a la salida /3/ o bien se inyecta (reinyecta) una pequeña señal en la salida /4/, /5/.

CONCLUSIONES

Se ha desarrollado un método que

permite la modelización del dispositivo activo en condiciones de pequeña y gran señal, así como la determinación de las redes adaptadoras para el funcionamiento del amplificador como amplificador de bajo ruido, driver o de potencia.

BIBLIOGRAFÍA

- /1/"Microwave GaAs Schotky-Barrier Field-Efect-Transistor on their application in Amplifiers"
Baechtold
IBM Research Laboratory, Zurich, Switzerland. August 20. 1973
/2/"Noise Performance off Gallium Arsenide Field-effect-transistors"
R.A. Pucell, Masse and Krum

I.E.E.E. Journal of solid state circuits, vol SCII n92 april 1976

/3/ Estudios de Amplificadores de Microondas con dispositivos de GaAs MESFET"

E. de los Reyes
Tesis Doctoral E.T.S.I.T.Barcelona
septiembre 1979

/4/A new load-pull characterization Method for Microwave Power Transistor"

Yoichiro Takayama
Central research laboratories Nippon Electron, Co. Ltd.

/5/"Two Signal method of Measuring the Large Signal S-Parameters of transistors"
S.R. Mazumder and P.D. Vander Puije
I.E.E.E. M.T.T. vol M.T.T. - 26
June 1978.