

# (TB070) Dispositivos Semiconductores

## Trabajo Práctico Final : Transistor MESFET

106213 Sebastián Lazo (slazo@fi.uba.ar)

26 de Febrero 2026

### 1 Resumen

En el presente informe se aplican los conocimientos adquiridos en la materia Dispositivos Semiconductores para el estudio y análisis del dispositivo conocido como MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor). Se abordan su estructura, parámetros característicos, aplicaciones típicas, modos de operación, así como su modelo clásico y su modelo completo. Se presentan diagramas de bandas para cada modo de operación, curvas características y se discuten los efectos no ideales que influyen en su comportamiento real.

### 2 Introducción al dispositivo

El transistor MESFET es un dispositivo multijuntura de tres terminales: fuente, drenaje y compuerta, su estructura forma un canal por el cual fluyen los portadores desde el terminal fuente hacia el terminal de drenaje. La conductividad del canal es modulada por el potencial eléctrico aplicado en el terminal de compuerta. Puede clasificarse como una variación del transistor MOSFET, con la diferencia de que no posee una capa de óxido aislante entre la compuerta y el sustrato, característica que también comparte con el transistor JFET. Con respecto a este último, difieren en el material de la compuerta, ya que en el MESFET no es de material semiconductor, sino metálica, empleándose metales como aluminio, titanio, oro, níquel o platino.

#### 2.1. Motivación de su desarrollo

Para comprender la necesidad de esta clase de transistor es necesario conocer una limitación en los transistores MOSFET, estos pueden no ser apropiados si se desea fabricar un transistor utilizando ciertos materiales semiconductores, como en el caso del arseniuro de galio (GaAs), dado que en la interfase, entre el GaAs y un aislante como el óxido, se forman un gran número de trampas superficiales que inhiben la acción compuerta. Además, las compuertas de unión no se difunden con tanta facilidad dentro del GaAs debido a la inestabilidad del material a altas temperaturas, por lo tanto no se realizan uniones P-N con facilidad. Sin embargo, dado que el GaAs tiene una mayor movilidad que el silicio para sus portadores libres, su empleo es aconsejable en aplicaciones que requieren rápidas velocidades de conmutación. La mayoría de las aplicaciones utilizan el MESFET de canal n en lugar del de canal p debido a la mayor movilidad de los portadores en los dispositivos de canal n (Sze & Lee, 2002). Por consiguiente, se utilizan estructuras del tipo MESFET de canal n para cubrir esas necesidades (Streetman & Banerjee, 2006). Otros semiconductores utilizados para fabricar MESFET's son nitruro de galio (GaN), carburo de silicio de estructura cristalina (4H-SiC) y fosforo de indio (InP), las características de los mismos se encuentran en la tabla de la figura 1.

Property	Si	Ge	GaAs	GaN	4H-SiC	InP
Electron mobility ( $\text{cm}^2 \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ )	1500	3900	8500	1000	900	5400
Hole mobility ( $\text{cm}^2 \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ )	450	1900	400	350	120	200
Bandgap (eV)	1.12	0.66	1.42	3.2	3.23	1.35
Avalanche field ( $10^5 \text{ V/cm}$ )	3.8	2.3	4.2	50	35	5.0
Saturated drift velocity ( $10^7 \text{ cm/s}$ )	0.7	0.6	2.0	1.8	0.8	2.0
Saturation field ( $10^3 \text{ V/cm}$ )	8		3	15	25	25
Thermal conductivity at 25°C ( $\text{W/cm} \cdot ^\circ\text{C}$ )	1.4	0.6	0.45	1.7	4.9	0.68
Dielectric constant	11.9		12.9	14	10	8
Substrate resistance ( $\Omega \text{ cm}$ )			>1000	>1000	1–20	>1000
Transistors			MESFET			MESFET
			HEMT	MESFET	MESFET	HEMT
			HBT	HEMT	HEMT	HBT
			P-HEMT			P-HEMT

Figura 1: Tabla con las características principales de los semiconductores y el tipo de transistor fabricado con ellos (Giannini et al., 2009).

## 2.2. Primer prototipo

El MESFET fue propuesto y demostrado por primera vez por Carver Mead en 1966, se puede observar una imagen de el primer prototipo en la figura 2. Poco después, Hooper y Lehrer informaron sobre su rendimiento en dispositivos de microondas en 1967 (Sze et al., 2021). Carver Mead recibió una pequeña muestra de GaAs de tipo n formado epitaxialmente (crecimiento cristalino ordenado) sobre una oblea semiaislante y comenzó a trabajar en el laboratorio grabando la capa epitaxial de su diminuta muestra de oblea, paso a paso, hasta que pudo ver la perforación desde un contacto metálico a una tensión de 10 V. El proceso que estaba usando era un grabado químico de tiempo aproximado con metanol y bromo, y aunque la tensión de 10 V era un poco alto comparado con experiencias similares, ya había pasado por varios pasos de grabado, metalización y medición (usando la relación entre capacitancia y tensión para obtener la concentración de dopaje del canal y espesor de agotamiento) para llegar a este punto. Decidió detenerse y, usando un rapidógrafo calentado (un bolígrafo de dibujo de tinta líquida de estilo antiguo) lleno de cera negra, dibujó una franja a lo largo de la oblea para definir el área activa de lo que sería la región de fuente-drenaje, y luego grabó cuidadosamente a través de la región epitaxial hasta el GaAs semiaislante en el resto. A continuación, soldó por puntos dos hojas de afeitar de filo recto a pequeñas piezas transversales para hacer una máscara para una puerta muy estrecha. Los bordes de las hojas estaban tan juntos que formaban un patrón de difracción a lo largo de sus bordes casi en contacto (Siegel, 2021).

Usando esta máscara improvisada, evaporó un electrodo de compuerta de aluminio muy fino (de unas pocas micras de ancho) a través del hueco entre las aspas y a lo largo del punto medio de la mesa. Después, soldó contactos óhmicos de indio-mercurio a la mesa, en lados opuestos de la compuerta, para formar la fuente y el drenador. Sorprendentemente, el dispositivo funcionó y Carver pudo registrar curvas I-V del FET, dado que el transistor operaba a 10 V. Redactó el breve artículo y lo presentó a las Actas del IEEE en diciembre, denominándolo Transistor de Efecto de Campo de Puerta de Barrera Schottky, que posteriormente se convertiría en el MESFET (Siegel, 2021).

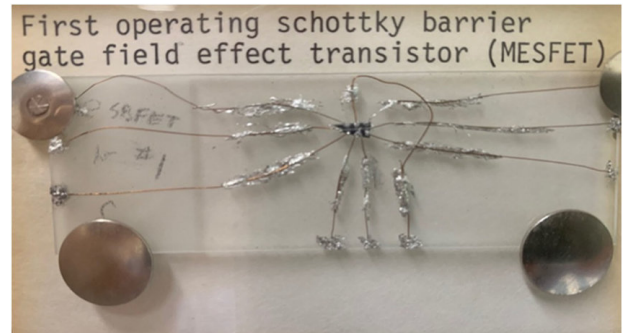


Figura 2: Fotografía del primer prototipo de MESFET de GaAs, tal como está conectado a un porta-objetos de microscopio (Siegel, 2021).

## 2.3. Estructura

Los MESFET's se construyen a partir de una delgada capa epitaxial de GaAs de tipo n dopada con impurezas donadoras como pueden llegar a ser silicio, azufre o selenio depositada sobre un sustrato semi-aislante también de GaAs pero dopado intencionalmente con cromo, que se comporta como un único aceptor cerca del centro de la banda prohibida de energía, con el objetivo de obtener un semi-aislante con una resistividad de ordenes de hasta  $10^9 \frac{\Omega}{cm}$  (Neamen, 2012). Sobre esta capa se definen las tres terminales del dispositivo: *source*, *drain* y *gate* (fuente, drenaje y compuerta), como se aprecia en la Figura 3 y 4.

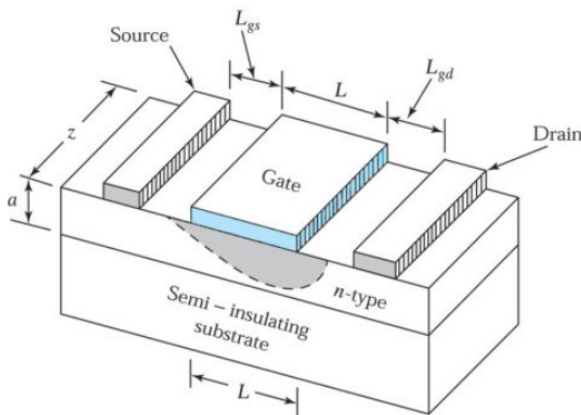


Figura 3: Estructura tridimensional del transistor MESFET (Sze et al., 2021).

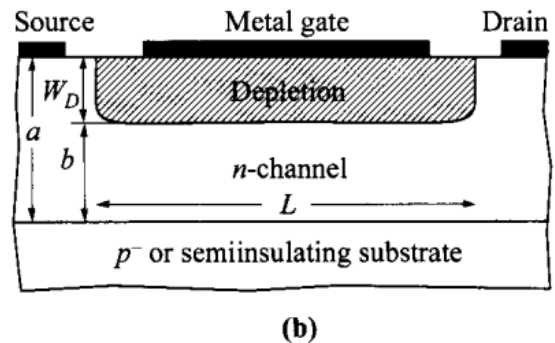


Figura 4: Estructura del transistor MESFET, se observa la apertura neta del canal  $b$  controlada por el ancho de agotamiento  $W_D$  (Sze & Lee, 2002).

Sobre el sustrato semi-aislante se encuentra la región activa del dispositivo, conformada por la capa de GaAs dopada ligeramente, en ella se forma el canal por el cual circulan los portadores mayoritarios cuando el dispositivo está en conducción.

En las zonas correspondientes a *source* y *drain*, esta misma capa se dopa fuertemente con las mismas impurezas de tipo n para obtener contactos óhmicos de baja resistencia, facilitando así la inyección y recolección de portadores.

Finalmente, en la región correspondiente a la terminal *gate*, se deposita un metal en contacto directo con el canal, formando una unión metal-semiconductor que permite controlar la conducción modulando la anchura de la región de agotamiento en el canal definida como  $W_D$ , esto se detalla en la figura 4. Una diferencia crucial con respecto de los transistores de unión bipolar es que los transistores de efecto de campo no requieren de corriente de polarización y son controlados por tensión. Además, el hecho de que su funcionamiento responde a la corriente de portadores mayoritarios se los designa como transistores unipolares.

Es posible que se contemple la inclusión de una capa opcional de material tipo p conocido como *p-buffer* con el propósito de mejorar el acople, aislando mejor el canal, reduciendo corrientes de fuga hacia el sustrato y mejorando la estabilidad del dispositivo.

El dispositivo frente a una elevada temperatura disminuye su corriente evitando un descontrol térmico, esto permite conectar fácilmente varios MESFET en paralelo, creando así un dispositivo más grande, como se detalla, por ejemplo, en la figura 5. En la figura 7 se aprecian dos imágenes reales del dispositivo mediante un microscopio, la primera mediante un corte transversal y la segunda una visual superior. Por último, en la figura 6 se detalla conceptualmente la polarización usual del dispositivo.

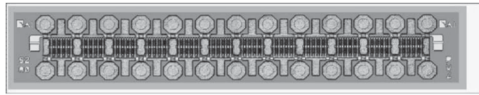


Figure 1.34 Picture of a 6W GaAs MESFET (3×0.6mm) at X-band (courtesy of Selex-SI).

Figura 5: Arreglo integrado de MESFETs de GaAs (Giannini et al., 2009).

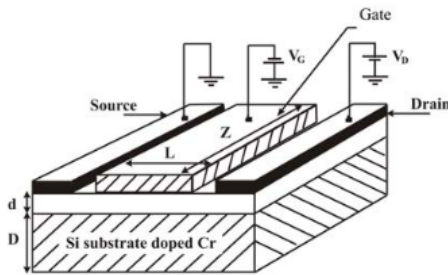


Figura 6: Esquema conceptual de polarización del MESFET (Belgat et al., 2004).

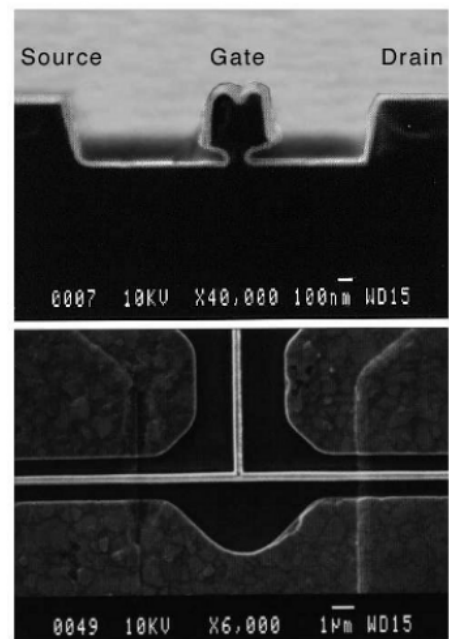


Figura 7: Sección transversal (arriba) y vista superior (abajo) de un MESFET de  $0,1 \mu m$  (Mishra & Singh, 2008).

### 2.3.1. Características del semiconductor y su dopaje

En el caso del arseniuro de galio, es un sólido semiconductor compuesto cuya red cristalina forma una estructura conocida como *zincblenda* apreciable en la figura 8, compuesta por arsénico del grupo V y galio del grupo III unidos detallada en la figura 9. Al agregar una impureza, esta reemplaza a alguno de los átomos en la red cristalina. Para obtener material tipo n, la impureza donadora debe aportar un electrón adicional respecto del átomo que reemplaza. Cuando se emplea silicio como impureza, este sustituye al galio, que posee tres electrones de valencia, mientras que el silicio posee cuatro, actuando como donador. Por otro lado, el azufre y el selenio poseen seis electrones de valencia, por lo que al reemplazar al arsénico, que posee cinco, aportan un electrón adicional, dando lugar a material tipo N (Neamen, 2012).

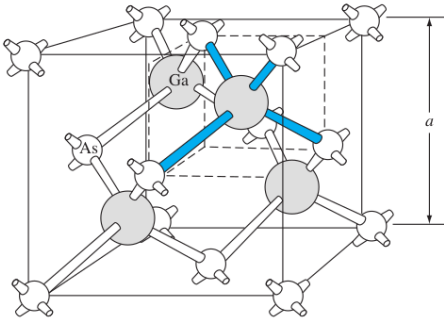


Figure 1.14 | The zincblende (sphalerite) lattice of GaAs.

Figura 8: Estructura cristalina tipo zinc-blenda del semiconductor GaAs (Neamen, 2012).

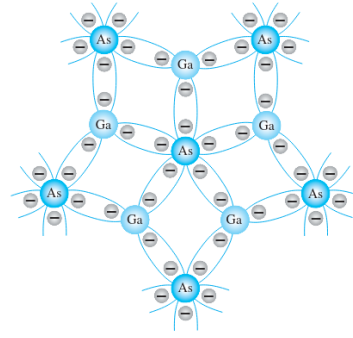


FIG. 1.5

Enlace covalente del cristal del GaAs.

Figura 9: Enlace covalente del cristal del GaAs. (Boylestad & Nashelsky, 2015).

## 2.4. Aplicaciones típicas

Es empleado en sistemas de comunicación por microondas, amplificadores, radiotelescopios hasta antenas parabólicas domésticas, sistemas satelitales y teléfonos celulares operando en frecuencias por encima de 3 GHz. La tecnología MESFET es relevante en aplicaciones especializadas de alta potencia y alta temperatura, se suelen adoptar para frecuencias de hasta 18-20 GHz, mientras que la adopción de dispositivos de heterojunción (principalmente del tipo HEMT) se hace obligatoria para frecuencias de operación más altas (Giannini et al., 2009).

## 2.5. Tipos de MESFET

Al diseñar un MESFET canal n, se puede optar por una determinada concentración de impurezas y geometría del canal tal que requiera tensiones de compuerta negativas para modular o interrumpir la conducción, el cual se conoce como modo empobrecimiento (D-MESFET o Depletion-mode MESFET) o tensiones de control positivas, este ultimo nombrado como modo enriquecimiento (E-MESFET o Enhancement-mode MESFET).

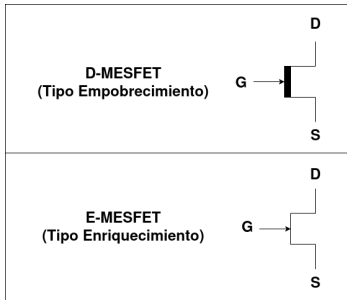


Figura 10: Simbología típica de cada MESFET de canal n.

De esta forma se pueden clasificar en dos tipos de MESFET por cada tipo de canal, los mismos comúnmente se diferencian con ayuda de los símbolos que se presentan en la figura 10. Es importante tener en cuenta, sin embargo, que el canal debe ser de material tipo n en un MESFET. La movilidad de los huecos en GaAs es relativamente baja comparada con la de portadores de carga negativa por lo que se pierde la ventaja de utilizar GaAs en aplicaciones de alta velocidad. El resultado es: Los MESFET tipo empobrecimiento y tipo enriquecimiento se hacen con un canal n entre el drenaje y la fuente y, por consiguiente, sólo los MESFET tipo n son comerciales (Boylestad & Nashelsky, 2015).

# 3 Parámetros Característicos

En el informe se tomara como objeto de estudio un transistor MESFET formado por GaAs de canal n de empobrecimiento (D-MESFET), con silicio como impureza dopante en el canal y titanio como el metal de la compuerta a una temperatura de 300 K. A continuación se presentaran los diferentes parámetros típicos de referencia utilizados en el informe.

## 3.1. Parámetros físicos

Los materiales que forman el dispositivo desprenden diferentes características descritas por los siguientes parámetros (1), tales determinan propiedades fundamentales del dispositivo, como la formación de la barrera *Schottky*, la zona de vaciamiento, el transporte de portadores, etc.

Tabla 1: Parámetros físicos característicos de los materiales utilizados en el análisis del MESFET

Parámetro	GaAs	Si (dopante)	Ti	Cr
Tipo de material	Semiconductor	Semiconductor	Metal	Metal
Energía de banda prohibida $E_g$ [eV]	1.42	1.12	–	–
Constante dieléctrica relativa $\epsilon_s$	$12,9 \cdot \epsilon_0$	$11,7 \cdot \epsilon_0$	–	–
Afinidad electrónica $\chi$ [eV]	4.07	–	–	–
Función trabajo $\Phi_M$ [eV]	–	–	4.33	4.50
Movilidad electrónica $\mu_n$ [cm <sup>2</sup> /Vs]	8500	–	–	–
Campo critico $\xi_{max}$ [ $\frac{kV}{cm}$ ]	300	300	–	–
Campo de saturación $\xi_{sat}$ [ $\frac{kV}{cm}$ ]	100	100	–	–
Masa efectiva $m_n^*$	$0,067 \cdot m_o$	–	–	–
Masa efectiva $m_p^*$	$0,47 \cdot m_o$	–	–	–
Concentración intrínseca de portadores $n_i$ [cm <sup>−3</sup> ]	$1,79 \cdot 10^6$	$1,45 \cdot 10^{10}$	–	–
Concentración $N_D$ [cm <sup>−3</sup> ]	$4 \cdot 10^{15}$	–	–	–
Concentración $N_A$ [cm <sup>−3</sup> ]	0	–	–	–
Comportamiento en el MESFET	Canal	Dopaje	Schottky / Óhmico	Aislante

Siendo  $m_o = 9,109 \cdot 10^{-31} Kg$ .

### 3.2. Parámetros Geométricos

En la siguiente tabla se presentan los parámetros que describen las dimensiones geométricas del dispositivo (2).

Tabla 2: Parámetros geométricos característicos utilizados en el análisis del MESFET

Parámetro	Símbolo	Valor	Descripción
Longitud de la compuerta	$L$	$4 \mu m$	Longitud del canal en la dirección $x$ (source–drain)
Ancho del dispositivo	$Z$	$10 \mu m$	Dimensión del canal en la dirección $z$ (ancho del dispositivo)
Espesor del canal	$a$	$1,2 \mu m$	Altura física del canal en la dirección $y$
Ancho de la zona de vaciamiento	$W_d$	–	Extensión de la región de vaciamiento bajo la compuerta
Espesor efectivo del canal	$d_{eff}$	–	Espesor del canal conductor: $d_{eff} = a - W_d$
Área efectiva del canal	$A_{ch}$	–	Área transversal del canal: $A_{ch} = Z \cdot d_{eff}$

### 3.3. Parámetros eléctricos

El comportamiento eléctrico del dispositivo se podrá describir con ayuda de las definiciones de diferentes tensiones, corrientes, resistencias, capacitancias y otros parámetros eléctricos para facilitar el análisis del dispositivo (3).

Tabla 3: Parámetros eléctricos característicos utilizados en el análisis del MESFET

Parámetro	Símbolo	Unidad	Descripción
Tensión compuerta–fuente	$V_{GS}$	V	Tensión aplicada a la unión Schottky de la compuerta.
Tensión drenaje–fuente	$V_{DS}$	V	Tensión aplicada entre drenaje y fuente.
Corriente de drenaje	$I_D$	A	Corriente que circula por el canal del MESFET.
Corriente de compuerta	$I_G$	A	Corriente de fuga de la unión Schottky.
Tensión umbral	$V_p$	V	Tensión $V_{GS}$ para la cual el dispositivo comienza a conducir.
Tensión de pellizco (pinch–off)	$V_{p0}$	V	Tensión $V_{GS}$ para la cual el canal se estrangula por completo.
Corriente de saturación	$I_{DSS}$	A	Corriente de drenaje para $V_{GS} = 0$ (D-MESFET).
Parámetro de modulación del canal	$\lambda$	$V^{-1}$	Produce un efecto no ideal del transistor.

## 4 Principio de Funcionamiento

Una unión metal–semiconductor puede dar lugar a dos tipos de contacto, dependiendo de la relación entre las funciones trabajo de los materiales que la conforman y del nivel de dopaje del semiconductor. El contacto óhmico, presente en los terminales *drain* y *source*, se obtiene utilizando un semiconductor tipo n fuertemente dopado, lo que permite una baja resistencia de contacto y condiciones cercanas a  $\phi_m < \phi_{SC}$ .

El segundo caso corresponde a la formación de una unión rectificante del tipo *Schottky*, para la cual rige la relación  $\phi_m > \phi_{SC}$ . Esta situación se presenta cuando el semiconductor tipo n se encuentra levemente dopado y es la empleada en el terminal *gate*. Este tipo de unión es también característica en los diodos rectificadores de rápida conmutación.

Al igual que en los diodos Schottky polarizados en inversa, esta unión da lugar a la formación de una región de vaciamiento de portadores libres en el semiconductor. En el transistor MESFET, la extensión de dicha región es modulada mediante la tensión aplicada entre *gate* y *source*, permitiendo el estrangulamiento o la apertura del canal conductor. De esta forma, se controla la corriente que circula entre *drain* y *source*, constituyendo este mecanismo el principio fundamental de funcionamiento del dispositivo.

## 5 Operación básica

El dispositivo se opera generalmente como conmutador o como parte de un circuito amplificador de señal. A partir de las referencias de tensión y corriente inspiradas en la figura 11, se introduce a continuación el principio de operación del MESFET, mientras que en las secciones siguientes se desarrollará su funcionamiento en mayor detalle.

Para el análisis del comportamiento del dispositivo se utilizará una nomenclatura que permita distinguir entre señales continuas y señales alternas en el tiempo. De este modo, cualquier magnitud eléctrica podrá descomponerse en una componente continua (DC) y una componente alterna (AC).

Como ejemplo, la tensión entre *gate* y *source* puede expresarse como la suma de una componente continua, denotada mediante notación mayúscula  $V_{GS}$ , y una componente alterna, representada en minúscula  $v_{gs}$ . La señal total dependiente del tiempo resulta de la superposición de ambas componentes.

- Tensión entre *gate* y *source*:  $v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$
- Tensión entre *drain* y *source*:  $v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}$
- Corriente en rama *drain*:  $i_D = I_D + i_d$

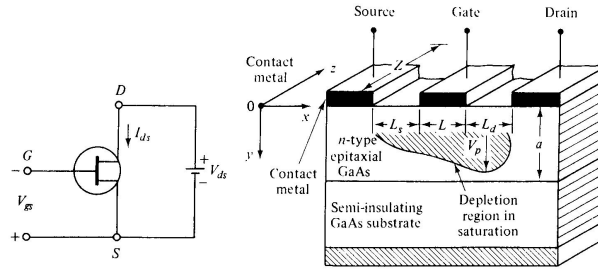


Figura 11: Simbología típica y esquema (Sharma, 1984).

### 5.1. Polarización

La polarización del transistor forma parte de la operación del mismo, consiste en establecer las condiciones de tensión y corriente necesarias para fijar un punto de operación, comúnmente denominado punto  $Q$ , definido por el conjunto de valores  $\{V_{GS}, V_{DS}, I_D\}$ . Dicho punto de operación determina la región de funcionamiento del dispositivo y condiciona su comportamiento frente a pequeñas variaciones de señal.

La elección del punto  $Q$  depende de la aplicación específica del MESFET, ya sea como conmutador o como amplificador, y se realiza de manera tal que el dispositivo opere en una región adecuada de sus características estáticas.

### 5.2. Modo corte

El modo corte sucede cuando la tensión  $V_{GS}$  no supera la tensión  $V_p$  o tensión umbral, y el transistor idealmente no tendrá corriente a través de la rama del *drain*, tal como indican las expresiones (1).

$$V_{GS} \leq V_p \Rightarrow I_D = 0 \quad (1)$$

### 5.3. Modo en estrangulación

El modo estrangulación es el rango en el cual la corriente de *drain* se puede controlar mediante la tensión  $V_{GS}$ , es buscado en aplicaciones de amplificación de señal. En la expresión (2) se encuentran las condiciones de polarización y la corriente  $I_D$  en función de  $V_{GS}$  obtenida según el modelo de Shockley, que utiliza un valor experimental de  $I_{DSS}$ .

$$\begin{cases} V_{GS} > V_p \\ V_{DS} \geq V_{GS} - V_p \end{cases} \quad I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \quad (2)$$



## 5.4. Modo óhmico

El modo lineal o óhmico responde linealmente tal como ocurriría con un resistor y su corriente de *drain* se rige por las condiciones de la expresión (3) para el modelo clásico de Shockley.

$$\text{para } \begin{cases} V_{GS} > V_p \\ 0 \leq V_{DS} < V_{GS} - V_p \end{cases} \quad I_D = \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} \left[ (V_{GS} - V_p) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (3)$$

## 6 Diagrama de bandas

El análisis en profundidad parte de las bandas de energía de los materiales que conforman el dispositivo, como se comportan en las interfaces entre ellos, en equilibrio termodinámico y bajo potenciales externos.

En la física del estado sólido, los átomos se modelan mediante niveles de energía en donde es probable encontrar sus electrones, pero cuando estos átomos forman redes cristalinas periódicas, como en el caso de los sólidos usados en dispositivos semiconductores, los niveles mas alejados del núcleo de cada átomo individual se solapan con los del resto formando el concepto de bandas de energía con el cual se estudiarían los fenómenos físicos de los dispositivos. Se definen dos bandas características en el caso de los semiconductores y aislantes separadas por una banda prohibida (*bandgap*), donde en principio idealmente no hay niveles de energía disponibles para portadores libres. La banda donde los electrones están más ligados al sólido es la banda de valencia, esta se encuentra normalmente llena de electrones y separada por la banda prohibida se encuentra la banda de conducción, normalmente vacía. Para esta sección se hará uso de los valores indicados en la tabla 1.

- $E_o$  : Energía de un electrón libre en el vacío.
- $E_f$  : Energía de Fermi (nivel de energía con probabilidad de ocupación  $\frac{1}{2}$  en equilibrio térmico).
- $\chi = E_o - E_c$ : Afinidad electrónica, energía necesaria para llevar un electrón desde el borde inferior de la banda de conducción hasta el vacío.
- $\phi = E_o - E_f$  : Función trabajo
- $E_v$  : Nivel de energía superior de la banda de valencia, usualmente usado de referencia.
- $E_c$  : Nivel de energía inferior de la banda de conducción.
- $E_g = E_c - E_v$  : La energía de *gap* es la diferencia entre la banda de valencia y de conducción.

Existen tres clasificaciones principales para los sólidos: Aislantes, semiconductores y conductores, y sus diagramas de bandas típicos se encuentran en la figura 12, se puede observar como en un aislante la diferencia de energía entre la banda de valencia y de conducción es considerablemente mayor que en la de un semiconductor, mientras que en el caso del conductor ambas bandas se encuentran solapadas siendo indistinguible un  $E_g$ .

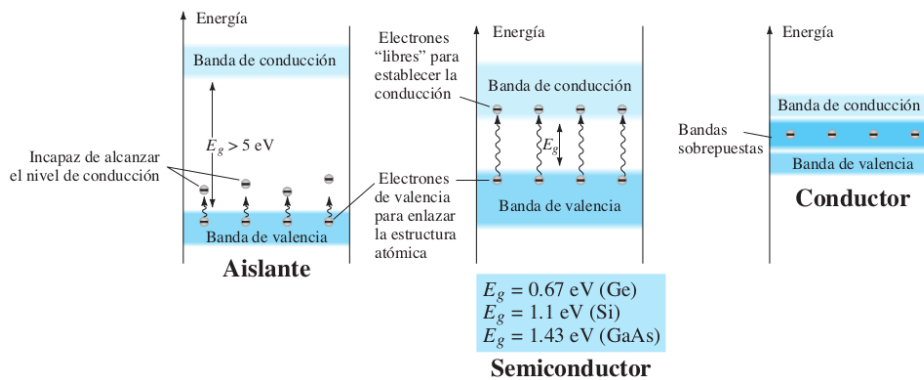


Figura 12: Diagramas de bandas de los tres principales tipos de sólidos (Boylestad & Nashelsky, 2013).

Cuando un sólido no es dopado, se dice que es un material intrínseco, al añadirle impurezas el diagrama de bandas de este sólido se modifica de acuerdo a la concentración y el tipo de estas impurezas.

Como ya se mencionó el MESFET se forma principalmente con metal (conductor), semiconductor dopado tipo n, y un semi-aislante (Semiconductor GaAs con cromo como impureza). Al doparse el semiconductor, se forma un nivel donador y/o aceptor dentro de la banda prohibida de acuerdo al tipo de dopaje.

## 6.1. Distribución de energía en un solido

La distribución más probable de energía de un conjunto de portadores libres en equilibrio térmico, sujetos al principio de exclusión de Pauli que establece que no pueden existir dos electrones que tengan un conjunto de números cuánticos idéntico, es la distribución de Fermi. La probabilidad  $f_n$  de que un nivel de energía  $E$ , esté ocupado en equilibrio térmico por un electrón esta dada por la función de Fermi-Dirac.

$$f_n(E) = \frac{1}{1 + e^{\frac{(E-E_f)}{kT}}} \quad (4)$$

Donde  $k = 8,617 \cdot 10^{-5} \frac{qV}{K}$  es la constante de Boltzmann y  $E_f$  se conoce como nivel de Fermi, es el nivel de energía a la cual un estado cuántico tiene una probabilidad de  $f_n(E_f) = \frac{1}{2}$ .

Mientras que la probabilidad  $f_p$  de que un nivel  $E$  se encuentre ocupado por un hueco se define como  $f_p = 1 - f_n$ .

### 6.1.1. Energía de Fermi intrínseca

Para un semiconductor intrínseco, es decir sin impurezas, se puede llegar a conocer su energía de Fermi intrínseca utilizando la expresión (5) que la relaciona con las masas efectivas de los portadores libres.

$$E_i = \frac{1}{2} (E_g) + \frac{3}{4} kT \cdot \ln \left( \frac{m_p^*}{m_n^*} \right) \quad (5)$$

Cuando el semiconductor tiene impurezas ya sean de tipo p o de tipo n, su nivel de Fermi se ya no sera el intrínseco, seguirá la relación en función de las concentraciones de átomos donadores  $N_D$  o aceptadores  $N_A$  como indica la expresión 6, donde se asumirá que el total de impurezas aporoto portadores libres:

$$E_f = \begin{cases} E_i + kT \ln \left( \frac{N_D - N_A}{n_i} \right), & \text{si } N_D > N_A \\ E_i - kT \ln \left( \frac{N_D - N_A}{n_i} \right), & \text{si } N_D < N_A \end{cases} \quad (6)$$

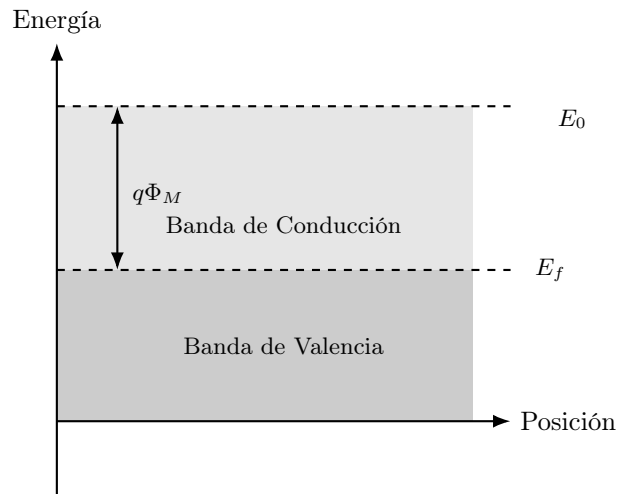
## 6.2. Diagramas de banda aislados

A continuación se presentan los diagramas de los distintos materiales que componen las junturas del transistor de forma aislada.

### 6.2.1. Diagrama de banda del conductor: Titanio

El titanio no tiene brecha entre bandas de conducción y valencia ya que se solapan (no se distingue su  $E_g$ ), esto permite el movimiento de electrones libres entre ambas bandas obteniendo alta conductividad. La función trabajo ( $\Phi_M$ ) es la energía mínima, medida en electronvoltios ( $eV$ ), necesaria para extraer un electrón desde el nivel de Fermi ( $E_F$ ) del interior del titanio al vacío justo fuera de su superficie.

$$\Phi_M = 4,33 \text{ eV} \quad (7)$$



Metal : Titanio (Ti)

Figura 13: Diagrama de banda del conductor, en el caso de estudio titanio.



### 6.2.2. Semiconductor dopado tipo n: GaAs-Si

El semiconductor dopado con impurezas tipo n, formara un nivel cercano a  $E_c$  en la banda prohibida conocido como nivel donador, también el nivel de Fermi en equilibrio se colocara en una posición mas cercana a la banda de conducción a comparación del intrínseco (8). Se puede hallar el nivel de Fermi por medio de la relación (9) tomando como referencia  $E_v = 0$  y se cumplira con el metal la relación  $\phi_M > \phi_{SCn}$  :

$$E_i = \frac{1}{2} (E_g) + \frac{3}{4} kT \cdot \ln \left( \frac{m_p^*}{m_n^*} \right) = 0,71 \text{ eV} \quad (8)$$

$$E_f = \frac{1,42}{2} eV + kT \cdot \ln\left(\frac{4 \cdot 10^{15}}{1,79 \cdot 10^6}\right) = 1,25 eV \quad (9)$$

Para el caso del GaAs fuertemente dopado para las uniones óhmicas de los terminales *drain* y *source* el diagrama sera similar pero con un nivel de Fermi mayor, lo que dara una relación con el metal de  $\phi_M < \phi_{SC_{n+}}$ .

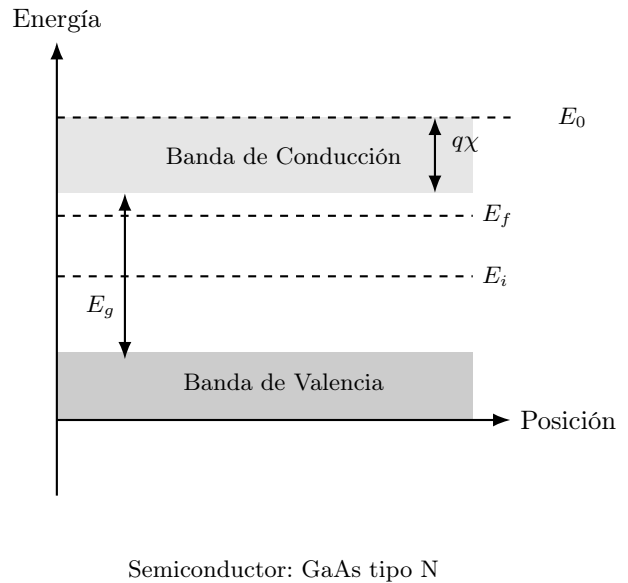


Figura 14: Diagrama de bandas del semiconductor GaAs tipo n levemente dopado.

### 6.3. Diagrama de bandas en equilibrio

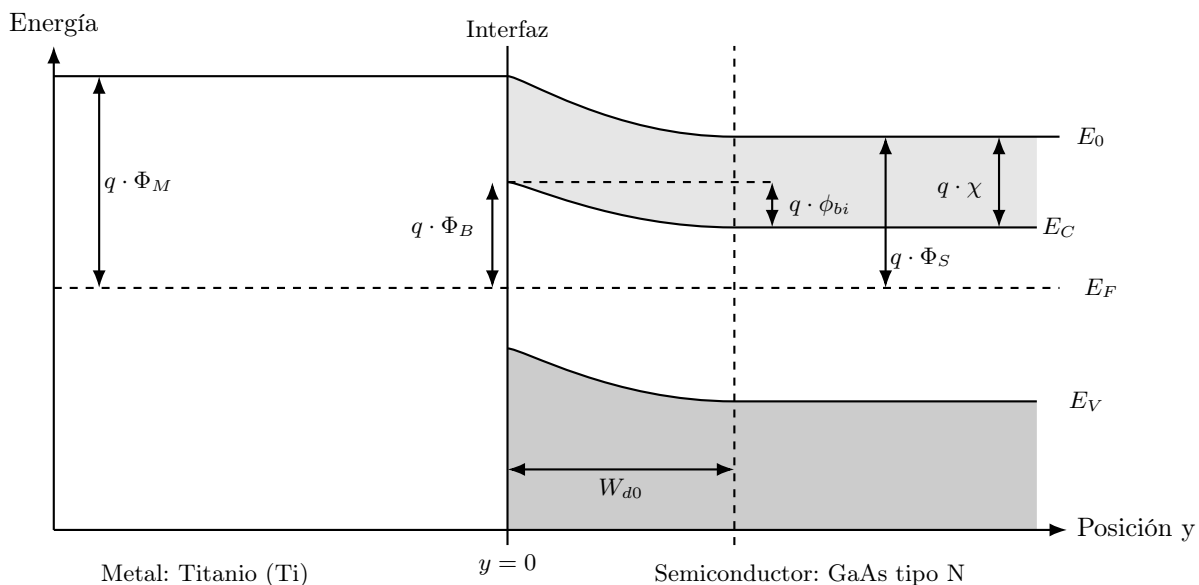
Si dos o más sistemas en ponen contacto y alcanzan el ETD sus  $E_f$  deben ser iguales.

En equilibrio termodinámico la juntura Schottky, formada por el metal-semiconductor ( $\Phi_M > \Phi_S$ ), se comporta formando en tres regiones:

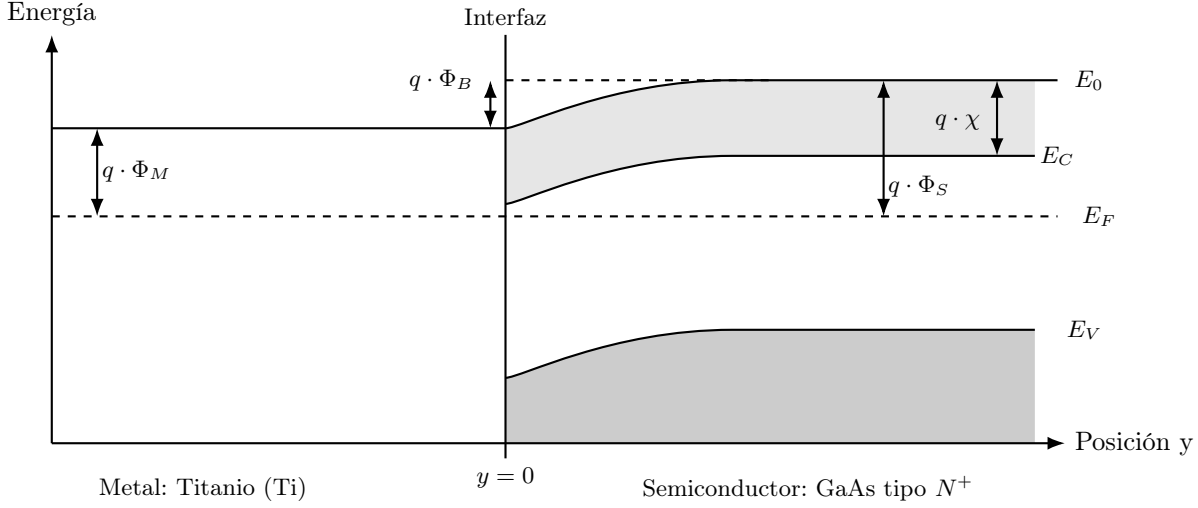
- Región plana del M (en ETD el metal no soporta carga en volumen).
- Región de flexión en el SC.
- Región plana en el SC.

Se definen la barrera de potencial entre el metal y el semiconductor  $\Phi_B = (\Phi_M - \chi)$  y barrera de juntura  $q \cdot \Phi_{bi} = q \cdot \Phi_B - (E_c - E_f)$ , también se puede apreciar como la flexión determina la zona de vaciamiento  $W_d$  en equilibrio definida como  $W_{d0}$ . A su vez, se obtiene la tensión de juntura :  $V_{bi} = (\Phi_M - \chi_{sc}) - (\frac{E_c - E_f}{q})$ .

Unión de barrera Schottky:



Unión de contacto óhmico: Para el caso donde  $\Phi_m < \Phi_s$  (tipo n), al poner en contacto ambos materiales, hay un flujo de electrones desde el metal hacia el semiconductor. Siendo el semiconductor mas dopado cercano al contacto.



#### 6.4. Diagrama de bandas bajo régimen de corte

La puerta está polarizada tan inversamente que el ancho del canal se hace nulo  $d_{eff} = a - W_d(x) = 0$  ya que se cumple  $W_d(x) = a$ , se define  $V_P$  como la tensión  $V_{GS}$  donde esto comienza a cumplirse.

Se introduce la tensión  $V_R = V(x) - V_{GS}$  que es la responsable de aumentar la flexión en las bandas. Donde se define como referencia  $V_S = 0$ , por lo tanto  $V(x) \in [0, V_{DS}]$  y  $V_{GS} = V_G$ . A su vez al estar fuera del equilibrio el nivel de Fermi varia entre materiales, se introduce el concepto de cuasi-nivel de Fermi para cada nivel,  $E_{f_{sc}}$  para el semiconductor y  $E_{f_m}$  para el metal. El dispositivo no conducirá siempre y cuando las tensiones no sean excesivamente grandes, es decir no se supere el campo critico del semiconductor.

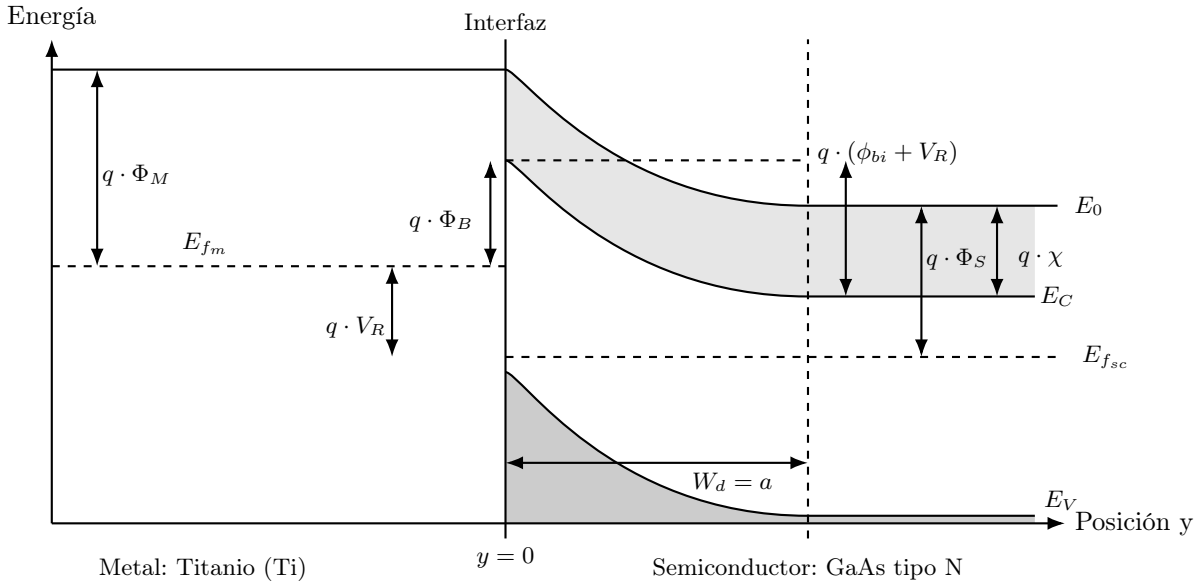
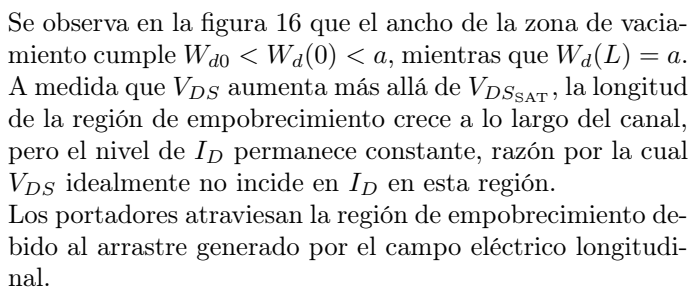


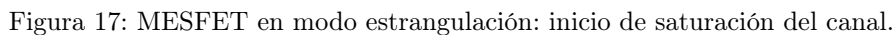
Figura 15: MESFET en modo corte: el canal queda completamente agotado.

#### 6.5. Diagrama de bandas bajo régimen de estrangulación

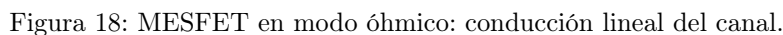
En este régimen se cumple  $V_{GS} > V_P \wedge V_{DS} > V_{DS_{SAT}} = V_P + V_{GS} - V_{bi}$ , por lo tanto el canal es controlado por  $V_{GS}$ .



Se observa en la figura 16 que el ancho de la zona de vaciamiento cumple  $W_{d0} < W_d(0) < a$ , mientras que  $W_d(L) = a$ . A medida que  $V_{DS}$  aumenta más allá de  $V_{DS\text{SAT}}$ , la longitud de la región de empobrecimiento crece a lo largo del canal, pero el nivel de  $I_D$  permanece constante, razón por la cual  $V_{DS}$  idealmente no incide en  $I_D$  en esta región. Los portadores atraviesan la región de empobrecimiento debido al arrastre generado por el campo eléctrico longitudinal.



Quando ocurre  $0 < V_{DS} < V_{DS[SAT]}$  y  $V_{GS} > V_P$ , en este escenario el ancho de vaciamiento cumple  $0 < W_d(x) < W_{d0} < a$  para todo el canal.



## 6.7. Flexión dentro del Canal

A lo largo del canal, la aplicación de un potencial  $V_{DS}$  introduce un potencial longitudinal  $V(x)$  que se manifiesta como una inclinación cuasi-lineal de las bandas del semiconductor, como se observa en la figura 19. Este efecto no está asociado a la juntura Schottky, sino al campo eléctrico longitudinal responsable del transporte de portadores entre source y drain.

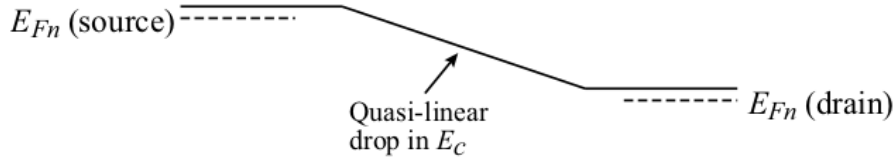


Figura 19: Diagrama de bandas a lo largo del canal (Mishra & Singh, 2008).

## 7 Obtención del modelo completo

Utilizando el sistema de coordenadas y notación inspirados en la figura 11, tomando la referencia espacial  $y = 0$  en la unión metal-semiconductor y asumiendo ciertas hipótesis, se puede hallar la expresión de la corriente partiendo :

Hipotesis [1] :  $N_D^+ = N_D$  (impurezas totalmente ionizadas) y semiconductor no degenerado.

Hipotesis [2] : Solo hay carga en la región de vaciamiento.

Los electrones libres del semiconductor en las inmediaciones de la unión se transfieren hacia la superficie del metal, formando una carga superficial negativa. En el semiconductor se establece una zona de átomos donadores ionizados que conforman una carga positiva. Este proceso al alcanzar el equilibrio termodinámico (ETD) permite determinar, en reposo, la densidad de carga, el campo electrostático que se forma y el potencial eléctrico.

### 7.1. Condición de neutralidad

Considerando el semiconductor tipo n dopado uniformemente en ETD, se supone que la concentración de aceptadores es cero  $N_a = 0$  y que el total de los átomos de Si donadores libero su electrón  $N_d^+ = N_d$  y  $p_0 \ll N_d$ .

$$\rho(x) = q (N_d^+ + p_0 - N_a^- - n_0) \simeq q (N_d - n_0) = 0 \quad (10)$$

### 7.2. Densidad de carga

La carga se formara en el semiconductor y en la superficie del metal, formando una región superficial con carga negativa y una región en el semiconductor de carga positiva de acuerdo a (11) utilizando las hipótesis [1] y [2].

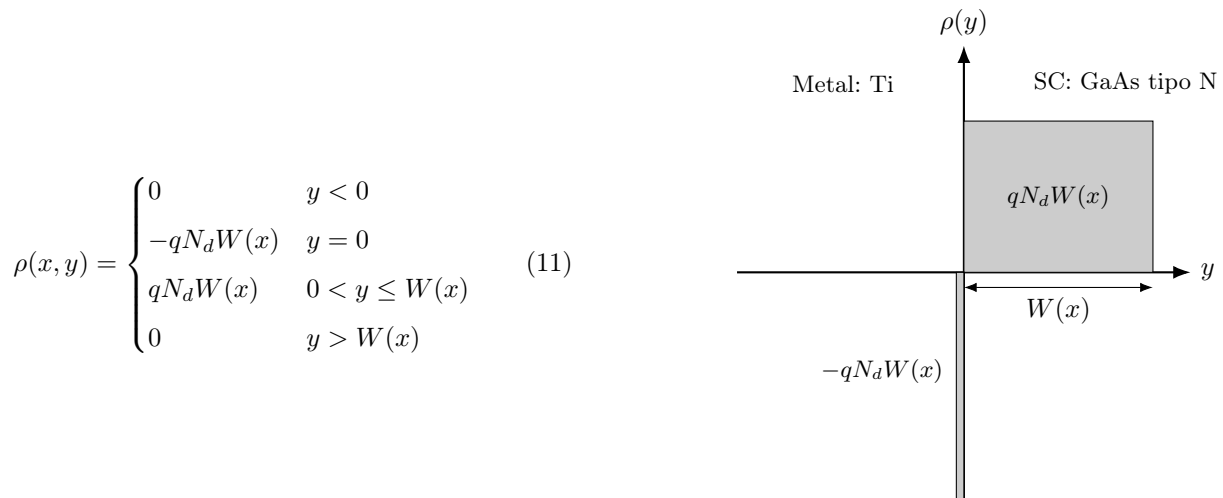


Figura 20: Expresión analítica y representación gráfica de la densidad de carga  $\rho(x, y)$ .

### 7.3. Campo eléctrico

Para obtener el campo eléctrico (13), utilizamos la ley de Gauss (12):

$$\mathcal{E} = \frac{Q}{\epsilon_s} \quad (12)$$

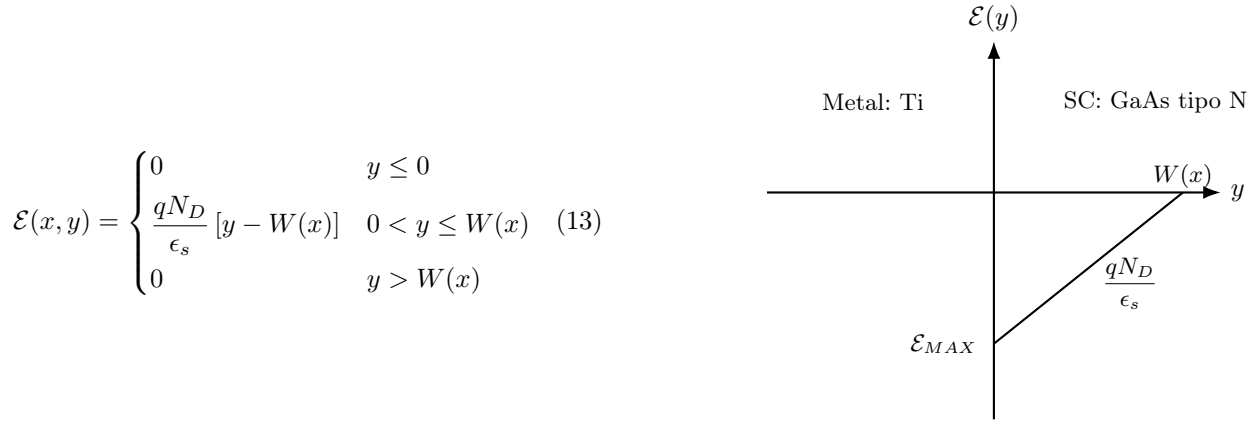


Figura 21: Expresión analítica y representación gráfica del campo eléctrico  $\mathcal{E}(x, y)$  en la unión metal–GaAs.

#### 7.4. Potencial eléctrico

Dada la relación entre el campo eléctrico y el gradiente del potencial eléctrico (14) se obtiene el potencial eléctrico, al integrar el potencial se debe tener en consideración una referencia inicial conveniente como  $\phi(y = 0) = 0$  y inicialmente teniendo solo en consideración el potencial de juntura  $\phi[y = W(x)] = \phi_{bi}$ , analizado en mas profundidad en la sección de bandas de energía del informe.

$$\mathcal{E} = -\nabla\phi \quad (14)$$

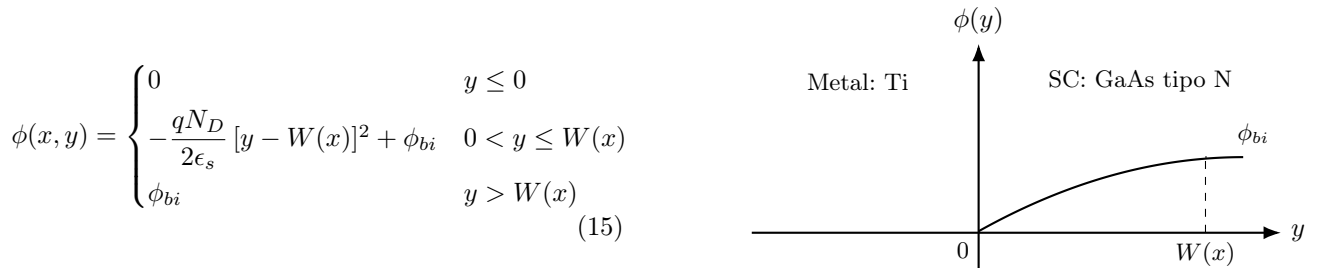


Figura 22: Expresión analítica y representación gráfica del potencial electrostático  $\phi(x, y)$  en la unión metal–GaAs.

#### 7.5. Ancho de zona de vaciamiento

Relacionando el campo eléctrico (13) junto con el potencial (15) se puede despejar el ancho de la zona de agotamiento o vaciamiento en reposo y equilibrio térmico.

$$W_{d0} = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_s \cdot \phi_{bi}}{q \cdot N_D}} \quad (16)$$

Al considerar la polarización del dispositivo se produce un potencial longitudinal  $V(x) \in [0, V_{DS}]$  y el potencial externo trasversal al canal entre *gate* y *source*  $V_{GS}$ , que afectaran a la modulación de la zona de vaciamiento, nombramos  $\phi_{bi} = V_{bi}$ .

$$W_d(x) = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_s \cdot [V_{bi} - V_{GS} + V(x)]}{q \cdot N_D}} \quad (17)$$

#### 7.6. Obtención de $V_{p0}$ y $V_p$

Partiendo de (16) reemplazando  $W_d(x) = a$  se obtiene la tensión para la cual el dispositivo comienza a conducir:

$$W_d = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_s \cdot V_{p0}}{q \cdot N_D}} = a \quad (18)$$

Llegando finalmente a (19), conocida como tensión de *pinchoff*:

$$V_{p0} = \frac{a^2 \cdot q \cdot N_D}{2 \cdot \epsilon_s} \quad (19)$$

Se define a su vez, la tensión umbral como:

$$V_p = V_{bi} - V_{p0} \quad (20)$$

## 7.7. Obtención de $V_{DS[sat]}$

Mientras que evaluando la expresión del ancho de vaciamiento (17) en la región del terminal *drain* se obtiene la tensión de saturación, ya que se debe cumplir  $V(x = L) = V_{DS} \quad \wedge \quad W_d(x = L) = a$ :

$$W_d(x = L) = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_s \cdot [V_{bi} - V_{GS} + V_{DS}]}{q \cdot N_D}} = a \quad (21)$$

$$[V_{bi} - V_{GS} + V_{DS}] = \frac{a^2 \cdot q \cdot N_D}{2 \cdot \epsilon_s} \quad (22)$$

$$V_{DS} = \frac{a^2 \cdot q \cdot N_D}{2 \cdot \epsilon_s} + V_{GS} - V_{bi} \quad (23)$$

Se puede apreciar que se forma la tensión de *pinchoff*  $V_{p0} = \frac{a^2 \cdot q \cdot N_D}{2 \cdot \epsilon_s}$ , llegando finalmente a la expresión (24):

$$V_{DS[sat]} = V_{p0} + V_{GS} - V_{bi} \quad (24)$$

## 8 Corriente

El dispositivo bajo conducción forma una densidad de corriente de arrastre de portadores mayoritarios  $J_{arr,n}$  en el eje  $x$ , debido al campo aplicado  $\xi$  y asumiendo  $n \approx N_D$ , de acuerdo a la expresión (25):

$$J_{arr,n} = q \cdot n \cdot v_{arr} = q \cdot n \cdot \mu_n \cdot \xi = q \cdot N_D \cdot \mu_n \cdot \left(-\frac{dV}{dx}\right) \quad (25)$$

Se puede utilizar nuevamente la relación (14) y utilizar el gradiente del potencial.

De la densidad de corriente, se puede despejar la corriente que atraviesa el canal, la cual denominaremos como  $I_D$ , si conocemos su área  $A_{ch} = Z \cdot d_{eff} = Z \cdot [a - W(x)]$ .

$$I_D = A_{ch} \cdot J_{arr,n} = (Z \cdot [a - W(x)]) \cdot J_{arr,n} \quad (26)$$

$$I_D = (Z \cdot [a - W(x)]) \cdot q \cdot N_D \cdot \mu_n \cdot \left(-\frac{dV}{dx}\right) \quad (27)$$

Debido que la corriente se define positiva entrante al dispositivo, se cambia el signo de la expresión.

$$I_D = Z \cdot q \cdot N_D \cdot \mu_n \cdot [a - W(x)] \cdot \left(\frac{dV}{dx}\right) \quad (28)$$

$$I_D \cdot dx = Z \cdot q \cdot N_D \cdot \mu_n \cdot a \cdot dV - Z \cdot q \cdot N_D \cdot \mu_n \cdot W(x) \cdot dV \quad (29)$$

$$\int_0^L I_D \cdot dx = Z \cdot q \cdot N_D \cdot \mu_n \cdot a \int_0^{V_{DS}} dV - Z \cdot q \cdot N_D \cdot \mu_n \cdot \int_0^{V_{DS}} W(x) \cdot dV \quad (30)$$

$$I_D \cdot L = Z \cdot q \cdot N_D \cdot \mu_n \cdot \left[ \int_0^{V_{DS}} dV - \frac{1}{a} \int_0^{V_{DS}} W(x) \cdot dV \right] \quad (31)$$

Resolviendo la integral:

$$\frac{1}{a} \int_0^{V_{DS}} W(x) \cdot dV = \frac{1}{a} \int_0^{V_{DS}} \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_s \cdot [V_{bi} - V_{GS} + V(x)]}{q \cdot N_D}} \cdot dV \quad (32)$$

Se puede despejar  $V_{p0}$  de la siguiente forma:

$$\sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_s}{q \cdot N_D \cdot a^2}} \int_0^{V_{DS}} \sqrt{(V_{bi} - V_{GS} + V(x))} dV \quad (33)$$

$$\sqrt{\frac{1}{V_{p0}}} \cdot \int_0^{V_{DS}} \sqrt{(V_{bi} - V_{GS} + V(x))} dV \quad (34)$$

$$\frac{1}{\sqrt{V_{p0}}} \cdot \frac{2}{3} \left[ (V_{bi} - V_{GS} + V_{DS})^{\frac{3}{2}} - (V_{bi} - V_{GS})^{\frac{3}{2}} \right] \quad (35)$$

Definiendo  $g_o = \frac{Z \cdot q \cdot N_D \cdot \mu_n \cdot a}{L}$  como la conductancia de canal completo, se puede acomodar la expresión como:

$$I_D = g_o \cdot \left\{ V_{DS} - \frac{2}{3 \cdot \sqrt{V_{p0}}} \cdot \left[ (V_{bi} - V_{GS} + V_{DS})^{\frac{3}{2}} - (V_{bi} - V_{GS})^{\frac{3}{2}} \right] \right\} \quad (36)$$

Expresión de la corriente ID completa en función de los parámetros de control y del circuito externo

$$I_D = g_o \cdot \left\{ V_{DS} - \frac{2}{3 \cdot \sqrt{V_{p0}}} \cdot \left[ (V_{bi} - V_{GS} + V_{DS})^{\frac{3}{2}} - (V_{bi} - V_{GS})^{\frac{3}{2}} \right] \right\} \quad (37)$$

Valida para  $V_{DS} > V_{SAT}$ .

Para la obtención de  $I_{D[SAT]}$ , se reemplaza en la expresión (37),  $V_{DS} = V_{DS[SAT]} = V_{p0} + V_{GS} - V_{bi}$ , tal como indica la expresión (24), llegando a :

$$I_{D[SAT]} = g_o \cdot \left\{ [V_{p0} + V_{GS} - V_{bi}] - \frac{2}{3 \cdot \sqrt{V_{p0}}} \cdot \left[ (V_{bi} - V_{GS} + [V_{p0} + V_{GS} - V_{bi}])^{\frac{3}{2}} - (V_{bi} - V_{GS})^{\frac{3}{2}} \right] \right\} \quad (38)$$

$$I_{D[SAT]} = g_o \cdot \left\{ [V_{p0} + V_{GS} - V_{bi}] - \frac{2}{3 \cdot \sqrt{V_{p0}}} \cdot \left[ (V_{p0})^{\frac{3}{2}} - (V_{bi} - V_{GS})^{\frac{3}{2}} \right] \right\} \quad (39)$$

$$I_{D[SAT]} = g_o \cdot \left\{ \frac{V_{p0}}{3} + V_{GS} - V_{bi} + \frac{2}{3 \cdot \sqrt{V_{p0}}} \cdot \left[ (V_{bi} - V_{GS})^{\frac{3}{2}} \right] \right\} \quad (40)$$

## 9 Comparación

Utilizando las expresiones del modelo clásico de  $I_D$  presentadas en la sección 5 y la del modelo completo deducido en la sección 8 se pueden llevar a cabo análisis y evaluaciones de las curvas que forman, apreciando de esta forma como el modelo clásico es una buena aproximación a grandes rasgos pero a medida que se contemplan efectos no ideales esta deja de ser valida.

## 10 Simulación de curvas

Utilizando un código de *Python* detallado en el Apéndice A, se obtienen las curvas características del dispositivo.



## 10.1. Curva de transferencia

Se toma como variable la tensión  $V_{GS}$  y se utiliza la tensión  $V_{DS} = V_{DS[ SAT ]}$ , obteniendo de esta forma las curvas de la figura 23:

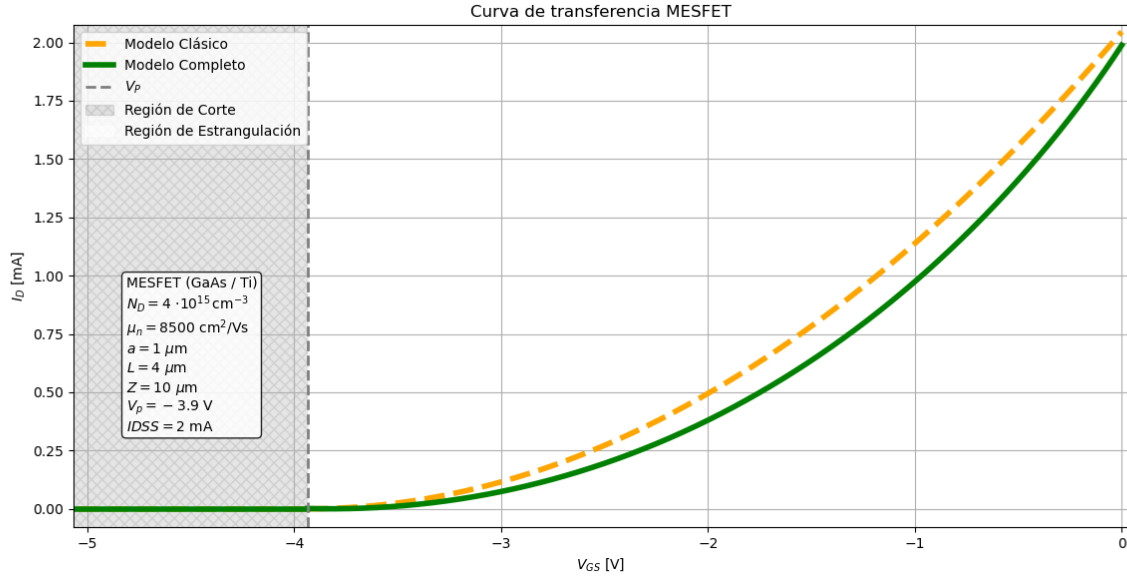


Figura 23: Curvas de transferencia para el modelo clásico y el modelo completo.

Se puede contemplar como el modelo completo forma una curva tomando valores inferiores en relación del modelo clásico para el rango de estrangulación, mientras que ambas son coincidentes entorno a  $V_{GS} = 0$ .

## 10.2. Curva de salida

Para la curva de salida se evaluó  $I_D$  en función de la tensión  $V_{DS}$  para un rango de valores de  $V_{GS}$ , se obtienen las curvas de la figura 24:

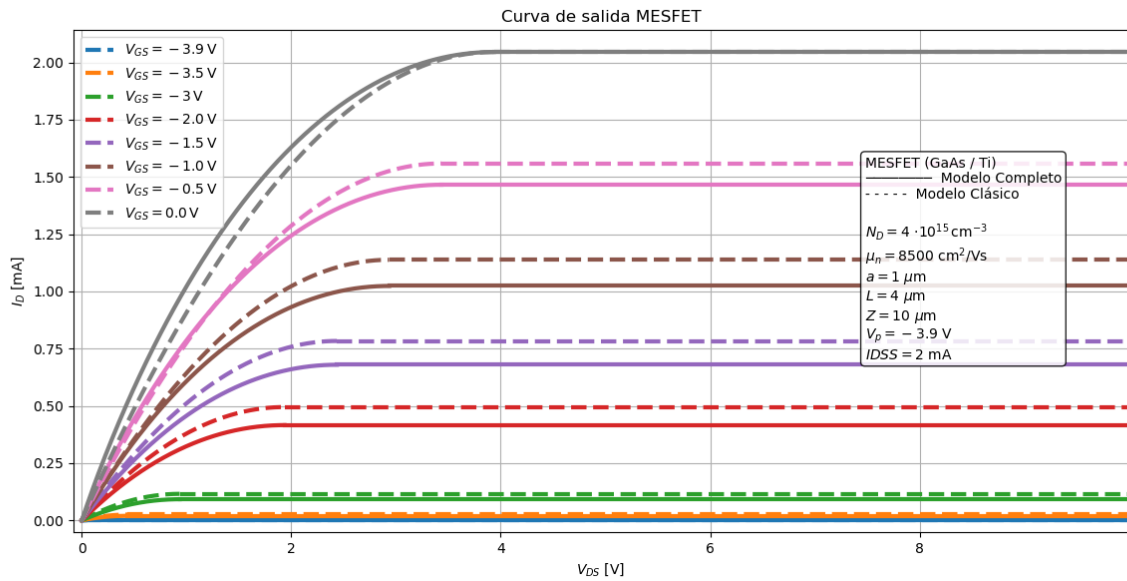


Figura 24: Curvas de salida para distintos valores de  $V_S$  para ambos modelos.

Se puede observar que en este caso la aproximación clásica es convergente para el valor de  $V_{GS} = 0$  en la región de saturación, para el caso de tensiones de control menores se corresponde con corrientes de saturación mas altas en comparación con las obtenidas por el modelo completo.

## 11 Efectos no ideales

En el análisis previo se contempló un comportamiento ideal, sin contemplar corrientes de fuga, parámetros uniformes, una longitud de canal constante y una movilidad constante.

Cuando un MESFET está polarizado en la región de estrangulamiento, la longitud efectiva del canal eléctrico se determina por la tensión  $V_{DS}$ . Este efecto no ideal se denomina modulación de longitud de canal. Además, cuando un transistor está polarizado cerca o en la región de estrangulamiento, el campo eléctrico en el canal puede alcanzar la magnitud suficiente para que los portadores mayoritarios alcancen su velocidad de saturación. En este punto, la movilidad deja de ser constante. A su vez la magnitud de la corriente de compuerta afectará la impedancia de entrada, lo cual puede ser necesario tener en cuenta en el diseño de circuitos (Neamen, 2012).

### 11.1. Modulación del largo del canal

Previamente obtuvimos la expresión de  $I_D$  considerando constante la longitud del canal  $L$ . Sin embargo, la longitud efectiva del canal puede variar.

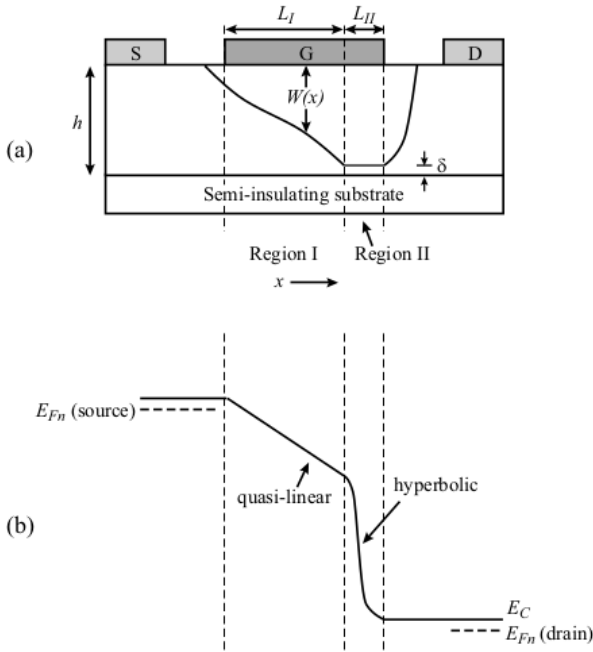


Figura 25: Diagrama esquemático del FET cuando  $V_{DS} > V_{DS[sat]}$ , el extremo de drenaje del canal está comprimido. (b) Diagrama de bandas a lo largo del canal del dispositivo. (Mishra & Singh, 2008).

Por lo tanto la corriente para  $V_{DS} > V_{DS[sat]}$  respondería a la expresión (40) multiplicada por un factor que ajuste la nueva longitud. Se define el parámetro de modulación de longitud de canal  $\lambda$  tomando una pendiente promedio del efecto descrito, dicho efecto se simulara para un valor determinado de  $V_{GS}$  y se vera en la curva de salida para valores superiores a  $V_{DS[sat]}$  figura 26.

$$I'_{D[sat]} = I_{D[sat]} \cdot \frac{L}{L'} \approx I_{D[sat]} \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \quad (44)$$

Factorizando  $L$  en el denominador:

$$\frac{L}{L'} = \frac{L}{L(1 - \frac{\Delta L}{2L})} = \frac{1}{1 - \frac{\Delta L}{2L}} \quad (45)$$

Si se cumple que  $\Delta L \ll L$ , puede utilizarse el desarrollo en serie de Taylor:

$$\frac{1}{1 - x} \approx 1 + x \quad \text{para } |x| \ll 1 \quad x = \frac{\Delta L}{2L} \quad (46)$$

Se obtiene:

$$\frac{L}{L'} \approx 1 + \frac{\Delta L}{2L} \quad (47)$$

Reemplazando  $\Delta L$ , finalmente:

$$\frac{L}{L'} \approx 1 + \frac{1}{2L} \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_D}} \sqrt{V_{DS} - V_{DS[SAT]}} \approx 1 + \lambda \cdot V_{DS} \quad (48)$$

Se puede notar en la expresión (48) que a medida que el canal tenga menor longitud  $L$  (canal corto), el efecto sera mayor con lo cual a medida que  $L$  aumenta el efecto se podría despreciar para valores bajos de  $V_{DS}$  esto se aprecia también en la simulación para un MESFET con una longitud mayor logrando la curva de color naranja (se asume que el resto de parámetros se ajusten para que coincidan en su valor de  $I_{D[ SAT ]}$ ).

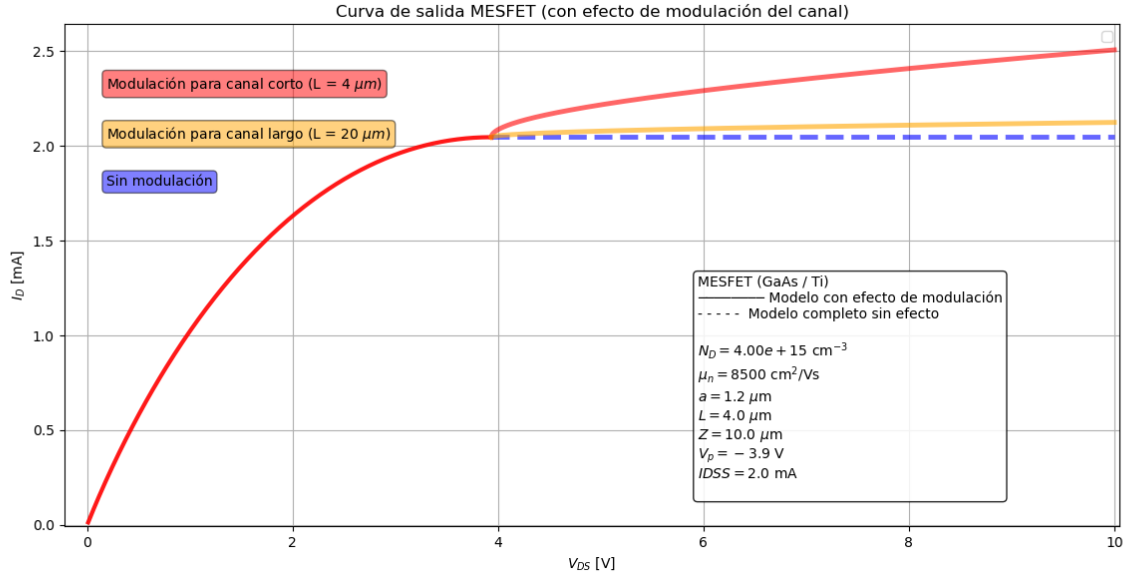


Figura 26: Curva de salida afectada por la modulación del canal.

## 11.2. Saturación de la velocidad de arrastre

La velocidad de arrastre de un portador en un semiconductor se satura al aumentar el campo eléctrico, tal como se aprecia en la figura 27. Este efecto de saturación de la velocidad implica que la movilidad no es constante tal como indica la expresión (49) para el rango lineal de la velocidad en función del campo.

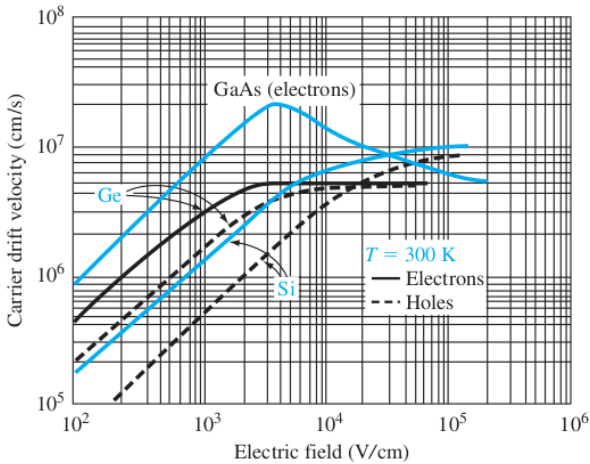


Figura 27: Velocidad de arrastre en función del campo aplicado para diferentes semiconductores (Neamen, 2012).

$$\mu_n = \frac{v_{arr,n}}{\xi} \quad v_{arr,n}: \text{Velocidad de arrastre promedio.} \quad (49)$$

Se aprecia también la figura 27 un sobre pico previo a la saturación de la velocidad de arrastre en el caso del GaAs y una región con pendiente negativa para la velocidad de arrastre, esto puede explicarse distinguiendo en el diagrama de la energía de los portadores libres en función del vector de onda, a medida que se incrementa el campo, la banda de conducción de los electrones se excita desde el valle inferior de alta movilidad hasta el valle superior de baja movilidad, incrementando la población de electrones del valle superior a expensas de la del inferior. Esto provoca que la velocidad global de arrastre disminuya, efecto aprovechado para crear amplificadores de potencia de microondas y osciladores locales.

Se simulara este efecto reemplazando la expresión de la velocidad de arrastre de (25), por la expresión (50) función del campo eléctrico aplicado y utilizando  $v_{sat} = 6,8 \cdot 10^6 \frac{cm}{s}$  junto con constantes de aproximación y la expresión del largo del canal (43). La curva simulada sera la de salida, es decir la corriente  $I_D$  en función de  $V_{DS}$  ya que es la que es capaz de forzar el campo de saturación.

$$v_{arr}(\xi) = \frac{\mu_n \xi}{1 + \left(\frac{\xi}{\xi_p}\right)^2} + v_{sat} \frac{\left(\frac{\xi}{\xi_s}\right)^2}{1 + \left(\frac{\xi}{\xi_s}\right)^2}, \quad \xi \approx \frac{V_{DS}}{L} \quad (50)$$

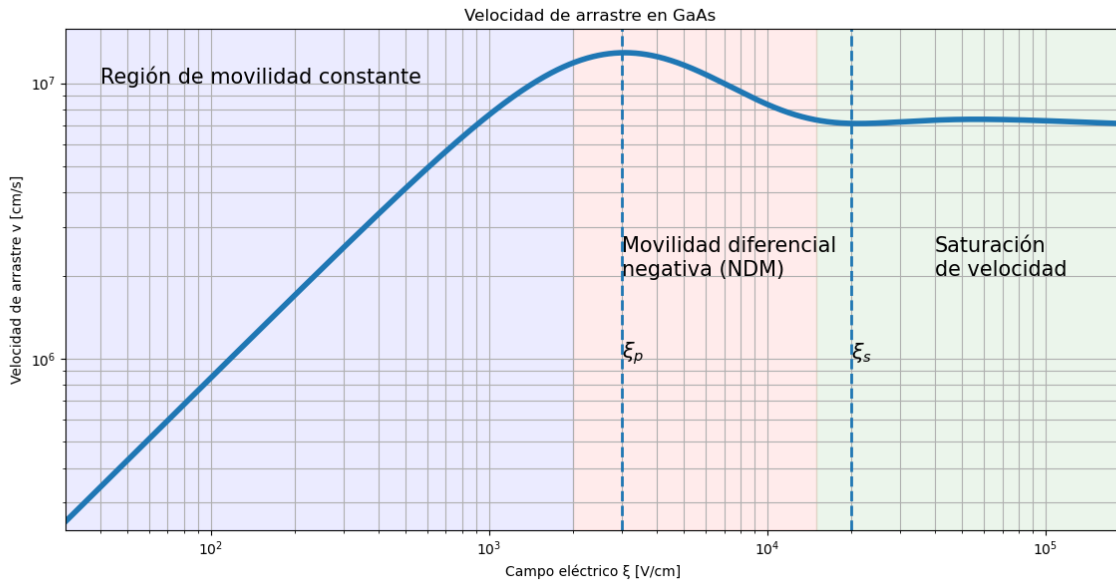


Figura 28

De la velocidad modelada en (50), la cual se basa en el gráfico del libro (Neamen, 2012) figura 27, se tomara la aproximación de  $\mu_n$  constante tomando la pendiente de la curva desde  $\xi = 0$  hasta  $\xi = \xi_p$  (se comprueba que es cercano a los  $8000 \frac{cm^2}{V \cdot s}$  teóricos), luego se hará un barrido hasta el valor obtenido en saturación de la velocidad de arrastre comenzando desde el valor de  $V_{DS} = (\xi_p \cdot L)$ , se obtiene de esta forma la curva de la figura 29 que simula el efecto no ideal que se compara con la curva obtenida con  $\mu_n$  constante.

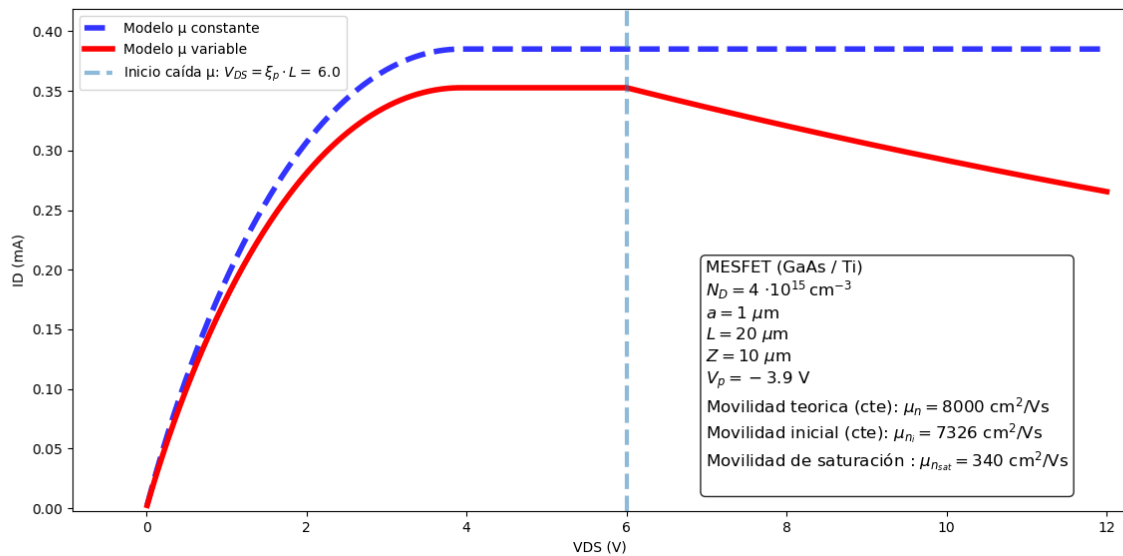


Figura 29: Curva de salida semilogarítmica con efectos no ideales para canal corto y canal largo.

### 11.3. Región subumbral

La corriente subumbral es un efecto no ideal que ocurre en la región  $V_{GS} < V_p$  observable en la figura 30, la aproximación de agotamiento abrupto no modela con precisión la región del canal es por eso que la ecuación (38) no describe adecuadamente los resultados experimentales cerca del voltaje umbral. Esta corriente se debe a la onducción parcial en la región no totalmente vaciada, corrientes de difusión de portadores y corriente termoiónica sobre la barrera Schottky. Se simuló una corriente subumbral de corriente máxima  $I_0$  en la figura 31.

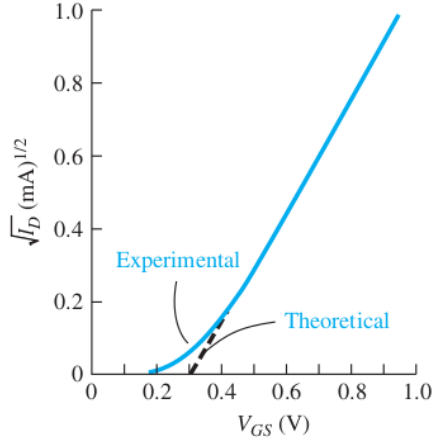


Figura 30: Ejemplo gráfico de corriente subumbral contrastada con la curva ideal (Neamen, 2012).

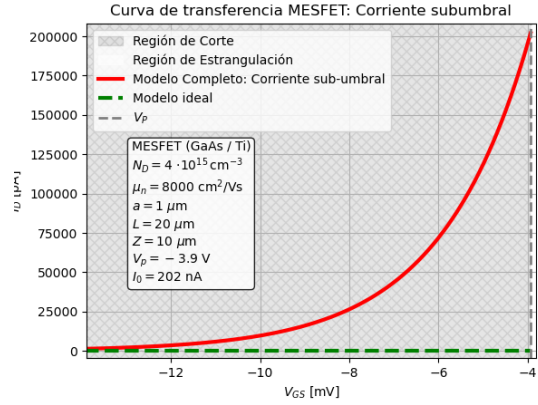


Figura 31: Simulación de corriente subumbral de característica exponencial con magnitud del orden de  $10^{-9}$  A.

### 11.4. Efectos de corriente de gate

Nuevamente dejando de lado los modelos ideales, donde la corriente en el terminal *gate* es cero ( $I_G = 0$ ), en la unión schottky existen corrientes de compuerta apreciables o no de acuerdo a la sensibilidad de la implementación y las condiciones de funcionamiento, estas son debido a fenómenos como tunealamiento, emisión termoionica, corrientes de ruptura y generación y recombinación de portadores.

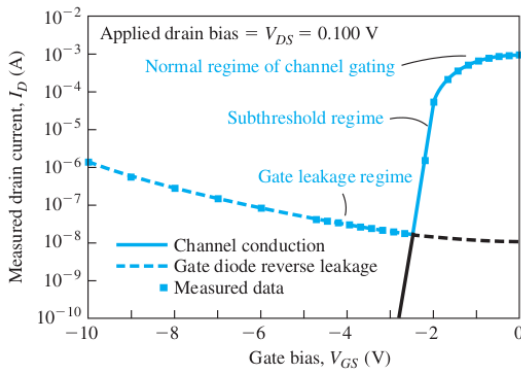


Figura 32: Medida de corriente en función de  $V_{GS}$  para un MESFET de GaAs, mostrando la corriente  $I_D$  para tres regiones normal, subumbral y corrientes de compuerta (Neamen, 2012).

## 12 Conclusión

El transistor MESFET ejemplifica como el estudio de los semiconductores y los fenómenos físicos entorno a ellos es de importancia para dar con dispositivos adecuados para distintos escenarios y rendimientos objetivos. Los conocimientos teóricos adquiridos en la materia ayudaron a comprender su funcionamiento, mientras que los prácticos ayudaron a deducir las expresiones analíticas partiendo de las relaciones físicas iniciales y dar con simulaciones adecuadas. La deducción de la corriente mediante el modelo completo permitió comparar con el modelo clásico y verificar en que escenarios se puede considerar valido.

El modelo clásico es conveniente para la aplicación de transistores en aplicaciones que requieran poca sensibilidad, tensiones bajas de operación y frecuencias que no lleven al límite el modelo. Mientras que el modelo completo se deberá contemplar a la hora del diseño de los mismos transistores y circuitos integrados como también los efectos no ideales tratados en las últimas secciones del informe. A su vez se resalta como la longitud del canal y la temperatura de operación son de importancia para el comportamiento del dispositivo.

## Referencias

- Belgat, M., Merabtine, N., Zaabat, M., Kenzai, C., & Saidi, Y. (2004). Active layer–semi-insulating substrate interface effect on GaAs MESFET components. *Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics*, 7(4), 368-371.
- Boylestad, R. L., & Nashelsky, L. (2013). *Electronic Devices and Circuit Theory* (11.<sup>a</sup> ed.). Pearson.
- Boylestad, R. L., & Nashelsky, L. (2015). *Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos* (10.<sup>a</sup> ed.). Pearson Education.
- Giannini, F., Colantonio, P., & Limiti, E. (2009). *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers* [E-ISBN: 9780470746554]. Wiley.
- McKelvey, J. P. (1996). *Física del estado sólido y de semiconductores*. Limusa.
- Mishra, U. K., & Singh, J. (2008). *Semiconductor Device Physics and Design*. Springer.
- Neamen, D. A. (2012). *Semiconductor Physics and Devices: Basic Principles* (4.<sup>a</sup> ed.). McGraw-Hill.
- Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2015). *Microelectronic Circuits* (7.<sup>a</sup> ed.). Oxford University Press.
- Sharma, B. L. (Ed.). (1984). *Metal-Semiconductor Schottky Barrier Junctions and Their Applications*. Solid State Physics Laboratory, Delhi, India.
- Siegel, P. H. (2021). Carver Mead: “It’s All About Thinking,” A Personal Account Leading up to the First Microwave Transistor [Special Series Paper]. *IEEE Journal of Microwaves*, 1(1), 12-22. <https://doi.org/10.1109/JMW.2020.3028277>
- Streetman, B. G., & Banerjee, S. K. (2006). *Solid State Electronic Devices* (6th). Pearson Prentice Hall.
- Sze, S. M., & Lee, M. K. (2002). *Semiconductor Devices: Physics and Technology* (2nd). John Wiley & Sons.
- Sze, S. M., Li, Y., & Ng, K. K. (2021). *Physics of Semiconductor Devices* (4.<sup>a</sup> ed.). Wiley.

## A Código en Python

```
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt

# -----
# Constantes físicas
# -----
q = 1.602e-19          # C
eps0 = 88.5e-15        # F/cm
eps_r_GaAs = 12.9
eps_s = eps_r_GaAs * eps0  # F/cm
k = 8.617e-5  # eV/K
T = 300  # K
# -----
# Parámetros del MESFET
# -----
mu_n = 8500            # 8500 cm2/Vs
Nd = 4e15              # cm-3
ni = 1.79e6            # cm-3

#Geometricos
a = 120e-6             # cm
Z = 1000e-6            # cm (equivalente a )
L = 200e-6             # cm

phi_M = 4.33
chi_GaAs = 4.07
E_g = 1.42  # eV

E_C = E_g

E_F = E_g/2 + k*T*np.log(Nd/ni)

V_bi = (phi_M - chi_GaAs ) - (E_C - E_F)          # V
W_d0 = np.sqrt(2*(eps_s*V_bi/(q*Nd)))
go = (q*mu_n*Nd*Z*a)/(L)

# Tensiones de control
V_P_0 = -(q*Nd*(a**2))/(2*eps_s)
V_P = V_P_0 + V_bi      # V (pinch-off)

V_GS = 0

V_DS_SAT = -V_P_0 + V_GS - V_bi

IDSS = go*(V_DS_SAT - (2/(3*np.sqrt(np.abs(V_P_0)) ))*((V_bi + V_DS_SAT)**(3/2) - (V_bi)**(3/2) )
# (Z/L) * (a - W_d0 ) * q * mu_n * Nd * V_DS_SAT

print("E_F = "+ str(E_F)+ " eV")
print("V_bi = "+ str(V_bi)+ " V")
print("W_d0 = "+ str(W_d0)+ " cm \n")

print("Vp = "+ str(V_P) + " V")

print("VDS_[sat] = "+ str(V_DS_SAT ) + " V")
```



```

print("I_DSS = "+ str(-IDSS) +"A")

# Rango de VGS
VGS_estrangulamiento = np.linspace(V_P , 0, 500)


# Corte
VGS_corte = np.linspace(V_P - 3, V_P, 300)
ID_corte = np.zeros_like(VGS_corte)

# Estrangulamiento (Shockley)
VGS_estr = np.linspace(V_P, 0, 500)
ID_estr = IDSS * (1 - VGS_estr / V_P)**2


#####

#Modelo completo
#VGS_completo = np.linspace(V_P - 3, 0, 600)

print("go = "+ str(go) + "1/ohm")

VGS = np.linspace(V_P, 0, 1000)

VDS_sat = (-V_P + VGS - V_bi )

arg1 = VDS_sat + V_bi - VGS
arg2 = V_bi - VGS

termino = ((2)/(3*np.sqrt(np.abs(V_P))))*( (arg1)**(3/2) - (arg2)**(3/2) )

ID_completo = go * ( VDS_sat -termino )


plt.figure()
plt.plot(VGS_corte, ID_corte, linewidth=4, label="Corte")
plt.plot(VGS_estr, ID_estr, linewidth=4, label="Estrangulamiento")
plt.plot(VGS, ID_completo, linewidth=4, label="Modelo Completo",color = "green" , linestyle = "--")
plt.plot(VGS_corte, ID_corte, linewidth=4,color = "green" , linestyle = "--")
plt.axvline(V_P, color='gray', linestyle='--', linewidth=2, label=r"$V_P$")
plt.xlabel(r"$V_{GS}$ [V]")
plt.ylabel(r"$I_D$ [A]")
plt.title("Curva de transferencia MESFET")
plt.grid(True)

# ---- Cartel de parámetros ----
label_text = (
r"MESFET (GaAs / Ti)" "\n"
rf"$N_D = \{Nd:.2e\} \ \mathrm{{cm}^{{-3}}}$" "\n"
rf"$\mu_n = \{\mu_n:.0f\} \ \mathrm{{cm}^2/Vs}$" "\n"
rf"$a = \{a*1e4:.1f\} \ \mu\mathrm{{m}}$" "\n"
rf"$L = \{L*1e4:.1f\} \ \mu\mathrm{{m}}$" "\n"
rf"$Z = \{Z*1e4:.1f\} \ \mu\mathrm{{m}}$" "\n"
rf"$V_p = \{V_P:.1f\} \ \mathrm{{V}}$" "\n"
rf"$IDSS = \{IDSS*1e3:.1f\} \ \mathrm{{mA}}$"
)

```

```

plt.text(
0.05, 0.5, label_text,
transform=plt.gca().transAxes,
fontsize=10,
verticalalignment='top',
bbox=dict(boxstyle="round", facecolor="white", alpha=0.85)
)
plt.legend()
plt.show()

VGS_vals = [-3.9,-3.5,-3, -2.0, -1.5, -1.0, -0.5, 0.0]

plt.figure()

for VGS in VGS_vals:

VDS_sat = max(VGS - V_P, 0)
VDS = np.linspace(0, VDS_sat, 300)

# Región óhmica
ID_ohmico = (2 * IDSS / (V_P**2)) * ( (VGS - V_P) * VDS - VDS**2 / 2)

# Label
if np.isclose(VGS, V_P):
label = r"$V_{GS}=V_P$"
else:
label = rf"$V_{GS}={VGS}\,\mathrm{{{V}}}$"

plt.plot(VDS, ID_ohmico, linewidth=3, label=label)

# -----
# IDSAT (región saturación)
# -----
if VGS > V_P:
IDSAT = IDSS * (1 - VGS / V_P)**2

VDS_sat_line = np.linspace(VDS_sat,10, 5000)
ID_sat_line = IDSAT * np.ones_like(VDS_sat_line)

plt.plot(VDS_sat_line,ID_sat_line,linestyle="--",linewidth=3,color=plt.gca().lines[-1].get_color())

# ---- Cartel de parámetros ----
label_text = (
r"MESFET (GaAs / Ti)" "\n"
rf"$N_D = {Nd:.2e}\ \mathrm{{{cm}^{{-3}}}}$" "\n"
rf"$\mu_n = {\mu_n:.0f}\ \mathrm{{{cm}^2/Vs}}$" "\n"
rf"$a = {a*1e4:.1f}\ \mu\mathrm{{{m}}}$" "\n"
rf"$L = {L*1e4:.1f}\ \mu\mathrm{{{m}}}$" "\n"
rf"$Z = {Z*1e4:.1f}\ \mu\mathrm{{{m}}}$" "\n"
rf"$V_p = {V_P:.1f}\ \mathrm{{{V}}}$" "\n"
rf"$IDSS = {IDSS*1e3:.1f}\ \mathrm{{{mA}}}$"
)

plt.text(
0.8, 0.6, label_text,

```

```

transform=plt.gca().transAxes,
fontsize=10,
verticalalignment='top',
bbox=dict(boxstyle="round", facecolor="white", alpha=0.85)
)
plt.xlabel(r"$V_{DS}$ [V]")
plt.ylabel(r"$I_D$ [A]")
plt.title("Curva de salida MESFET")
plt.grid(True)
plt.legend()
plt.show()

```