

# Análisis de dispositivos Semiconductores

1<sup>st</sup> Di Toro, Facundo  
fditoro@itba.edu.ar  
Instituto Tecnológico de Buenos Aires

2<sup>nd</sup> Professi, Nicolás  
nprofessi@itba.edu.ar  
Instituto Tecnológico de Buenos Aires

**Abstract**—A la hora de diseñar circuitos que precisan el uso de dispositivos semiconductores resulta vital conocer hasta que punto la teoría se corresponde con la práctica. De esta forma se puede determinar como los efectos no ideales de un semiconductor pueden afectar al punto de operación de un circuito o al modelo de pequeña señal de un componente determinado. En este informe se detalla el análisis de circuitos de polarización de un Diodo, un BJT, dos MOSFET y un JFET. Para cada caso se obtuvo el punto Q y los parámetros de pequeña señal a partir de circuitos simulados. Además, se detalla si los resultados obtenidos de la simulación se corresponden con la teoría. Por último, se discute la validez de la teoría de la dependencia cuadrática de un MOSFET.

**Index Terms**—Semiconductores, Pequeña señal, Punto Q, Transistor, Diodo, BJT, MOSFET, JFET, Dependencia Cuadrática.

## I. INTRODUCCIÓN

El presente informe detalla el análisis de varios dispositivos semiconductores utilizados en electrónica. Un diodo rectificador, un BJT, dos MOSFET y un JFET. A lo largo del informe se analizan circuitos de polarización provistos por la cátedra para estos dispositivos, indicando sus respectivos puntos Q y los parámetros de pequeña señal para cada caso. Además, se exponen las curvas de salida y entrada, comparando los resultados con la teoría de los semiconductores estudiada. Por último, se discute la validez de la teoría de la dependencia cuadrática en MOSFETs.

## II. ANÁLISIS DE CORRIENTE CONTINUA

### A. Diodo: 1N4001

Se simuló el circuito indicado, obteniéndose la siguiente curva y punto Q:

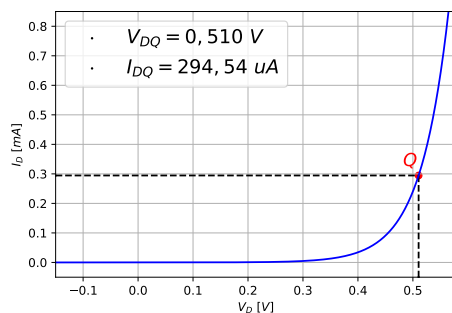


Figure 1: Curva del diodo.

La única discrepancia relevante, en comparación con el modelo teórico, es que el modelo de LTSpice no contempla la ruptura por avalancha en inversa del diodo. Este es un aspecto importante que debe ser tenido en cuenta a la hora de diseñar un circuito.

### B. Transistor BJT: BC546B

En este caso, se simularon las curvas de entrada y de salida del circuito indicado. Los gráficos y el punto de polarización Q obtenidos son los correspondientes a las figuras 2 y 3.

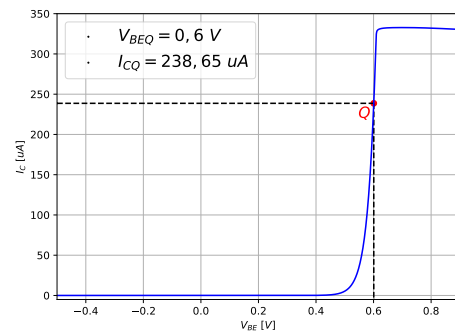


Figure 2: Curva de entrada del BJT.

Algo importante a notar en este gráfico es el hecho de que después de  $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$  el transistor se satura. Esto se debe a que: cuando  $V_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$   $I_C = \beta \cdot I_B$  toma un valor suficientemente alto para que  $V_{CE} \approx 0 \text{ V}$ . En este punto, la corriente  $I_C$  no puede seguir aumentando por más que aumente  $V_{BE}$  o  $I_B$  (esto también se puede interpretar como una disminución del  $\beta$ ). Si  $I_C$  siguiera aumentando caería sobre  $R_C$  una tensión mayor a la de la fuente de alimentación, lo cual no es posible.

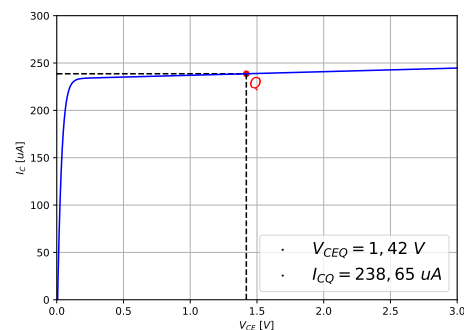


Figure 3: Curva de salida del BJT.

Ambos gráficos del BJT se corresponden adecuadamente con la teoría, incluyendo el **efecto Early** que se puede observar en la curva de salida.

Nótese que en el punto Q,  $V_{BCQ} = V_{BEQ} - V_{CEQ} = -0,82V < 0$  indicando que la juntura B-C se encuentra en inversa. Además  $V_{BEQ} > 0$  por lo que B-E se encuentra en directa. Por lo tanto el transistor se encuentra en **Modo Activo Directo**. Cabe aclarar que en este circuito se modificó  $R_C = 15k\Omega$  para asegurar que el BJT trabaje en MAD y luego se puedan calcular los parámetros de pequeña señal.

### C. Transistor JFET: 2N3819

Para el JFET de canal N se obtuvieron los siguientes gráficos de entrada y salida, utilizando el circuito propuesto en la consigna. Se modificó la resistencia de colector para que el JFET se encuentre trabajando en la zona de saturación y así, realizar posteriormente, el análisis de pequeña señal. En este caso  $R_D = 730\Omega$

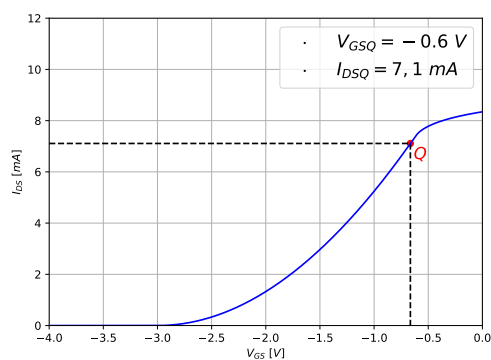


Figure 4: Curva de entrada JFET.

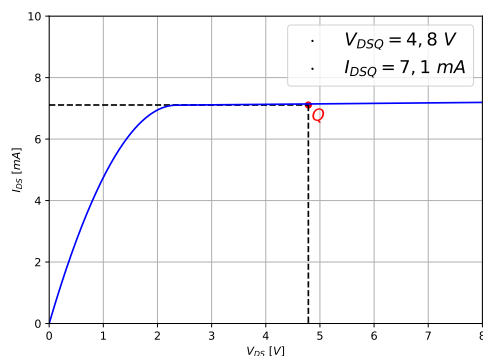


Figure 5: Curva de salida JFET.

Ambos gráficos del JFET se corresponden adecuadamente con la teoría, a excepción de la parte final de la curva de entrada del transistor JFET, producido por un cuello de botella en la corriente

ID al estar limitada por la resistencia de Drain. Se observa también el **efecto Early** en la curva de salida.

### D. Transistor MOSFET de Enriquecimiento: 2N7000

Para el MOSFET canal N de enriquecimiento se obtuvieron los siguientes gráficos donde se indica el punto Q.

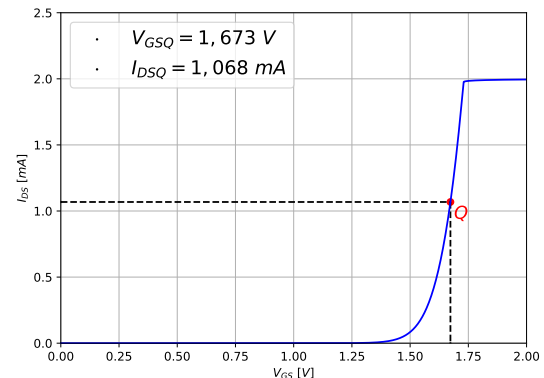


Figure 6: Curva de entrada del MOSFET de Enriquecimiento.

En la curva de entrada, se puede observar que, al igual que sucedía en el BJT, cuando  $V_{GS} \approx 1,75V$  la corriente  $I_D$  alcanza un valor tal, que genera que toda la tensión de entrada caiga sobre la resistencia  $R_D$  y, por ende,  $V_{DS} = 0V$ . Y por esta razón, no puede aumentar  $I_D$  por más que aumente  $V_{GS}$ .

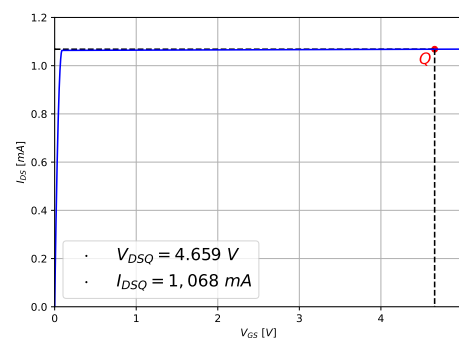


Figure 7: Curva de salida del MOSFET de Enriquecimiento.

En esta curva nuevamente se puede apreciar el efecto early. Aunque, en concordancia con la teoría, se puede notar que el efecto es mucho menos apreciable que en un BJT. Se puede notar, gráficamente, que  $V_{TH} \approx 1,5V$ . Y como  $V_{GS} > V_{TH}$  y  $V_{DS} > V_{DSat} = V_{GS} - V_{TH} = 0,173V$  se puede afirmar que el MOSFET se encuentra en **saturación**.

### E. Transistor MOSFET de Vaciamiento: LND150H

Para el MOSFET de canal n preformado, se obtuvieron las siguientes curvas de entrada y salida:

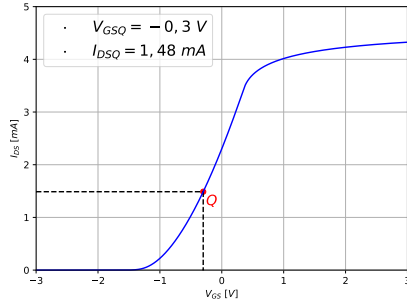


Figure 8: Curva de entrada del MOSFET de Vaciamiento.

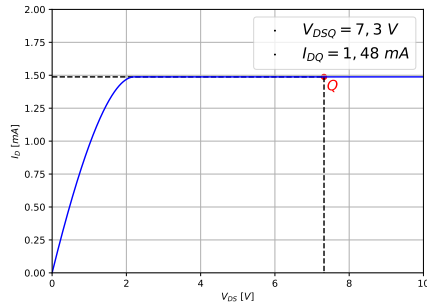


Figure 9: Curva de salida del MOSFET de Vaciamiento.

En este caso, el MOSFET se encuentra trabajando en **saturación**. Y para situar el punto Q en ese modo de operación, se modificó la  $R_D$ . En este caso  $R_D = 1800\Omega$

### III. ANÁLISIS DE PEQUEÑA SEÑAL

#### A. Diodo: 1N4001

Para el modelo de pequeña señal del diodo, debemos calcular la resistencia dinámica que es la inversa de la pendiente de la curva en el punto Q calculado. Utilizando los datos simulados, se obtiene  $r_d = \frac{1}{\partial I_D / \partial V_D} = 158,7\Omega$  y  $R_e = \frac{V_D}{I_D} = 1731,5\Omega$ .

#### B. Transistor BJT: BC546B

Para el BJT se considera el modelo de pequeña señal de Giacometto. A partir de las curvas se obtienen los parámetros,  $r_0 = \frac{1}{\partial I_C / \partial V_{CE}} = 263k\Omega$ ;  $r_\pi = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = 980\Omega$ ;  $g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = 6,25mS$

Sin embargo, puede resultar de interés preguntarse ¿Hasta qué valores de tensión de alterna se puede considerar pequeña señal? La respuesta depende del circuito. Primero hay que considerar

que hay dos cuestiones que pueden provocar que deje de valer el modelo de pequeña señal: que se llegue a la zona de saturación o corte (como se explica en la curva de entrada del BJT en el análisis de continua) y/o que se pierda la linealidad. El primer caso provocaría que la señal de salida se vea recotada (se recorta por arriba si se llega a la saturación y por abajo si se llega al corte). El segundo caso (pérdida de linealidad) generaría que la señal de salida se vea deformada. Debido a cómo se encuentra polarizado este circuito en particular, se llega muy rápidamente a la saturación con tan solo  $9mV$  de alterna. Por esta razón, no se llega a apreciar el efecto de la pérdida de linealidad. Entonces, podemos considerar (para este circuito en particular) que el modelo de pequeña señal deja de valer cuando la señal es suficientemente grande para generar que el transistor se sature.

Para poder establecer una relación entre el modelo de pequeña señal y la señal de salida simulada, se realiza un análisis transiente, el cual permite obtener la entrada y la salida en función del tiempo. Se observa que mientras la señal de salida no tenga distorsión respecto de la entrada, el modelo de pequeña señal coincide con los resultados esperados.

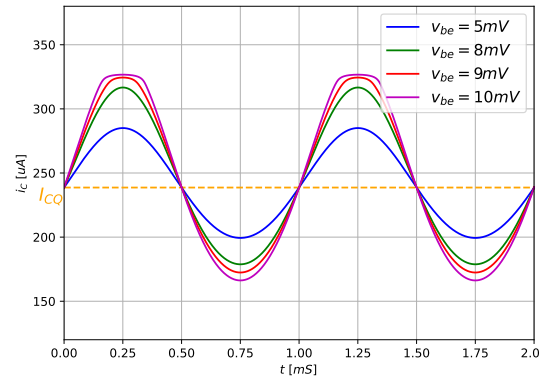


Figure 10: Gráficos de salida con pequeña señal del BJT.

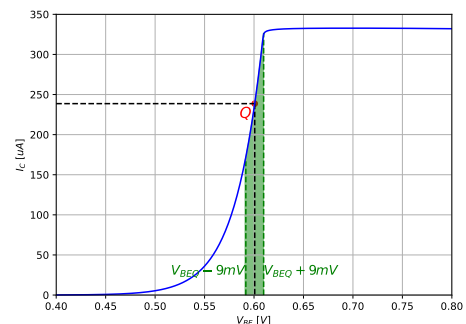


Figure 11: Región de validez del modelo de pequeña señal.

En la Figura 10 se pueden observar los valores de  $i_C$  simulados con distintos valores de  $v_{be}$  donde se puede observar que recién a partir de los  $9mV$  se comienza a saturar la salida. Por lo tanto, por lo mencionado anteriormente, se puede considerar que el modelo de pequeña señal es adecuado hasta  $\approx 9mV$  de valor pico.

Notese que el modelo de pequeña señal deja de valer justo en el punto en el que el transistor entra en saturación tal y como se explicó anteriormente. Esto es debido a que (como se mencionó en el análisis de continua) si la tensión de entrada alcanza este punto,  $I_C$  no podrá aumentar por más que aumente  $V_{BE}$  o  $I_B$ .

#### C. Transistor JFET: 2N3819

Para el análisis de pequeña señal del JFET, se verifica observando el grafico de salida, que el JFET se encuentra trabajando en saturación. A partir de las curvas se encuentran los parámetros importantes.  $r_0 = \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}} = 63,3k\Omega$  ;  $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 5,9mS$  ;  $r_\pi = \frac{\partial V_G}{\partial I_G} = 1,2T\Omega$  Se verifica que la resistencia de entrada del JFET  $\rightarrow \infty$ , al tratarse de un transistor de efecto de campo.

#### D. Transistor MOSFET de Enriquecimiento: 2N7000

Observando la curva de salida se verifica que el MOSFET esta trabajando en saturación y se obtienen los parametros de manera similar al del transistor JFET.  $r_0 = \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}} = 949,5k\Omega$  ;  $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 9,8mS$  ;  $r_\pi = \frac{\partial V_G}{\partial I_G} \approx \infty$

#### E. Transistor MOSFET de Vaciamiento: LND150H

Observando la curva de salida se verifica que el MOSFET esta trabajando en saturación y se obtienen los parametros de manera similar al del transistor JFET.

$$r_0 = \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}} \approx 10^{36}\Omega ; g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2,55mS ; r_\pi = \frac{\partial V_G}{\partial I_G} \approx \infty$$

Notemos que ahora, además de tener una impedancia de entrada muy alta, la resistencia dinámica de salida se puede considerar también infinita.

#### IV. EL PUNTO DE SATURACIÓN DE UN MOSFET, ¿ES REALMENTE CUADRÁTICO CON $V_{DS}$ ?

En MOSFETs existe algo llamado **la teoría de la dependencia cuadrática** que indica que la corriente de saturación se puede calcular como:

$$I_{DSat} = \frac{\mu C'_{ox}}{2} \frac{W}{L} \underbrace{(V_{GS} - V_{TH})^2}_{V_{DSat}}$$

para llegar a este resultado, se asume que el ancho de la zona desierta se mantiene constante a lo largo

de todo el canal. Esto no se cumple en la realidad, por lo que esta relación, no es realmente cuadrática. La relación que más se ajusta a las evidencias experimentales viene dada por la **Bulk-Charge Theory** que recibe este nombre debido a que, en la realidad, la zona desierta es más ancha cerca del drain (cuando  $V_D \neq 0$ ) y esto se puede pensar como una variación en la carga del "Bulk". Esta variación en la carga del Bulk debe ser tenida en cuenta en las relaciones de balance de cargas para tomar en cuenta todas las variables (razón por la cual falla la ley cuadrática). Sin embargo, esta ley deriva en una relación mucho más compleja; además, la ley cuadrática arroja muy buenos resultados al compararlos con la evidencia experimental. Debido a su simplicidad, en la práctica, se suele utilizar la ley cuadrática.

Otra evidencia de que la razón por la que falla la ley cuadrática es el hecho de no tener en cuenta la variación de cargas del bulk es que la expresión de la ley de bulk se reduce a la ley cuadrática si  $N_B \rightarrow 0$  y  $t_{ox} \rightarrow 0$ . Siendo  $N_B$  la concentración de impurezas en el Bulk o body y  $t_{ox}$  el ancho del óxido.

#### V. CONCLUSIONES

A lo largo del desarrollo del trabajo, se pudo comprobar la correspondencia de la teoría con las simulaciones. Sin embargo, hay cuestiones importantes a tener en cuenta como el hecho de que en las simulaciones no se describe correctamente el comportamiento en inversa de un diodo, o que las cuentas utilizadas en la teoría en muchos casos no se acercan a los valores simulados. Además, como se explica en la última sección, hay cuestiones de la teoría que son simplificaciones y hay situaciones en las que las mismas no resultan suficientes para describir a un dispositivo.

Por todo esto, resulta evidente la importancia de tener los conocimientos teóricos para poder interpretar cuando los resultados simulados son correctos o para tener una primera idea de que es lo que se espera de un circuito.

Sin los conocimientos teóricos no se podrían conocer los límites de validez del modelo de pequeña señal del BJT o directamente no se podrían interpretar los resultados simulados.

#### REFERENCES

- [1] R. F. Pierret, *Semiconductor Device Fundamentals*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1996.