

# EQUIVALENCIA ENTRE LAS RESISTENCIAS PARÁSITAS Y LOS FENÓMENOS NO-CUASIESTÁTICOS EN MODELOS DE FETs CON $V_{DS}=0$ V

T.M. Martín Guerrero, B. Del Castillo Vázquez, E. Márquez Segura, C. Camacho Peñalosa  
 Departamento de Ingeniería de Comunicaciones  
 E.T.S. Ingeniería de Telecomunicación, Universidad de Málaga  
 Campus Universitario de Teatinos, 29071 Málaga  
 teresa@ic.uma.es

## ABSTRACT

A nonquasi-static (NQS) small-signal intrinsic FET model is used to show the equivalence between the parasitic resistances and the charging resistances that model the NQS effects in this type of devices under 'cold' bias conditions ( $V_{DS}=0$  V). The analysis is employed to explain some ambiguities in the values of extracted elements observed when modelling MESFETs and HEMTs and to show the differences between some parameter extraction techniques.

## 1. INTRODUCCIÓN

Aparentemente, y a pesar de los innumerables métodos propuestos, el problema de la extracción de parámetros dista de estar resuelto de forma consistente. Podría, en general, afirmarse que los problemas detectados apuntan en una dirección: mal condicionamiento [1] del problema como consecuencia de la existencia de relaciones o equivalencias entre diferentes elementos de los circuitos equivalentes que se emplean para simular el comportamiento de los FETs. El análisis de estas relaciones o equivalencias no es fácil ya que, de haberlas, dependen del circuito equivalente empleado y son muchos, y muy variados, los que se utilizan. Sólo recientemente Roblin et al. [2] han constatado que en el caso de emplear un determinado modelo no cuasi-estático (NQS) de FET es posible asignar arbitrariamente el valor de una de las resistencias parásitas ( $R_s$ ) y encontrar siempre el conjunto de valores para el resto de los parámetros que conserva intacta la respuesta global del modelo.

En esta comunicación se profundiza en el significado físico de la ambigüedad constatada por Roblin et al. [2] y se justifica analíticamente que el circuito equivalente NQS es totalmente equivalente a uno cuasi-estático (QS) con tres resistencias 'parásitas' en el caso del 'FET-frío' ( $V_{ds}=0$  V, 'cold FET'). Puesto que la mayor parte de las técnicas de extracción de parámetros se basan en medidas realizadas en tales condiciones, los resultados obtenidos se consideran relevantes a la hora de implementar e interpretar tales técnicas de extracción.

## 2. ANALISIS

Bajo condiciones de polarización de 'FET-frío' y corriente de puerta despreciable, el circuito equivalente de pequeña señal no cuasi-estático (NQS) propuesto por Daniels et al. [3] (y utilizado en [2]) para los dispositivos FET de microondas se reduce al mostrado en la Fig. 1,

donde  $\tau$  representa el tiempo de relajación del dispositivo. Nótese que cuando  $V_{DS}=0$  V todos los tiempos de relajación característicos del modelo deben tomar el mismo valor  $\tau$ . Nótese también que las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  están asociadas a la existencia de fenómenos de relajación en el modelo, y que cuando se anulan, al anularse el tiempo de relajación  $\tau$ , el modelo se convierte en el modelo cuasi-estático clásico.

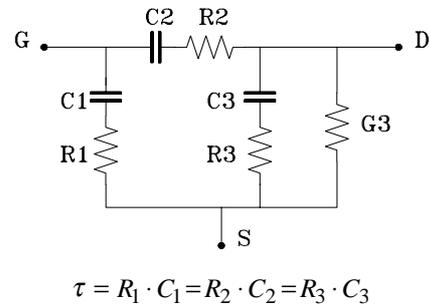
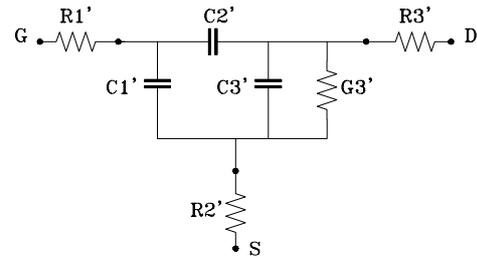


Fig.1.- Circuito equivalente de pequeña señal no cuasi-estático (NQS) para  $V_{DS}=0$  e  $I_{GS}=0$ .

Resulta fácil comprobar que el circuito equivalente de la Fig.1 es equivalente al representado en la Fig.2.



$$C_{eq}^2 = C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3 \quad // \quad D = C_{eq}^2 + \tau G_3 (C_1 + C_2)$$

$$R_1' = \frac{\tau C_1}{D} \quad R_2' = \frac{\tau C_2}{D} \quad R_3' = \frac{\tau (C_3 + \tau G_3)}{D}$$

$$C_1' = C_1 \quad C_2' = C_2$$

$$C_3' = C_3 + \frac{\tau G_3}{C_{eq}^2} (C_{eq}^2 + D) \quad G_3' = G_3 \frac{D}{C_{eq}^2}$$

Fig.2.- Circuito equivalente de pequeña señal no cuasi-estático (NQS) para  $V_{DS}=0$  e  $I_{GS}=0$  construido como un modelo cuasi-estático (QS) más tres resistencias 'parásitas'.

Esta reestructuración del modelo indica que el circuito equivalente de la Fig.1 se puede obtener añadiendo tres resistencias ( $R_1'$ ,  $R_2'$  y  $R_3'$ ) a un circuito equivalente cuasi-estático, esto es, que añadiendo estas tres resistencias 'parásitas' es posible convertir un modelo QS en uno NQS. Esto también significa que cualquier cambio en el valor de  $\tau$  puede ser 'absorbido' modificando adecuadamente el valor de estas resistencias 'parásitas'. Puesto que las verdaderas resistencias parásitas ( $R_g$ ,  $R_s$  y  $R_d$  en la denominación más utilizada) deben conectarse en serie con  $R_1'$ ,  $R_2'$  y  $R_3'$ , respectivamente, puede concluirse que la equivalencia eléctrica entre las resistencias parásitas y los fenómenos NQS en el dispositivo intrínseco puede provocar ambigüedades en la extracción de los elementos del modelo.

### 3. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES

Las expresiones obtenidas para  $R_1'$ ,  $R_2'$  y  $R_3'$  indican que están ligadas entre sí y que sólo se dispone un grado de libertad que es intercambiable por el valor de  $\tau$ . Por consiguiente, cualquier intento de ajustar la respuesta del modelo a un conjunto de medidas utilizando el circuito equivalente NQS y tres resistencias parásitas da lugar a un problema mal condicionado. Esto significa, en otras palabras, que es posible seleccionar arbitrariamente el valor de una de las resistencias sin limitar la respuesta del circuito equivalente [2].

Una importante consecuencia de lo anterior, como así lo indican las expresiones de la Fig.2, es que, dependiendo del valor que se asigne a la resistencia cuyo valor se fija arbitrariamente, se obtienen valores diferentes para  $G_3'$  y  $C_3'$  obsérvese que, por el contrario, los valores de  $C_1'$  y  $C_2'$  son independientes de la elección de este parámetro. En [4] Cojocarú y Brazil han constatado que pequeños errores relativos en la determinación de las resistencias parásitas de fuente y drenador pueden originar grandes errores en los valores extraídos para algunos parámetros intrínsecos. Aunque el circuito equivalente que han empleado es diferente al de la Fig.1 y, por tanto, las expresiones obtenidas no son aplicables, los problemas descritos son analizables en el marco de equivalencias similares a la descrita. Otro resultado obtenido por Cojocarú y Brazil es que estos fenómenos desaparecen por debajo del 'pinch-off'. Este resultado es evidente si se tiene en cuenta que  $G_3$  se anula por debajo del 'pinch-off' y que las expresiones de la Fig.2 indican que, en este caso, el valor de  $C_3'$  es también independiente de las resistencias parásitas extraídas.

Por otra parte, resulta inmediato comprobar que, en muy baja frecuencia, la conductancia total drenador-fuente vale  $G_3$  independientemente de los valores extraídos para las resistencias parásitas, lo que imposibilita la resolución de la ambigüedad mediante la medida 'directa' de la admitancia drenador-fuente.

Aunque desde puntos de vista diferentes, la resolución de esta ambigüedad es lo que ha motivado la introducción de hipótesis adicionales sobre, por ejemplo, la distribución entre los diferentes terminales de la resistencia del canal (otra forma de referirse al tiempo de relajación  $\tau$ ) o la utilización de circuitos equivalentes intrínsecos cuasi-estáticos junto con resistencias parásitas dependientes de la polarización [5]. No obstante, es posible resolver la ambigüedad de forma consistente recurriendo a consideraciones adicionales aceptables desde un punto de vista físico (independencia de  $R_g$  y  $R_d$  respecto de la polarización [2]), o a consideraciones de escalabilidad [6], si bien en este último caso es preciso disponer de dispositivos con diferentes anchuras de puerta e idéntica sección transversal.

### AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen la financiación para la realización de este trabajo a la CICYT, proyecto TIC98-1027.

### REFERENCIAS

- [1] F.D. King, P. Winson, A.D. Snider, L. Dunleavy, D.P. Levinson, "Math methods in transistor modeling: condition numbers for parameter extraction", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 46, pp. 1313-1314, September 1998.
- [2] P. Roblin, S. Akhtar, J. Strahler, "New non-quasi-static theory for extracting small-signal parameters applied to LDMOSFETs", IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 10, pp. 322-324, August 2000.
- [3] R.R. Daniels, A.T. Yang, J.P. Harrang, "A universal large/small signal 3-terminal FET model using a nonquasi-static charge-based approach", IEEE Trans. Electron Devices, vol. 40, pp. 1723-1729, October 1993.
- [4] V.I. Cojocarú, T.J. Brazil, "Parasitic resistance extraction errors with implications for FET model accuracy around  $V_{ds}=0$ ", 1997 IEEE MTT-S Digest, pp. 1599-1602, Denver (Colorado, USA), June 8-13, 1997.
- [5] J. Cao, F.J. Lin, P.S. Kooi, M.S. Leong, "Extraction of the bias-dependent source and gate resistances from measured S-parameters under multi-bias conditions", Proceedings of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 1035-1038, New Delhi (India), December 17-20, 1996.
- [6] B. Del Castillo Vázquez, T.M. Martín Guerrero, C. Camacho Peñalosa, "Parameter extraction procedure for microwave and millimetre-wave monolithic FET-type devices based on a scalable distributed model", Proceedings of the 6th European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Applications Symposium, pp. 318-323, Amsterdam (Holland), 5-7 October, 1998.