

ESTUDIO Y CARACTERIZACION DEL RUIDO DE FONDO DE DISPOSITIVOS GaAsFET EN EL RANGO DE MICROONDAS

Arturo Serrano Santoyo

C. de Investigación Científica y de Educ. Sup. de

Ensenada, B.C. (CICESE)

Departamento de Física Aplicada. Espinoza 843. Ensenada, B.C.

(recibido marzo 8, 1982; aceptado agosto 30, 1982)

RESUMEN

Una de las propiedades más importantes del transistor de efecto de campo de arseniuro de Galio (GaAsFET) es el tener un factor de ruido bajo en el intervalo de microondas ($^{\mu}$ m dB, 4GHz). La aplicación de este dispositivo en sistemas y componentes de alta frecuencia requiere por lo tanto del conocimiento de sus propiedades de ruido de fondo interno asociadas a sus propiedades estáticas y dinámicas. El propósito de este trabajo es hacer una revisión de los tipos de ruido existentes en dispositivos GaAsFET en el intervalo de microondas. A partir de esta revisión se describen, tanto la medición de factor de ruido de los dispositivos, así como los factores que intervienen en la precisión de dicha medición. Se muestran resultados experimentales y teóricos del mínimo factor de ruido de diversos dispositivos GaAsFET.

ABSTRACT

One of the most important properties of the gallium arsenide field effect transistor is its low noise figure in the microwave frequency range (≈ 1 dB, 4 GHz). The applications of this device in components and systems in the high frequency range require analysis of background noise in terms of basic static and dynamic properties of the device. The purpose of this paper is to review GaAsFET noise properties; from this review, a description of precise noise measurement techniques is made. Some experimental and theoretical results on the minimum noise figure are shown for several GaAsFET devices.

1. INTRODUCCION

El estudio de los fenómenos de fluctuación en dispositivos semiconductores está relacionado con las fluctuaciones de la corriente que fluye en el dispositivo o del voltaje aplicado al mismo. El nombre genérico de estos fenómenos de fluctuación se conoce como "ruido" y para propósitos de abreviación se utilizará dicha palabra a lo largo de este trabajo.

Existen dos razones fundamentales para el estudio de ruido en dispositivos semiconductores:

DESDE EL PUNTO DE VISTA DE LA FISICA DEL DISPOSITIVO.- El estudio del ruido es básico para el entendimiento del comportamiento del material semiconductor debido a que proporciona información del carácter interno del fenómeno de conducción. Cuando el ruido es caracterizado se puede utilizar como herramienta para el conocimiento de otros parámetros físicos del dispositivo.

DESDE EL PUNTO DE VISTA DE APLICACIONES CIRCUITALES.- Cuando los dispositivos semiconductores se utilizan para medir cantidades físicas pequeñas o para amplificar señales débiles, el ruido establece un límite al nivel de medición o amplificación de dichas señales. Por lo tanto, es importante conocer los elementos que definen esos límites de operación y encontrar las condiciones óptimas de trabajo.

Es conocido que la densidad de corriente electrónica J que fluye en un conductor se relaciona al campo eléctrico aplicado, al gradiente de densidad de portadores y al mecanismo de fluctuación mediante la siguiente

expresión:

$$J = \sigma E + q D_i \frac{(\delta n)}{\delta x} + J_r \quad , \quad (1)$$

donde D_i es el coeficiente de difusión y J_r representa al mecanismo generador de la fluctuación. Van der Ziel⁽¹⁾ ha encontrado que el espectro de J_r se puede expresar como

$$S(J_r) = \overline{J_r(x) * J_r(x')} = 4q^2 (D_i n / A_T) \Delta B \delta(x-x') \quad , \quad (2)$$

donde ΔB es el ancho de banda y A_T es el área transversal del conductor en cuestión, $\delta(x-x') = 1/\Delta x$ cuando $x = x'$; $\delta(x-x') = 0$, $x = x'$ y x es la longitud de la sección incremental en la cual el conductor ha sido dividido. La Ec. (2) es una expresión general del espectro del ruido, la cual, para el caso de conducción óhmica, se convierte en la siguiente expresión:

$$S(J_r) = \frac{4\sigma k T \Delta B}{A_T} \delta(x-x') \quad , \quad (3)$$

donde k es la constante de Boltzmann, σ la conductividad del material y T la temperatura absoluta. En este caso el coeficiente de difusión ha sido obtenido de la relación de Einstein, $D_i = k T \mu_0 / q$, la cual se cumple para el caso de transporte de campos eléctricos bajos, o caso óhmico. Cuando el campo eléctrico es aumentado (de tal forma que un gran porcentaje de portadores tiene energías promedio comparables a la energía fonónica), se establece una transferencia de energía de los portadores a la red sin cambiar la velocidad de arrastre de dichos portadores. Este fenómeno es precisamente el fenómeno de velocidad de saturación. Bajo estas condiciones la relación de Einstein debe ser modificada ya que la temperatura tanto como la movilidad dependen del campo aplicado.

En dispositivos semiconductores se pueden tener tres tipos básicos de ruido.

- Ruido térmico (Ruido Johnson) - Causado por el movimiento aleatorio de los portadores de corriente
- Ruido impulsional (Shot noise) - Resulta del arrastre de portadores causado por la aplicación de un campo eléctrico externo.
- Ruido de baja frecuencia (Flicker effect) - Resulta de fluctuaciones

lentas en conductividad, con espectro en frecuencia que sigue la ley de variación $1/f^n$. La contribución de este ruido en el rango de microondas puede ser despreciable.

Van der Ziel⁽²⁾ sugiere una definición genérica en la cual se tienen dos tipos básicos de ruido:

- a. Ruido de generación - recombinación.- Este tipo de ruido es causado por fluctuaciones espontáneas en las relaciones de generación, recombinación y atrapamiento de portadores, lo cual causa a la vez fluctuaciones en las densidades de portadores libres. En dispositivos semiconductores de unión, este tipo de ruido muestra similitud al ruido impulsional.
- b. Ruido de difusión.- Este tipo de ruido se produce debido al hecho de que la difusión en sí misma es un proceso aleatorio, de tal manera que las fluctuaciones en la relación de difusión dan lugar a fluctuaciones en la densidad de portadores. En dispositivos semiconductores de unión este tipo de ruido contribuye a ruido impulsional. En el material monolítico (efecto de volumen) contribuye a ruido térmico.

Cuando el fenómeno de velocidad de saturación es dominante, el mecanismo de ruido, J_r , es atribuido a desplazamientos de carga producidos por movimiento aleatorio de los portadores y es conocido como ruido de difusión. En este tipo de ruido, en cualquier punto x , la corriente $i_r(x) = J_r(x)A_T$ aparece en impulsos angostos los cuales están no correlacionados entre sí. Los impulsos que aparecen en el intervalo $(x, x+\Delta x)$ provocan un desplazamiento de carga de x a $x+\Delta x$ lo cual implica a la vez la aparición de una capa dipolar con signos opuestos entre x y $x+\Delta x$. La Ec. (3) es aplicada para el caso de ruido térmico (régimen de funcionamiento óhmico) y la Ec. (2), caso general, es aplicada al caso de ruido de difusión (régimen de saturación). Estos dos regímenes son los típicos en el funcionamiento de dispositivos GaAsFET. La Fig. 1 muestra la estructura típica de un dispositivo GaAsFET. En la Fig. 2 se muestran las características I-V así como los circuitos equivalentes simplificados.

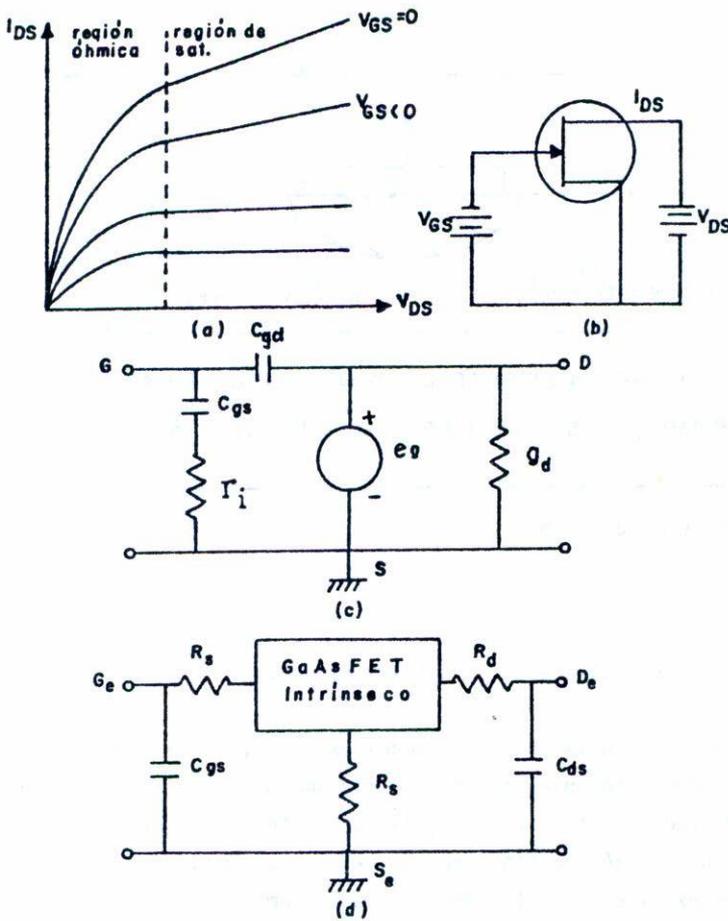


Fig. 2. (a) Curvas características del GaAsFET.
 (b) Polarización
 (c) Circuito equivalente intrínseco
 (d) Circuito equivalente extrínseco

$$\overline{i_r^2} = 4 q D_i(E) n(x) A_T \Delta B \quad (5)$$

Substituyendo la Ec. (4) en la (5) se obtiene para el valor cuadrático medio del voltaje de ruido la siguiente expresión:

$$\overline{e^2}_r = 4 T_{el} \frac{1}{g(x)} \Delta B \quad , \quad (6)$$

donde $g(x)$ es la conductancia en función de x cuando un campo eléctrico es aplicado.

Baechtold⁽³⁾ encontró que para el caso de arseniuro de galio, existe una temperatura equivalente de ruido T_{eq} cuyo valor es mayor que T_{el} , es decir, $T_{eq} > T_{el}$. Este aumento en temperatura de ruido se debe a la adición del fenómeno de transferencia entre valles al cual se le asocia una temperatura de ruido T_{ev} . Esta transferencia entre valles subsidiarios se debe a la estructura de bandas del GaAs. Bajo estas condiciones la temperatura equivalente de ruido se expresa finalmente como

$$T_{eq} = T_{ev} + T_{el} \quad , \quad (7)$$

donde T_{el} y T_{ev} se dan por⁽³⁾

$$T_{el} = \frac{i^2}{4k g(x) \Delta B} \quad (8)$$

y

$$T_{ev} = \frac{i^2}{4k g(x) \Delta B} \quad . \quad (9)$$

Baechtold⁽³⁾ encuentra una relación semiempírica para la Ec. (7), la cual se expresa como

$$T_{eq} = T_0 \left\{ 1 + \delta \left(\frac{E}{E_s} \right)^p \right\} \quad , \quad (10)$$

donde δ y p son dos coeficientes de valores 6 y 3, respectivamente, $T_0 = 300^\circ K$. Este resultado ha sido utilizado por Pucel⁽⁶⁾ para la obtención de las corrientes de ruido de drenaje y compuerta en un GaAsFET. Graffeuil⁽⁴⁾ encuentra que en altas frecuencias la expresión (10) se modifica de la siguiente manera:

$$T_{eq} = T_0 \left\{ 1 + \delta' \exp \left[\left(\frac{E}{E_s} - 1 \right)^\beta \right] \right\} \quad , \quad (11)$$

en donde δ' varía del 0.7 a 2 y $\beta = 3$.

2. TIPOS DE RUIDO EN DISPOSITIVOS GaAsFET

En el caso particular del transistor GaAsFET se pueden distinguir tres contribuciones básicas al ruido total del dispositivo.

- Ruido térmico.- Producido en la región óhmica del dispositivo y con contribuciones importantes de las resistencias intrínsecas y extrínsecas de finidas en el circuito equivalente⁽⁵⁾.
- Ruido de generación - recombinación.- Producido mediante el efecto de transferencia entre valles, el cual es inherente al material arseniuro de galio⁽³⁾.
- Ruido de difusión.- Producido en la región de saturación del dispositivo y atribuido al desplazamiento de cargas producido por el movimiento aleatorio de los portadores⁽⁶⁾.

Las fuentes de ruido en transistores GaAsFET son de dos categorías: intrínsecas y extrínsecas. Las fuentes intrínsecas se relacionan a corrientes y voltajes de ruido producido por los elementos del circuito equivalente intrínseco del GaAsFET: estas fuentes se especifican como i_g e i_d que son respectivamente la fuente de ruido asociada a la terminal de compuerta y la fuente de ruido asociada a la terminal de drenaje. Las fuentes de ruido extrínsecas se relacionan a las resistencias de contribución más significativa al ruido térmico en el dispositivo; estas resistencias son R_g , R_s y R_D .

La Fig. 3 muestra las fuentes de ruido del GaAsFET mediante una representación cuadripolar. Las fuentes i_d e i_g se identifican respectivamente como la corriente de ruido generada en la trayectoria fuente-drenaje bajo condiciones de corto circuito y la corriente de ruido inducida en el circuito de compuerta debida a las fluctuaciones de carga en la corriente de drenaje, es decir debido a i_d . Esta convención fue establecida originalmente por Van der Ziel⁽⁵⁾ para el estudio del J FET y seguida por Pucel⁽⁶⁾ para el estudio del GaAsFET. Debido al acoplamiento de tipo capacitivo que existe entre el circuito de drenaje y compuerta; los generadores i_d e i_g están correlacionados parcialmente.

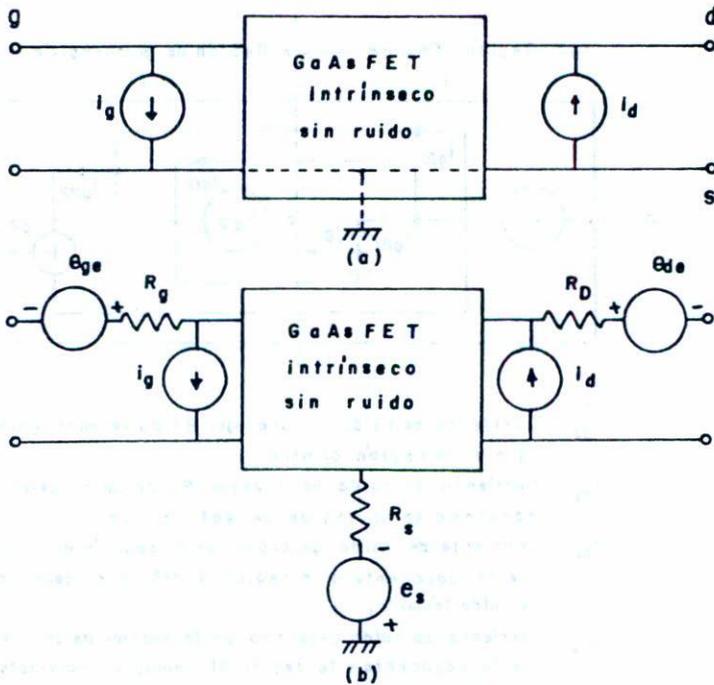
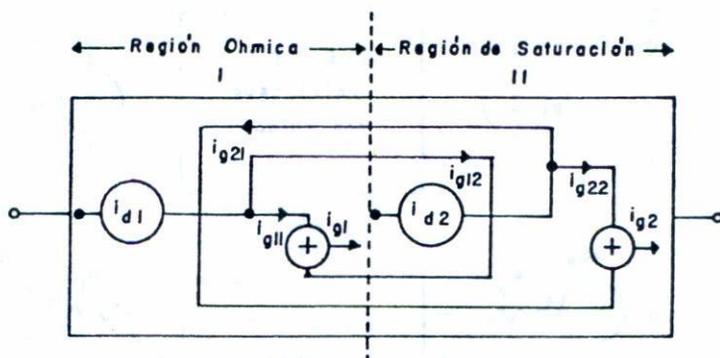


Fig. 3. Representación Cuadripolar del GaAsFET. Incluye fuentes de ruido intrínsecas y extrínsecas.

El análisis de los mecanismos de fluctuación en dispositivos GaAsFET se basa en los siguientes elementos:

- $\overline{|i_g|^2}$ valor cuadrático medio del ruido de compuerta
- $\overline{|i_d|^2}$ valor cuadrático medio del ruido de drenaje
- $jC = i_g * i_d / (\overline{|i_g|^2} \overline{|i_d|^2})^{1/2}$ coeficiente de correlación.

El análisis se basa en la obtención del voltaje de ruido a circuito abierto $|V_d^2|$ generado en la sección fuente drenaje, y al hacer la transformación circuital $\overline{|i_d|^2} = |V_d^2|/r_d^2$ se obtiene el valor del generador equivalente de ruido. r_d es la resistencia del canal.



- i_{d1} - Corriente de ruido de drenaje. Ruido térmico generado en la región óhmica.
- i_{d2} - Corriente de ruido de drenaje. Ruido de difusión - generado en la región de saturación.
- i_{d11} - Corriente de ruido generada en la sección de la compuerta adyacente a la región I debido al generador de ruido térmico, i_{d1} .
- i_{d12} - Corriente de ruido generada en la sección de la compuerta adyacente a la región II debido a las fluctuaciones de la altura del canal, cuya fuente es i_{d1} .
- i_{d21} - Corriente de ruido generada en la sección de la compuerta adyacente a la región I debido a la fuente de difusión i_{d2} .
- i_{d22} - Corriente de ruido generada en la sección de la compuerta adyacente a la región II debido a i_{d2} .

Fig. 4. Contribuciones de ruido térmico y ruido de difusión en las regiones óhmica y de saturación de un GaAsFET.

La Fig. 4 muestra un diagrama en el cual se representan los componentes de i_g e i_d en el dispositivo GaAsFET. Dado que i_g es producida a través de las fluctuaciones en la terminal de drenaje, en dicha figura i_{d1} e i_{d2} se especifican como las fuentes de ruido para las regiones óhmica y saturación respectivamente y se consideran independientes o no correlacionadas de tal forma que i_d^2 se puede escribir como

$$\overline{i_d^2} = \overline{i_{d_1}^2} + \overline{i_{d_2}^2} + (\overline{V_{d_1}^2} + \overline{V_{d_2}^2})/r_d^2, \quad (12)$$

donde V_{d_1} es la contribución de voltaje de ruido térmico en la región óhmica y V_{d_2} es la contribución de voltaje de ruido de difusión. i_d produce fluctuaciones de carga opuesta en la compuerta representada por el ruido inducido i_g cuyos componentes son los siguientes:

Componentes de Ruido Térmico:

- a) Contribución local $i_{g_{11}}$. - Las fluctuaciones de voltaje en la región óhmica inducen (vía fluctuaciones de carga espacial) una fluctuación de carga opuesta en el segmento del electrodo de compuerta sobre la región óhmica adyacente al lugar donde fluctúa la altura del canal.
- b) Contribución remota $i_{g_{12}}$. - Las fluctuaciones de ruido térmico en la región óhmica, dada la estructura uniforme del canal, se manifiestan en sincronismo a lo largo de la región de saturación. De esta manera se establecen fluctuaciones de carga en el segmento de compuerta de la región de saturación.

Componentes de Ruido de Difusión:

Las fluctuaciones de carga inducidas en la compuerta por las fuentes de ruido de la región de saturación provienen de la modulación de altura del canal. Esta modulación es producida por corrientes de ruido debidas al desplazamiento de las capas dipolares asociadas al proceso de saturación.

Los componentes de estas fluctuaciones establecidas en los segmentos de la terminal de compuerta de las regiones óhmica y de saturación son respectivamente $i_{g_{21}}$ e $i_{g_{22}}$.

Dado que las fluctuaciones de voltaje en el canal son responsables tanto de i_g como de i_d , una correlación existe entre ambas corrientes de ruido. Debido a que i_g e i_d están ligadas a través de un acoplamiento capacitivo, el coeficiente de correlación C es un imaginario puro el cual se expresa de la siguiente manera:

$$jC = \frac{\overline{i_g^* i_g}}{(\overline{i_g^2} | \overline{i_d^2} |)^{1/2}} \quad (13)$$

dado que:

$$i_g = i_{g_1} + i_{g_2} \quad , \quad (14)$$

$$i_{g_1} = i_{g_{11}} + i_{g_{12}} ; \quad i_{g_2} = i_{g_{21}} + i_{g_{22}}$$

e

$$i_d = i_{d_1} + i_{d_2} \quad . \quad (15)$$

De la Fig. 4 se puede observar que las componentes no correlacionadas se forman de los siguientes pares: (i_{d_1}, i_{d_2}) , (i_{g_1}, i_{d_2}) , (i_{g_2}, i_{d_1}) de esta forma la Ec. (13) se expresa como

$$jC = j(C_1 + C_2) \quad , \quad (16)$$

donde

$$C_1 = C_{11} \left(\frac{|i_{g_1}^2| |i_{d_1}^2|}{|i_g^2| |i_d^2|} \right)^{\frac{1}{2}} \quad , \quad (17)$$

$$C_2 = C_{22} \left(\frac{|i_{g_2}^2| |i_{d_2}^2|}{|i_g^2| |i_d^2|} \right)^{\frac{1}{2}} \quad , \quad (18)$$

en las que

$$C_{11} = \left(\frac{i_{g_1}^* i_{d_1}}{|i_{g_1}^2| |i_{d_1}^2|} \right)^{\frac{1}{2}} \quad , \quad (19)$$

$$C_{22} = \left(\frac{i_{g_2}^* i_{d_2}}{|i_{g_2}^2| |i_{d_2}^2|} \right)^{\frac{1}{2}} \quad , \quad (20)$$

Las componentes intrínsecas i_g , i_{g_1} , e i_d han sido obtenidas por Van der Ziel⁽²⁾ Pucel⁽⁶⁾ Graffeuil⁽⁴⁾ bajo diferentes condiciones de operación. Estos resultados serán utilizados por la obtención del factor de ruido en la sección 3 de este trabajo.

Las componentes extrínsecas del ruido en el GaAsFET pueden ser obtenidas directamente a través de la fórmula de ruido térmico de Nyquist.

Proviene de la influencia de R_g , R_D y R_S y sus valores de voltaje cuadrático medio se expresan de la siguiente manera:

$$\overline{e_{ge}^2} = 4kT_o R_g \Delta B \quad , \quad (21)$$

$$\overline{e_s^2} = 4kT_o R_S \Delta B \quad , \quad (22)$$

$$\overline{e_{de}^2} = 4kT_o R_D \Delta B \quad . \quad (23)$$

Los generadores e_{ge} , e_s y e_{de} están representados en el circuito equivalente de la Fig. 3b.

Los valores de las fuentes de ruido e_{ge} , e_s y e_{de} pueden llegar a ser predominantes al determinar el comportamiento global del transistor GaAsFET. Es decir que e_{ge} , e_s y e_{de} pueden ser mucho más grandes que i_g e i_d de tal manera que la forma específica de reducir el ruido en el dispositivo se logra mediante la reducción de los elementos parásitos del dispositivo, el cual es un problema tecnológico en sí.

La manera de cuantificar el peso de las fuentes de ruido intrínseco en relación a las fuentes de ruido extrínseco se hace mediante el factor de ruido del circuito equivalente que considere ambas fuentes de ruido. La obtención del factor de ruido se llevará a cabo en la siguiente sección de este trabajo.

3. FACTOR DE RUIDO

La definición general del factor de ruido para una red de dos puertos se da como la relación señal a ruido de la entrada entre la relación señal a ruido a la salida de dicha red, es decir,

$$F = \frac{(S/R)_e}{(S/R)_s} \quad . \quad (24)$$

Para la obtención del factor de ruido F en el GaAsFET se considera el circuito equivalente de la Fig. 3(b), al cual se le incluirá una impedancia de fuente asociada a un generador de ruido de entrada dado por e_f . Para facilidad de cálculo, se considera despreciable el valor C_{gd} y g_d en el circuito intrínseco del GaAsFET mostrado en la Fig. 2(c). Su efecto se incluirá mediante la aplicación del principio de superposición pos

teriormente. Bajo estas condiciones, el factor de ruido del GaAsFET se obtendrá mediante el circuito equivalente de la Fig. 5. El cálculo del factor de ruido se simplifica cuando se considera el siguiente teorema, el cual ha sido probado por Van der Ziel⁽⁷⁾: "La relación señal a ruido de voltaje en las terminales de salida de cualquier etapa amplificadora (en este caso GaAsFET) es igual a la relación señal a ruido de corriente en las terminales de salida corto circuitadas". La aplicación de este teorema y la utilización de la Ec. (24) conduce a la siguiente expresión del factor de ruido:

$$F = 1 + \frac{|i_{g_e} + i_{s_o} + i_{g_o} + i_{d_o} + i_{d_e}|^2}{|i_{f_o}|^2}, \quad (25)$$

en donde i_{g_e} , i_{s_o} , i_{g_o} , i_{d_o} , i_{d_e} e i_{f_o} representan los componentes de la corriente de ruido en la trayectoria corto circuitada de fuente a drenaje producidas por los respectivos generadores e_{g_e} , e_{s_o} , e_{g_o} , e_{d_e} , y e_{f_o} . El valor cuadrático medio del generador de ruido de entrada o de fuente se expresa como

$$\overline{e_f^2} = 4kT_o R_f \Delta B, \quad (26)$$

en donde R_f es la parte real de la impedancia de fuente Z_f . Mediante análisis circuital se obtiene para el circuito de la Fig. 5 la siguiente expresión del factor de ruido:

$$F = 1 + \frac{1}{R_f} \left(\underbrace{R_g + R_s + R_D}_{a} + \underbrace{|Z_t|^2 \frac{i_g^2}{4kT_o \Delta B}}_b + \underbrace{\left| \frac{1+y_{11} Z_t}{y_{21}} \right|^2 \frac{|i_d|^2}{4kT_o \Delta B}}_c \right) - \underbrace{2R_e \left(Z_t \left(\frac{1+y_{11} Z_t}{y_{21}} \right) * \frac{i_g * i_d}{4kT_o \Delta B} \right)}_d, \quad (27)$$

en donde

$$Z_t = Z_f + R_g + R_s + R_D = R_g + R_s + R_c + R_f + jX_f, \quad (28)$$

- a - Contribución de las fuentes extrínsecas
- b - Contribución de i_g incluyendo elementos extrínsecos
- c - Contribución de i_d incluyendo elementos extrínsecos
- d - Contribución de la correlación entre b y c.

Los términos y_{11} y y_{21} se obtienen del análisis del circuito equivalente del GaAsFET⁽⁸⁾.

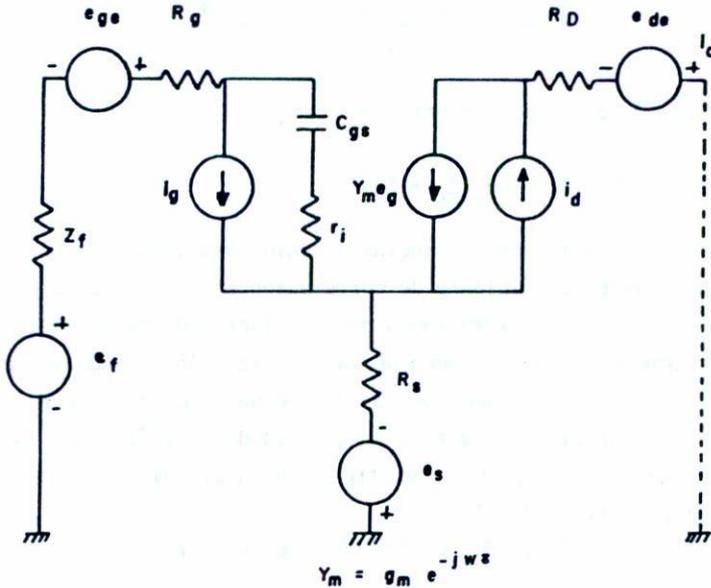


Fig. 5. Circuito equivalente del GaAsFET. Este modelo se utiliza para el cálculo del Factor de Ruido.

Y_m describe el comportamiento en frecuencia de g_m , τ es el tiempo de tránsito electrónico en el canal. Se utiliza la notación e_{ge} y e_{de} para especificar que son fuentes extrínsecas y no confundir con las fuentes de voltaje de Ruido intrínsecas asociadas a i_g e i_d .

La Ec. (27) puede ser transformada a una expresión más simple mediante la siguiente notación:

$$g_{gn} = \frac{|i_g|^2}{4kT_o \Delta B} \quad (29)$$

$$g_{d_n} = \frac{\overline{|i_d|^2}}{4kT_o\Delta B} \quad , \quad (30)$$

$$g_n = \left| \frac{y_{11}}{y_{21}} (g_{d_n})^{\frac{1}{2}} - jC (g_{g_n})^{\frac{1}{2}} \right|^2 + (1-C^2) g_{g_n} \quad , \quad (31)$$

$$r_n = R_S + R_D + R_g + \frac{g_{d_n}}{|y_{21}|^2} \frac{(1-C^2)g_{g_n}}{g_n} \quad , \quad (32)$$

$$Z_c = R_S + R_D + R_g + \frac{1}{g_n} \left[\frac{g_{d_n} y_{11}^*}{|y_{21}|^2} + \frac{jC (g_{g_n} g_{d_n})^{\frac{1}{2}}}{y_{21}} \right] \quad , \quad (33)$$

El factor de ruido se expresa entonces como

$$F = 1 + (1/R_f) \{r_n + g_n |Z_f + Z_c|^2\} \quad , \quad (34)$$

donde g_{g_n} y g_{d_n} son las conductancias de ruido asociadas a i_g e i_d respectivamente. C es el coeficiente de correlación entre i_g e i_d .

Pucel obtiene expresiones para el factor de ruido en función de parámetros complejos que dependen de la polarización y grado de saturación del dispositivo; estos parámetros de ruido especificados como K_c , K_g y K_r son graficados por el mismo autor. Una copia de la gráfica de Pucel es mostrada en la Fig. 6 y es de gran utilidad para el cálculo de la figura de ruido de dispositivo GaAsFET.

Las Ecs. (31), (32) y (33) en función de K_r , K_g y K_c se expresan como:

$$r_n = (R_g + R_S + R_D) + K_r \left(\frac{1+\omega^2 C^2}{g_m} \frac{g_s}{g_m} r_i^2 \right) \quad , \quad (35)$$

$$g_n = \frac{K_g \omega^2 C^2}{g_m} \frac{g_s}{g_m} \quad , \quad (36)$$

$$Z_c = (R_g + R_S + R_D) + \frac{K_c}{y_{11}} \quad . \quad (37)$$

Existen por lo tanto, dos maneras alternativas de conocer F , a partir de la gráfica de Pucel para K_r , K_g y K_c con las Ecs. (35)-(37) o a partir de i_g , i_d y C con las Ecs. (31)-(33). En el segundo caso, el proceso es más complicado e involucra un sinnúmero de factores, sin embargo, si el objeto es efectuar un modelado del comportamiento del ruido de fondo, es

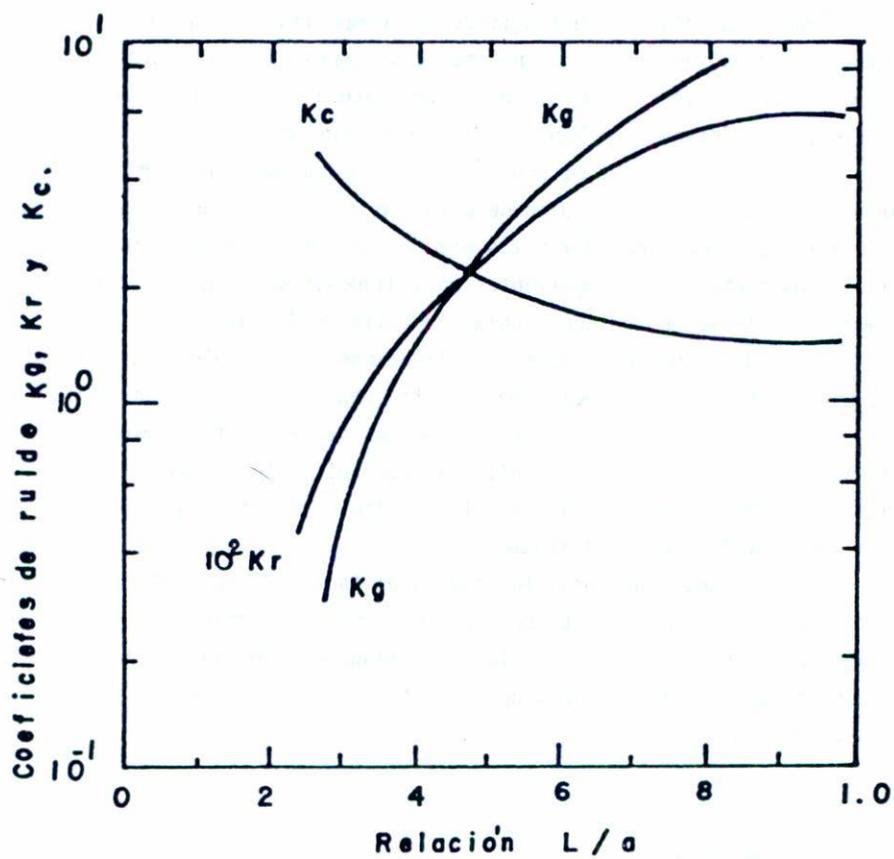


Fig. 6. Coeficientes de ruido en función de la relación L/a .

recomendable utilizar esta manera. En nuestro caso la primera alternativa es utilizada dado que está enfocada directamente al conocimiento del factor de ruido del dispositivo. Fukui⁽⁹⁾ ha optado por un procedimiento análogo para determinar la figura óptima de ruido en GaAsFET. Loriou⁽¹⁰⁾ de la misma manera utiliza las curvas de Van der Ziel⁽⁵⁾ para el estudio del ruido térmico en GaAsFET con longitudes de compuerta $L > 2$ micrones. En el método de Loriou, dadas las dimensiones del dispositivo, el ruido de difusión es despreciable y la movilidad y temperatura de los electrones en el canal son consideradas por Van der Ziel como constantes.

Las curvas de Pucel son más generales ya que consideran la influencia de ruido térmico, ruido de difusión y el efecto de transferencia entre valles; además consideran los efectos de velocidad de saturación. Todos estos factores son importantes para dispositivos con longitudes de compuerta $L \leq 1$ micrón, es decir para dispositivos de bajo ruido.

Desde el punto de vista de aplicaciones circuitales y en particular, para sistemas de recepción de alta frecuencia, se desea tener el mínimo factor de ruido posible. En el caso del GaAsFET y tal como en otros dispositivos utilizados en preamplificadores, el factor de ruido mínimo depende del valor de la impedancia del circuito de fuente o de entrada Z_f hasta que el valor de F sea mínimo.

Las condiciones bajo las cuales el factor de ruido definido por la Ec. (34) es mínimo, se obtienen cuando la parte reactiva de Z_f es igual en magnitud y opuesta en signo a la parte imaginaria de la impedancia de correlación $Z_c = R_c + jX_c$ y cuando la parte real Z_f es igual a su valor óptimo, es decir,

$$X_{fop} = -X_c \quad , \quad (38)$$

$$R_{fop} = \{R_c^2 + (r_n/g_n)\}^{\frac{1}{2}} \quad , \quad (39)$$

de tal forma que con las condiciones dadas por las Ecs. (38) y (39) y usando la Ec. (34), el factor de ruido mínimo se expresa como

$$F_{min} = 1 + 2 g_n (R_c + R_{fop}) \quad . \quad (40)$$

Las Figs. 7a, 7b y 8 muestran respectivamente gráficas del factor F_{min}

en función de la frecuencia y de los parámetros del GaAsFET y el circuito equivalente utilizado. Las gráficas de dichas figuras son hechas para el GaAsFET HFET 1101⁽¹¹⁾.

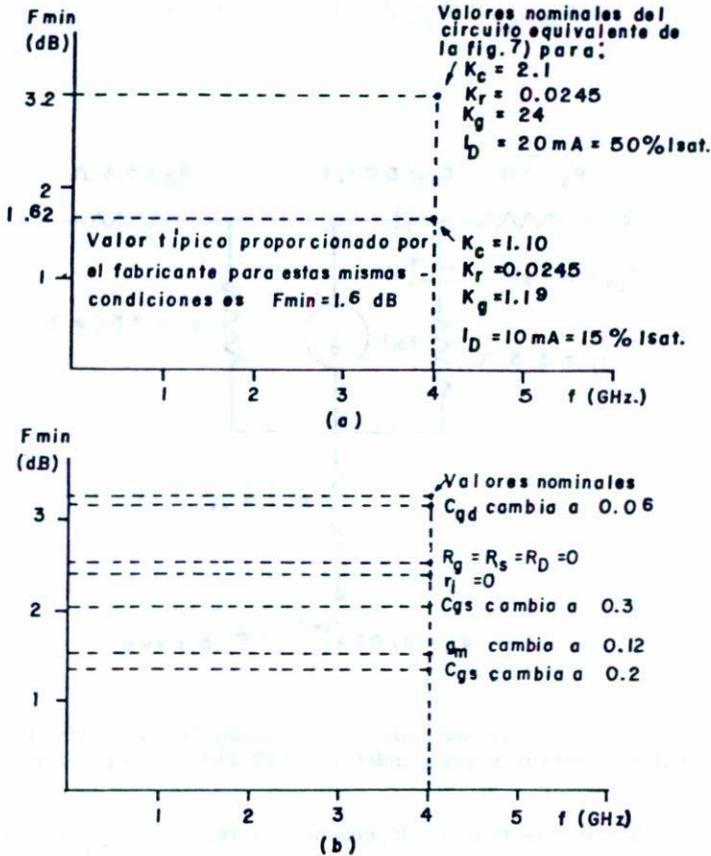


Fig. 7. Variación de F_{min} .

- Influencia de los parámetros del circuito equivalente en el valor de F_{min} obtenido mediante los coeficientes de Pucel de la Fig. 6 y la Ec. (41).
- Gráfica que muestra la variación de F_{min} cuando los parámetros ($I = 20 \text{ mA}$) del circuito equivalente de la Fig. 8 son modificados individualmente (manteniendo los demás constantes) a partir de sus valores nominales.

Al substituir las Ecs. (35), (36) y (37) en la (40), se obtiene, expandiendo en series de potencias en función de ω , la siguiente expresión para F_{\min} :

$$F_{\min} = 1 + 2 (\omega C_{gs} g_m) \{K_g \{K_r + g_m (R_g + R)\}\}^2 + 2(\omega C_{gs} g_m)^2 \{K_g g_m (R_g + K_c r_i)\} + \dots \quad (41)$$

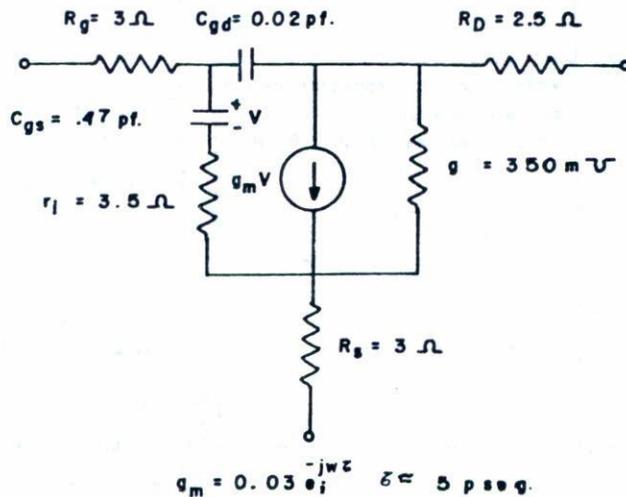


Fig. 8. Circuito utilizado para la obtención de las gráficas 7a y 7b. Los parámetros corresponden al HFET 1101 (valores nominales).

Se puede observar la dependencia directa de F_{\min} en función del término $C_{gs}/g_m = f/f_T$, en donde f_T es el producto ancho de banda-frecuencia o frecuencia de transición. La relación implica el deterioro del factor de ruido con el aumento de frecuencia y de los factores parásitos del GaAsFET; obviamente si K_g , K_r y K_c aumentan, el factor de ruido mínimo aumentará y dado que éstos dependen de la polarización, el nivel mínimo de corriente I_D circulando en el dispositivo asegurará el mínimo factor de

ruido. Sin embargo, siempre hay un compromiso en relación a la ganancia del dispositivo, la cual aumentará conforme la corriente I_D aumenta. En general, dado que la ganancia y el factor de ruido se encuentran en conflicto, se considera el GaAsFET de bajo ruido para aplicaciones de baja ganancia, es decir, en procesos de preamplificación. Cuando el parámetro de diseño es la potencia de salida se utilizan dispositivos GaAsFET de potencia y en este caso el factor de ruido ya no tiene la misma importancia que en el caso de preamplificación, de tal forma que el GaAsFET de potencia se utiliza independientemente del factor de ruido obtenido.

Se puede concluir considerando que a frecuencias moderadamente altas (1 - 10 GHz) el factor de ruido tenderá a ser óptimo en cuanto las resistencias parásitas y la relación longitud de compuerta-espesor de la capa activa (L/a) sean mínimas.

Las Figs. 7a y 7b han sido obtenidas mediante las curvas de la Fig.6, las cuales proporcionan los siguientes valores para $L/a = 5$ y $F = 4$ GHz (HFET 1101): $K_c = 2.1$; $K_r = 2.4 \times 10^{-2}$; $K_g = 2.4$. Estos valores implican operación en $V_{DS} \approx 3$ Volts y $I_D = 20$ mA. Se puede observar que la operación a menores niveles de corriente $K_c = 1.10$, $K_r = 2.4 \times 10^{-2}$; $K_g = 1.10$; $I_D = 10$ mA) implica la disminución del factor de ruido considerablemente.

La disminución de las componentes parásitas R_s , R_g y R_D disminuye F_{min} y su eliminación completa ($R_s = R_g = R_D = 0$) implica la ausencia de ruido térmico extrínseco, dejando como única fuente de ruido térmico r_i . En este caso, la mayor contribución corresponde a ruido de difusión. La disminución de C_{gs} y el aumento de g_m proporciona un importante mejoramiento de F_{min} .

Obsérvese con el aumento de C_{gd} de 0.02 a 0.06 mejora F_{min} lo cual representa en sí, un efecto de retroalimentación importante, debido a la posición de C_{gd} en el circuito equivalente. (Véase Fig. 8).

Los menores factores de ruido se obtienen, por lo tanto, para menores niveles de corriente y menores frecuencias de operación. La disminución de C_{gs} , y de las resistencias del circuito es a la vez fundamental para la obtención de factores de ruido bajos. Se puede concluir finalmente diciendo que F_{min} depende de tres factores básicos: frecuencia de operación, punto de polarización y factores intrínsecos y extrínsecos del dispositivo.

4. MEDICION DEL FACTOR DE RUIDO

La Fig. 9 muestra el diagrama a bloques de la medición del factor de ruido incluyendo los elementos complementarios. De este diagrama a bloques se puede observar el número de elementos de que intervienen en la medición y dado que dicha medición se hace en el intervalo de microondas es difícil obtener la contribución exacta al ruido total de todos los elementos de la medición. Además existen las líneas coaxiales o guías de onda que conectan a dichos elementos, los cuales hay que considerar también. El diagrama a bloques de la Fig. 9 se puede hacer más complejo con el propósito de mejorar la precisión de la medición, sin embargo, cada vez que la complejidad del banco de prueba aumenta, más difícil es cuantificar su efecto en el factor de ruido del transistor GaAsFET. Una buena medición de F_{\min} implica una cuantificación correcta de pérdidas y contribución al ruido de cada uno de los elementos del banco de prueba.

Con el objeto de llevar a cabo una medición directa y simplificada, se describe a continuación un método sencillo que permite, conocer el factor de ruido del dispositivo, así como su ganancia asociada, éste método es descrito por Friis⁽¹³⁾. En este método se lleva a cabo una calibración adecuada que permite cuantificar las pérdidas de entrada y salida del montaje del GaAsFET y de esta forma obtener su efecto sobre el factor de ruido y la ganancia asociada.

Considérese el diagrama de la Fig. 10 como un diagrama simplificado del banco de prueba descrito en la Fig. 9 en donde G_1 es la ganancia del transistor GaAsFET acoplado mediante el aislador 1, F_1 es el factor de ruido con la influencia de G_2 . Es decir, con todos los elementos del banco de prueba de la Fig. 9 después del punto b. Si la fuente de ruido es aplicada en el punto a, F_1 es obtenida; si el transistor es removido y la fuente es aplicada en b, F_2 es obtenido. El factor de ruido de dos amplificadores es cascada para el caso de la Fig. 10 según Mumford⁽¹³⁾ se escribe como

$$F_1 = F_d + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad , \quad (42)$$

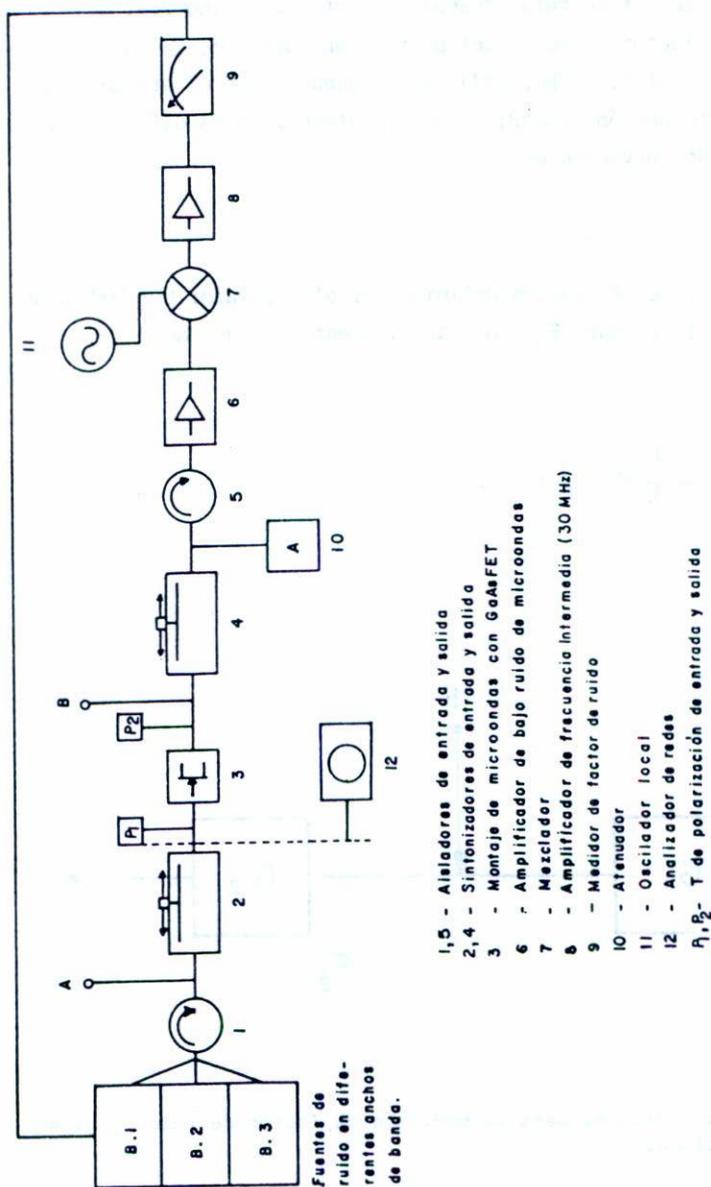


Fig. 9, Diagrama a bloques de la medición de factor de ruido.

en donde F_d es el factor de ruido deseado o factor de ruido real del GaAsFET, F_2 es el factor de ruido del punto b en adelante, G_1 es la ganancia asociada del GaAsFET; la Ec. (42) es obtenida cuando el atenuador 6 proporciona una atenuación de 0dB; cuando la atenuación es diferente de 0dB, la Ec. (42) se convierte en

$$F' = F_d + \frac{AF_2 - 1}{G_1} \quad , \quad (43)$$

donde A es el valor de atenuación definido por el atenuador 6. Mediante (42) y (43) se obtienen para F_d y G_1 las siguientes ecuaciones:

$$G = \frac{(A - 1)F_2}{F' - F_1} \quad , \quad (44)$$

$$F_d = F' - \frac{F_1' - F_1}{A - 1} \left(1 - \frac{1}{F_2} \right) \quad . \quad (45)$$

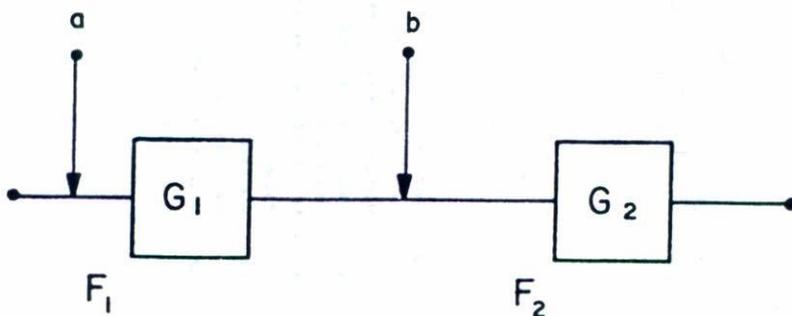


Fig. 10. Diagrama a bloques para la medición de factor de ruido y ganancia asociada.

En la Tabla I se resumen los resultados obtenidos en la medición del factor de ruido y ganancia obtenidos mediante las Ecs. (44) y (45) pa

ra el caso de GaAsFET comerciales. Este método, aunque sencillo, constituye una herramienta valiosa en el conocimiento del factor de ruido y ganancia del dispositivo y su aplicación cuidadosa proporciona mediciones en las cuales se pueden cuantificar las pérdidas con suficiente exactitud.

TABLA I

Transistor	Frecuencia (GHz)	Corriente de drenaje (ma) ($v_{DS} = 3V$)	F_{min} , G (dB)
NEC 38883	8	10	2.8 , 9.9 (2.3), (11)
	4	10	1.5 , 12.1 (1.2), (13)
AFT 2101	12	10	3.5 , 7 (3.6), (6)
	12	5	3.7 , 6.5
	12	60	6.7 , 11.5
	8	10	3.4 , 8.3 (3) , (9)
HFET 1101	8	10	2.3 , 7.4 (2.6), (7.5)
	4	10	1.8 , 11 (1.6), (11)

() Valores proporcionados por el fabricante

Valores medidos de factor de ruido y ganancia asociada para tres diferentes dispositivos GaAsFET.

De la Tabla I se pueden observar las diferencias que existen entre los valores medidos en laboratorio propio y los proporcionados por el fabricante. Las diferencias existen de transistor a transistor y de banco de prueba a banco de prueba. Por lo tanto, la medición de F_{min} y de G en

las condiciones propias proporciona información importante para el usuario del dispositivo, dado que éste realizará las pruebas de los sistemas diseñados con la componente en el mismo banco de prueba y a las frecuencias y polarizaciones que le convengan. La información del fabricante en este sentido es limitada. Se puede observar también de la tabla I el efecto nocivo sobre el factor de ruido del aumento de corriente de drenaje y frecuencia.

CONCLUSIONES

Las conclusiones generales del trabajo desarrollado se resumen de la siguiente manera:

Una caracterización de ruido precisa es de fundamental importancia para el estudio de ruido de fondo del dispositivo. El conocimiento de F_{\min} proporciona información sobre T_{e1} , de tal forma que la caracterización adecuada del dispositivo completo, tanto como de capas epitaxiales realizadas en su proceso de fabricación constituyen factores importantes a la descripción de las propiedades globales del dispositivo. El conocimiento profundo de las propiedades de dispositivos semiconductores de microondas permite su utilización de manera óptima, en particular para el diseño de receptores de bajo nivel de ruido.

A la fecha se han logrado dispositivos GaAsFET con factores de ruido F_{\min} a 4 GHz de alrededor de 0.5 dB⁽¹⁴⁾ lo cual es un avance desde el punto de vista tecnológico muy importante, sin embargo, a pesar de los avances en el proceso de fabricación de dispositivos GaAsFET los cuales han llevado a obtener valores muy bajos del factor de ruido de microondas, no se cuenta hasta el momento con un modelo completo que describa con precisión y de una manera global el comportamiento estático, dinámico y de ruido de fondo de dispositivos GaAsFET con compuertas de submicrones para su utilización en el rango de microondas. El estudio de las propiedades de ruido de dispositivos GaAsFET y la medición de su mínimo factor de ruido han sido de fundamental importancia para el desarrollo de sistemas preamplificadores de señales vía satélite. Los montajes del dispositivo fueron llevados a cabo en el Departamento de Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional.

Las mediciones de F_{\min} se llevaron a cabo en el Laboratoire d'Automatique et D'Analyse des Systemes en Toulouse, Francia y en el Centro de Investigación Científica y Educación Superior de Ensenada, Baja California.

REFERENCIAS

1. A. Van der Ziel, K.M. Van Vliet, "H.F. Thermal Noise in Space Charge Limited Solid State Diodes II", *Solid State Electronics*, Vol. 11, pp. 508-59 (1968).
2. A. Van der Ziel, "Fluctuation Phenomena in Semiconductors" Butterworths Publications London (1959).
3. W. Baechtold, "Noise Behavior of Schottky Barrier Gate Field Effect at Microwave Frequencies", *IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol. ED-18, No. 2 pp. 97-104, Feb. (1971).
4. J. Graffeuil, "Proprietes Statiques, Dynamiques et de Bruit des Transistor MESFET a L'arseniure de Gallium", These d'etat, Université Paul Sabatier, (1979).
5. A. Van der Ziel, "Thermal Noise in Field Effect Transistors" Proceedings of the IRE, Vol. 50 pp. 1808-1812, August (1962).
6. R.A. Pucel et al, "Signal and Noise Properties of Gallium Arsenide Microwave Field Effect Transistors", *Advances in Electronics and Electron Physics*, Vol. 38, New York, Academic Press (1975) pp. 195-265.
7. A. Van der Ziel, "Noise" Prentice Hall (1976).
8. A. Serrano, "Estudio de las Propiedades de Dispositivos GaAsFET y su relación a Aspectos de Tecnología de Fabricación y de Diseño de Amplificadores de Bajo Ruido en Microondas" Tesis Doctoral, Depto. de Ing. Eléctrica, Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, (1980).
9. H. Fukui "Optimal Noise Figure of Microwave GaAs MESFET's" *IEEE Transactions on Electron devices*, vol. ED-26, No. 7, pp. 1031-1037, July (1979).
10. B. Lorigou, "Etude des Caracteristiques des Transistors a Effect de Champ Hyperfrequence en fonction de la Temperature" Report final note technique CPM/ICS68, CNET, Lannion, France Janvier (1973).
11. Hewlett Packard, GaAsFET HFET-1101 parameter specification brochure.
12. H.T. Friis "Noise Figure of Radio Receivers" *Proc. I.R.E.* Vol. 32 pp. 419, (1944).
13. W.W. Mumford, "Noise Performance Factors in Communications Systems", Horizon House Inc.
14. K. Ohata et al, "Super Low-Noise GaAs MESTET's with a Deep-Recess Structure", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-27, No. 6, June (1980).