

Caracterización eléctrica de transistores MOSFET comerciales

Dr. Rodolfo Zola García Lozano
Centro Universitario UAEM Ecatepec. Ecatepec, Edo. de Méx., México
zolagarcia@yahoo.com

Dr. Jesús Ezequiel Molinar Solís
Centro Universitario UAEM Ecatepec. Ecatepec, Edo. de Méx., México
cue@uaemex.mx

Ing. José Alejandro Pineda Aguillón
Tecnológico de Estudios Superiores de Coacalco TESCO. Coacalco, Edo. de Méx., México
lalets09@hotmail.com

Ing. Raúl Sandoval Trejo
Tecnológico de Estudios Superiores de Coacalco TESCO. Coacalco, Edo. de Méx., México
cielt@hotmail.com

Área de participación: Licenciatura en Informática

Resumen

En el presente trabajo se hace la descripción de tres de las técnicas, más comúnmente utilizadas para la extracción del voltaje de umbral en transistores MOSFET aplicándolas a dispositivos comerciales. Con base a los resultados experimentales se identifican las ventajas y desventajas de la utilización de cada una de las metodologías.

Palabras clave: *Parámetros, Voltaje de umbral, Transistores MOSFET*

Introducción

Actualmente la mayoría de las personas involucradas en el desarrollo de proyectos electrónicos conocen la importancia del uso de simuladores en el diseño y optimización de circuitos electrónicos. La posibilidad de probar los dispositivos y los circuitos, bajo condiciones virtualmente reales, incrementa las probabilidades de éxito de los proyectos y reduce el costo de producción de los mismos. Hoy por hoy, existen en el mercado diferentes simuladores electrónicos disponibles, sin embargo todos ellos basan su funcionamiento en modelos matemáticos que describen el comportamiento de los diferentes dispositivos. Un aspecto fundamental para el modelado y que ha sido poco atendida en los libros de texto, tiene que ver con las técnicas de extracción de los parámetros utilizados en los modelos (García Sánchez, Ortiz-Conde, De Mercato, & Juin J., 2000). Por ejemplo, en el caso de los transistores MOSFET, las referencias técnicas normalmente abordan los principios de operación de los dispositivos, modelos matemáticos que describen el comportamiento eléctrico del dispositivo, la definición de ciertos parámetros como el voltaje de umbral y las ecuaciones que integran el modelo, así como circuitos de aplicación y ejemplos de simulaciones, pero no se le pone interés a los procedimientos que permiten, a partir de una medición experimental, la obtención de los parámetros del modelo.

Materiales y Métodos

La figura 1, muestra la sección transversal de un transistor de efecto de campo con estructura metal-óxido-semiconductor (MOSFET) canal N. Estos dispositivos basan su funcionamiento en la capacidad de controlar, mediante el voltaje aplicado a la terminal de compuerta, la concentración y el tipo de portadores en la región semiconductor cercana a la

interfaz óxido/semiconductor (Dosi Konstantinov, 2003). Para explicar su funcionamiento, consideraremos que inicialmente el transistor se encuentra “apagado”, es decir, que aun cuando se aplique una diferencia de potencial entre las terminales drenador y la fuente, no existe ningún flujo de corriente a través de ellas. Esto se debe a que entre estas terminales existen dos uniones PN en “contra serie” que provocan que en cualquier condición de polarización, una de las uniones esté polarizada en inversa, condición que evita el paso de la corriente de los portadores mayoritarios (Tyagi, 1991).

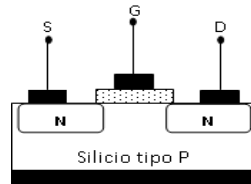


Figura 1. Corte transversal de transistor MOSFET

Para el caso del transistor canal N mostrado en la Fig. 1, al aplicar un voltaje positivo a la compuerta, la concentración de portadores de carga negativos (electrones) en la región semiconductor cercana a la interfaz (óxido/semiconductor) se incrementa. Cuando el voltaje de compuerta aplicado (V_{GS}) es mayor que el voltaje de umbral del transistor (V_T) la concentración de portadores de carga negativa presentes en la región semiconductor cercana a la interfaz óxido/semiconductor es tan alta que se forma una región tipo N, la cual funciona como un canal entre las terminales drenador y fuente, permitiendo el paso de la corriente eléctrica. Para estas condiciones, el canal se comporta como un elemento resistivo respecto al voltaje de drenador (V_{DS}), es decir, cualquier incremento en V_{DS} produce un incremento proporcional en la corriente de drenador, I_D . Esta región se presenta cuando $V_{GS} > V_T$ y $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ y se conoce como región lineal. Según el modelo de control de carga (Fjeldly, Ytterdal, & Shur, 1998), la expresión de la corriente de drenador en la región lineal de operación en forma simplificada se puede expresar como:

$$I_D = K \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (1)$$

Donde K es un factor geométrico que dado por $K = \frac{W}{L} C_i \mu_n$, W y L son las dimensiones del ancho y el largo del canal respectivamente, C_i es la capacitancia del dieléctrico de compuerta y μ_n es la movilidad de los electrones en el canal.

Para voltajes de drenador suficientemente bajos, el término $\frac{1}{2} V_{DS}^2$ puede ser despreciado, por lo que la expresión de la corriente de drenador del MOSFET puede expresarse:

$$I_D = K (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2)$$

Si se continúa incrementando la diferencia de potencial entre el drenador y la fuente, para voltajes de drenador suficientemente altos ($V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$), la concentración de portadores en la región cercana al contacto de drenador decrece con el incremento de V_{DS} hasta alcanzar la condición de oclusión del canal. Esta condición provoca que la dependencia de la corriente I_{DS} respecto al voltaje V_{DS} se reduzca hasta que la corriente de drenador alcanza su valor de saturación, a partir del cual la I_{DS} se mantiene constante aun cuando se aumente V_{DS} (Ortiz-Conde, Carneira, Estrada, García Sánchez, & Quintero, 2001). Esta región se conoce como región de saturación. Según el modelo de control de carga, para el MOSFET la expresión de la corriente de drenador en saturación puede expresarse:

$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (3)$$

Curvas características del MOSFET canal n.

La Fig. 2 muestra la curva característica de salida medida experimentalmente de un transistor MOS canal N del circuito integrado TC4007UBP. Para realizar la medición se implemento el circuito mostrado en la Fig. 3 a). Las fuentes fueron programadas de la siguiente manera:

- Fuente 1 (VD): hace un barrido de voltaje desde 0 V hasta 5 V.
- Fuente 2 (VG): Al terminar la fuente 1 el barrido de voltaje, F2 incrementa el voltaje de compuerta en 1 V. Este ciclo se repitió hasta que F1 completa el barrido de voltaje con $V_G=5$ V.
- Fuente 3 (VS): Esta fuente se mantiene a un valor constante de CERO volts y se programa para realizar una medición de la corriente I_{DS} para cada condición de polarización aplicada.

Como se puede observar en la Fig. 2 para voltajes V_{DS} bajos, la I_{DS} tiene una dependencia lineal respecto a V_{DS} , mientras que para $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$, I_{DS} alcanza su valor de saturación.

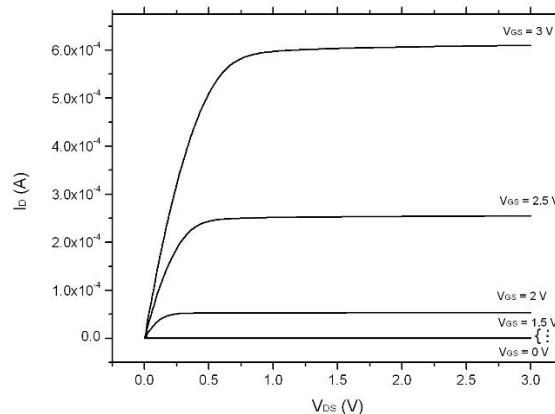


Fig. 2. Característica de salida del transistor MOS canal N del circuito integrado TC4007UBP y circuito de medición.

La Fig. 3 b) muestra un diagrama en el que se representan las condiciones de polarización realizadas para la característica de salida.

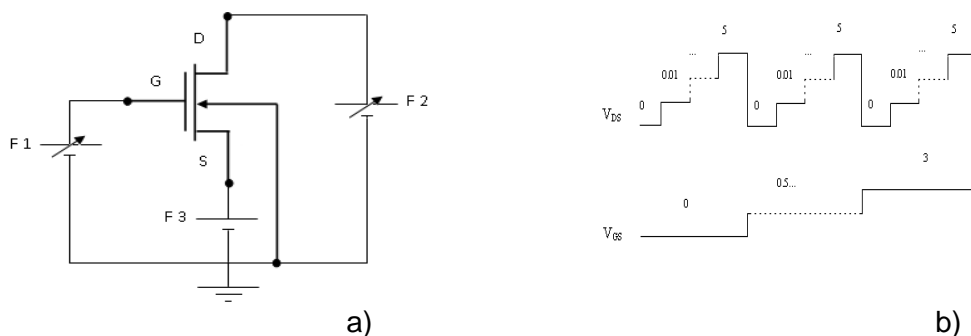


Fig. 3 a) Circuito de medición y b) Condiciones de polarización para obtención experimental de la característica de salida.

Curvas de transconductancia.

Otro parámetro importante para el transistor MOSFET es la transconductancia (g_m), la cual está definida como la razón del cambio de la corriente del drenador respecto al cambio en el voltaje de compuerta, es decir:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_D = \text{constante}} \quad (4)$$

Como se puede observar de la ecuación 4, la transconductancia es un parámetro que sirve para cuantificar el efecto que tiene el voltaje de compuerta sobre la corriente del transistor. Para obtener las curvas de transconductancia es necesario medir la corriente I_{DS} para un barrido del voltaje V_{GS} . La curva de transconductancia en régimen lineal se mide para valores de V_{DS} muy pequeños, en el caso de los MOSFET normalmente $V_{DS} = 0.1$ V. Para la característica de transconductancia en saturación el V_{DS} puede ser igual al máximo valor V_{GS} aplicado. La Fig. 4 muestra las curvas de transconductancia lineal y de saturación, en escala semilogarítmica de un transistor MOS canal N del circuito integrado TC4007UBP. Un parámetro que comúnmente se extrae de la curva de transconductancia es la pendiente subumbral (S), la cual se considera como la razón de cambio del logaritmo de la corriente de drenador respecto al cambio de en el voltaje de compuerta. De la Fig. 4 se observa que en la región de máxima pendiente, el valor de la pendiente subumbral es $S = 0.15$ V/década. Entre más pequeño sea la magnitud de este parámetro se entiende que el efecto del voltaje de compuerta sobre la corriente de drenador es mayor y por lo tanto será mejor el dispositivo.

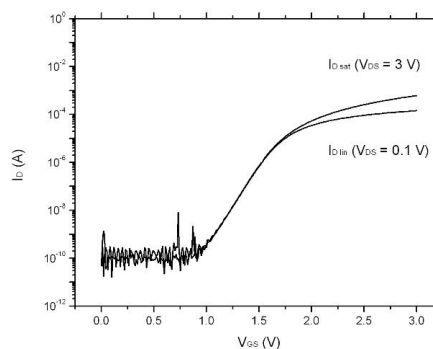


Fig. 4. Curvas de transconductancia del transistor MOS canal N del circuito integrado TC4007UBP.

Técnicas de extracción del voltaje de umbral.

Existen diferentes técnicas de extracción del voltaje de umbral a partir de las curvas características del MOSFET. En el presente trabajo utilizaremos las técnicas de extracción:

- Extrapolación de la característica lineal
- Extrapolación en la curva $I_{DS}^{1/2}$ vs V_{GS} .
- Utilizando el operador H.

Debido a la sencillez de los procedimientos, las técnicas de extracción del voltaje de umbral del MOSFET más comúnmente usadas las de extrapolación de la característica lineal y de la raíz cuadrada de la corriente. Sin embargo, como se analizará posteriormente, en algunos dispositivos MOSFET especiales, las ecuaciones 1 y 2 no modelan adecuadamente el comportamiento eléctrico de estos dispositivos, por esta razón se hace necesario utilizar procedimientos diferentes que permitan encontrar la dependencia de la I_{DS} respecto el V_G del dispositivo.

Extrapolación de la característica lineal.

Esta técnica de extracción del voltaje de umbral se basa en el comportamiento de la corriente I_{DS} en el régimen lineal. De la ecuación 2, observamos que cuando el voltaje de compuerta (V_{GS}) es igual al valor del voltaje de umbral (V_T) la I_D será igual a CERO amperes. En la Fig. 5 se muestra la curva de transconductancia del transistor canal N en escala lineal. Como se puede observar, para valores bajos de voltaje de compuerta, la corriente del drenador se comporta linealmente. De esta curva el V_T se obtiene a partir del intercepto con el eje de las "x" de la recta resultante de realizar una regresión lineal en el intervalo de valores de V_{GS} en los que la I_D se comporta de forma lineal ($2V \leq V_{GS} \leq 3V$). Para este intervalo, la ecuación de la recta obtenida de la regresión lineal es:

$$I_D = 2.25 \times 10^{-4} V_{GS} - 3.87 \times 10^{-4} \quad (5)$$

Igualando la ecuación 5 con cero y despejando V_{GS} obtenemos que el $V_T=1.72$ V.

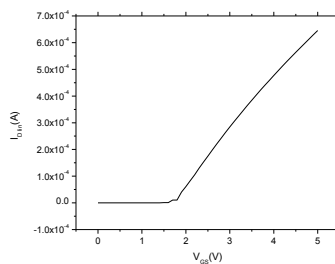


Fig. 5. Curvas de transconductancia lineal del transistor MOS canal N del circuito integrado TC4007UBP

Extrapolación en la curva $I_{DS}^{1/2}$ vs V_{GS} .

El voltaje de umbral también puede ser determinado de la característica del transistor MOS en régimen de saturación (Schroeder, 2006). Para estas condiciones de polarización, la I_D tiene una dependencia cuadrática respecto al V_{GS} (ver ecuación 3). Para extraer el voltaje de umbral se gráfica $I_{DS}^{1/2}$ vs V_{GS} (Fig. 6). De la ecuación 3, se obtiene:

$$I_D^{1/2} = \sqrt{\frac{K}{2}} (V_{GS} - V_T)$$

De forma similar que en la técnica de extracción descrita en la sección anterior, el voltaje de umbral se extrae de la extrapolación a cero de la curva de la raíz cuadrada de la corriente de drenador. Realizando la regresión lineal de la $I_{DS}^{1/2}$ en el rango $2V \leq V_{GS} \leq 3V$, el voltaje de umbral obtenido es igual a 1.62 V.

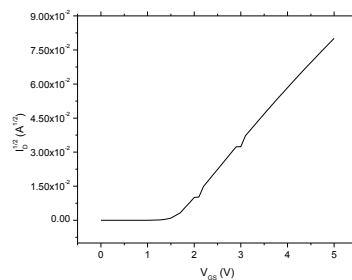


Fig. 6. Curvas de transconductancia en saturación del transistor MOS canal N del circuito integrado TC4007UBP

Extracción del voltaje de umbral utilizando el operador H.

Como se mencionó, los dos métodos de extrapolación en de la característica lineal y de saturación son los más utilizados para la extracción del voltaje de umbral en transistores MOSFET. Sin embargo, a continuación se mostrarán ciertas condiciones para las cuales no es correcto aplicar estas técnicas y se hace necesario la utilización de otros métodos para la extracción del voltaje de umbral. En la Fig. 7 a) se presenta la curva de transconductancia lineal de un transistor canal N del circuito ALD1160. Como se puede observar en esta figura, la curva experimental no presenta la dependencia lineal descrita en la ecuación 2 y en la cual se basa el método de extrapolación de la característica lineal. De forma similar, en la Fig. 7 b) se observa que la corriente de drenador en saturación no guarda la dependencia cuadrática descrita por la ecuación 3. La variación de la dependencia de la corriente respecto al voltaje de compuerta mostrado en las curvas de transconductancia de los transistores del ALD1160 se debe al efecto de canal corto presente en este tipo de dispositivos (Antognetti & Massobrio, 1988). Esta diferencia en el comportamiento eléctrico del dispositivo restringe el uso de las técnicas de extrapolación de las características lineal y de saturación para la extracción del voltaje de umbral, en función de que en estas técnicas se asumen condiciones, no son válidas para los dispositivos en estudio. Por tal motivo, para extraer el valor del voltaje de umbral, es necesario identificar la dependencia de la I_{DS} respecto al V_{GS} .

Para realizar la extracción del voltaje de umbral efectivo, reescribiremos la ecuación de la característica lineal como sigue:

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^{1+\gamma} V_{DS} \quad (6)$$

Donde γ es el parámetro relacionado con la desviación de la dependencia lineal de la corriente respecto al voltaje de compuerta.

El operador H está definido como:

$$H = \frac{\int I_D dV_{GS}}{I_D} \quad (7)$$

Integrando la ecuación 6 respecto a V_{GS} obtenemos:

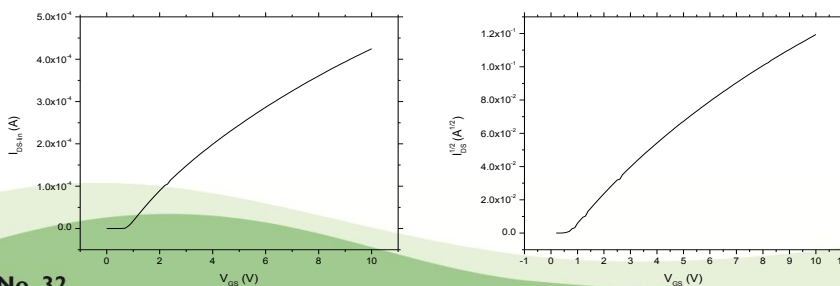
$$\int I_D dV_{GS} = K \frac{(V_{GS} - V_T)^{2+\gamma}}{2+\gamma} V_{DS} \quad (8)$$

Dividiendo la integral de la corriente de drenador respecto a la expresión de la corriente y simplificando términos el operador H queda:

$$H = \frac{1}{2+\gamma} V_{GS} - \frac{V_T}{2+\gamma} \quad (9)$$

Como se puede observar en la ecuación 9, el operador H es una función lineal de V_{GS} , donde el intercepto con el eje de las abscisas es el valor del voltaje de umbral y el valor de γ puede despejarse de la pendiente de la recta, esto es:

$$\gamma = \frac{1}{m} - 2 \quad (10)$$



a) b)

Fig. 7. Característica de transconductancia (a) lineal y (b) saturación de un transistor canal N del ALD 1160.

Resultados y Discusión

La figura 8 muestra la gráfica del operador H calculado a partir de los datos experimentales de la medición de transconductancia en saturación. En la figura se observa que el comportamiento experimental del operador H ajusta adecuadamente con el comportamiento lineal descrito por el operador H. La ecuación $H = -0.6075 + 0.5918 \cdot V_{GS}$ describe el comportamiento lineal del operador H. A partir de estos valores obtenemos que el $V_T = 1.02$ V y $\gamma = -0.31$. La ventaja de utilizar el operador H para calcular el valor del voltaje de umbral radica en que en ningún momento se asume un valor de la dependencia exponencial de la I_{DS} , por el contrario, el método permite calcular la magnitud de esta dependencia a partir del procesamiento matemático de las mediciones experimentales.

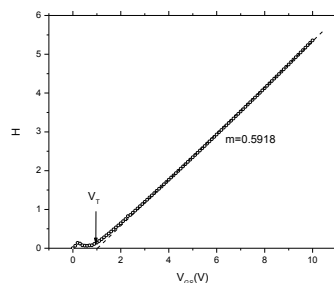


Fig. 8. Operador H de la curva de transconductancia del transistor canal N del circuito ALD 1160.

Conclusiones

Los métodos de extrapolación de la característica lineal y extrapolación de la curva $I_{DS}^{1/2}$ vs V_{GS} permiten la extracción del voltaje de umbral de los transistores MOSFET a partir de las mediciones experimentales. La sencillez de estos métodos es la ventaja que ha hecho de de los mismos las técnicas más comúnmente utilizadas. Sin embargo, cuando la dependencia de la corriente de drenador es diferente a la los valores convencionales, como en el caso de los transistores del circuito ALD1160, el uso de estas técnicas es incorrecto debido a que las ecuaciones convencionales no son validas. En este caso, el cálculo del voltaje de umbral puede realizarse mediante la utilización del operador H. Adicionalmente esta técnica permite calcular de forma simultánea el valor de la dependencia de la I_{DS} respecto al voltaje de compuerta.

Referencias

- Antognetti, P., & Massobrio, G. (1988). *Semiconductor device modeling whith SPICE*. New York: Mc Graw Hill.
- Dosi Konstantinov, D. (2003). *Fabrication, characterisation and modelling of nanocrystalline silicon thin-film transistors obtained by hot-wire chemical vapour deposition*. Catalunya: UPC.
- Fjeldly, T. A., Ytterdal, T., & Shur, M. (1998). *Introduction to device modeling and circuit simulation*. New York: Wiley-Interscience.
- García Sánchez, F. J., Ortiz-Conde, A., De Mercato, G., & Juin J., L. (2000). Extracción de parámetros y procesamiento de señales usando funciones potenciales. *Universidad, Ciencia Y Tecnología*, 123-136.

- Ortiz-Conde, A., Cardeira, A., Estrada, M., García Sánchez, F. J., & Quintero, R. (2001). A simple procedure to extract the threshold voltage of amorphous thin film MOSFETs in the saturation region. *SOLID-STATE ELECTRONICS*, 663-667.
- Schroeder, D. K. (2006). *Semiconductor material and devices characterization*. New York: IEEE Press, Wiley-Interscience.
- Tyagi, M. S. (1991). *Introduction to semiconductors materials and devices*. New York: Jonh Wiley & Sons.

Acerca de los Autores

Dr. en C. Rodolfo Zola García Lozano recibió el grado de Ingeniería Electrónica de Tecnológico de Estudios Superiores de Ecatepec (TESE), México en 1996. Obtuvo el grado de doctorado en Ingeniería Eléctrica en el Centro de Investigación y Estudios Avanzados (CINVESTAV-IPN), Ciudad de México, en 2005. Actualmente trabaja como Profesor Titular en la Universidad Autónoma del Estado de México (UAEM) en Ecatepec, Estado de México. Sus intereses de investigación están relacionados con los circuitos electrónicos y la aplicación de los dispositivos de película delgada.

Dr. Jesús Ezequiel Solís Molinar recibió el grado de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Ciudad Guzmán (ITCG), Jalisco, en 1999. Obtuvo el grado de maestría y doctorado en ingeniería eléctrica en el Centro de Investigación y Estudios Avanzados (CINVESTAV-IPN), Ciudad de México, en 2002 y 2006, respectivamente. Actualmente trabaja como Profesor Titular en la Universidad Autónoma del Estado de México (UAEM) en Ecatepec, Estado de México, sus intereses de investigación están relacionados con los circuitos analógicos, redes neuronales y los chips de la visión.

Ing. en Comp. José Alejandro Pineda Aguillón recibió el grado de Ingeniería en Computación de la Universidad Autónoma del Estado de México (UAEM), Ecatepec, en 2007. Actualmente está por concluir estudios de Maestría en Ciencias de la Computación por la UAEM, el presente artículo forma parte de su trabajo de tesis y se encuentra trabajando como profesor de tiempo completo en el Tecnológico de Estudios Superiores de Coacalco (TESCO), sus intereses de investigación están relacionados con el desarrollo de software enfocado a la instrumentación virtual y desarrollo de tecnología educativa.

Ing. en Comp. Raúl Sandoval Trejo recibió el grado de Ingeniería en Computación de la Universidad Autónoma del Estado de México (UAEM), Ecatepec, en 2009. Actualmente está por concluir estudios de Maestría en Ciencias de la Computación por la UAEM, el presente artículo forma parte de su trabajo de tesis y se encuentra trabajando como profesor de tiempo completo en el Tecnológico de Estudios Superiores de Coacalco (TESCO), sus intereses de investigación están relacionados con el desarrollo de técnicas de extracción de parámetros de dispositivos electrónicos experimentales de dos y tres terminales

Autorización y renuncia

Los autores del presente artículo autorizan al Tecnológico de Estudios Superiores de Coacalco (TESCo) para publicar el escrito en la Revista de Divulgación Institucional TESCOATL. El TESCo o los editores no son responsables ni por el contenido ni por las implicaciones de lo que está expresado en el escrito.