

Solución aproximada de la ADE basada en la longitud de difusión aplicada en la simulación del diodo SiC PiN

Leobardo Hernández González^{1,2}

Abraham Claudio Sánchez²

Marco Antonio Rodríguez^{1,3}

Adriana del Carmen Téllez Anguiano^{1,4}

¹ESIME-Culhuacán del IPN.

Av Sta. Ana No. 1000, Col. San Fco. Culhuacán,
CP. 04430, México, DF.

²Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico,
Interior Internado Palmira s/n, Col. Palmira,
Cuernavaca, Morelos, CP. 62490.

³Universidad Autónoma del Carmen,
Ciudad del Carmen, Campeche, CP. 24180.

⁴Instituto Tecnológico de Morelia,
Morelia, Michoacán, CP. 58120.
MÉXICO.

Correo electrónico: lhernandezg@ipn.mx

Recibido el 31 de julio de 2008; aceptado el 21 de enero de 2008.

1. Resumen

Este artículo presenta una propuesta de solución de la ecuación de difusión ambipolar (ADE, por su siglas en inglés) para la simulación del diodo PiN en carburo de silicio. La propuesta se basa en el cálculo de la longitud de difusión ambipolar como una función de las cargas desarrolladas en la región de bajo dopado. Mediante esta metodología se obtiene un conjunto de ecuaciones diferenciales que simulan los principales fenómenos físicos asociados al dispositivo semiconductor. Las ecuaciones, implementadas en el simulador eléctrico, modelan el comportamiento de la dinámica de cargas en la región N - de un diodo PiN. El modelo del diodo es desarrollado en Pspice y permite simular su comportamiento estático, en encendido y en apagado con dependencia de la temperatura.

Palabras clave: carburo de silicio, modelado, Pspice.

2. Abstract (Approximated solution of ADE equation based in ambipolar diffusion length applied in the simulation of diode SiC PiN)

This paper presents a proposal to solve the Ambipolar Diffusion Equation (ADE) in order to simulate the PiN diode in silicon carbide. This proposal is based in the calculation of the ambipolar diffusion length as a function of the charges developed in the low doping region. Through this methodology a set of differential equations that simulate the main physical phenomena associated to the semiconductor device are obtained. The equations, implemented in an electrical simulator, model the charges behaviour in the N - region of a PiN diode. The diode model is developed in Pspice and allows simulating its on-state, turn on and turn off states with temperature dependency.

Key words: silicon carbide, modelling, Pspice.

3. Introducción

El carburo de silicio (SiC) es uno de los materiales idóneos para reemplazar, en un futuro, al silicio en la fabricación de dispositivos de potencia, debido a sus superiores propiedades físicas. Estas propiedades son: una banda prohibida más amplia ($2x$), una velocidad de saturación de electrones más elevada ($2x$) y una mayor conductividad térmica ($5x$) [1-7].

De los distintos dispositivos de potencia que se han desarrollado en carburo de silicio [8-11], el diodo PiN es una de las estructuras en semiconductores más importantes para desarrollar dispositivos de potencia. Éste puede aparecer como un componente discreto o como un elemento interno en estructuras de dispositivos de potencia más complejos (*e.g.* MOSFET e IGBT). Por lo tanto, es útil en el desarrollo de modelos de simulación con alto nivel de exactitud en circuitos para diodos de potencia, que puedan simular correctamente el comportamiento eléctrico.

El modelo obtenido está basado en la solución de la ADE a partir del cálculo adecuado de la longitud de difusión ambipolar. La metodología de modelado utilizada permite

obtener un conjunto de ecuaciones diferenciales que simulan los principales fenómenos físicos asociados al dispositivo semiconductor. Las ecuaciones desarrolladas son implementadas en el simulador eléctrico Pspice y permiten simular, y analizar, el comportamiento de variables internas de un diodo PiN. Para la validación de la metodología de solución se obtuvieron resultados de simulación para las fases estática, de encendido y de apagado con dependencia de la temperatura, en el rango de operación experimental para el carburo de silicio, 25°C a 225°C.

4. Desarrollo

4.1. Principio de modelado

En la figura 1 se observa la estructura básica de un diodo PiN, en ésta, N^- representa la región de bajo dopado (N_B). $I_{n(x=0)}$, $I_{p(x=0)}$, $I_{n(x=W)}$ e $I_{p(x=W)}$ representan las corrientes inyectadas a la región de bajo dopado, V_{J1} y V_{J2} representan los voltajes en las uniones de las regiones desérticas, x_L y x_R representan la distancia de formación de las regiones de desérticas dentro de la región de bajo dopado. $W = W_B - x_L - x_R$ representa el ancho efectivo de la región N^- para polarización aplicada. Para la obtención de un modelo compacto, se asumen las siguientes condiciones en la región N^- .

Las regiones P^+ y N^+ presentan un mayor dopado (1 a 2 órdenes) con respecto a la región N^- . Debido a esta condición se puede despreciar la dinámica de cargas en estas regiones. El perfil de cargas en los dispositivos de potencia modernos se presenta, mayoritariamente, en una sola dimensión sobre el volumen total (más del 90% en una dimensión, véase figura 2).

Dado que el diodo de potencia opera en alta inyección, $p(x,t) \gg N_B$, se cumple que: $n(x) = p(x)$.

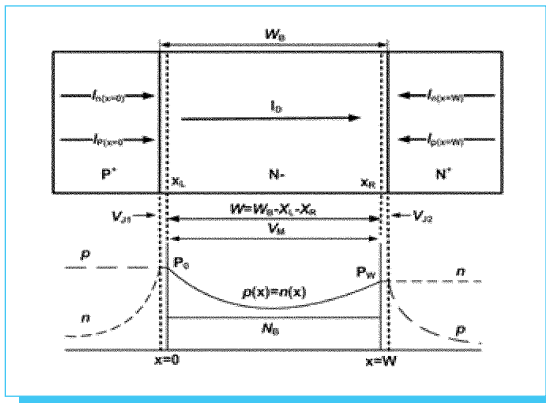


Fig. 1. Estructura básica de diodo PiN.

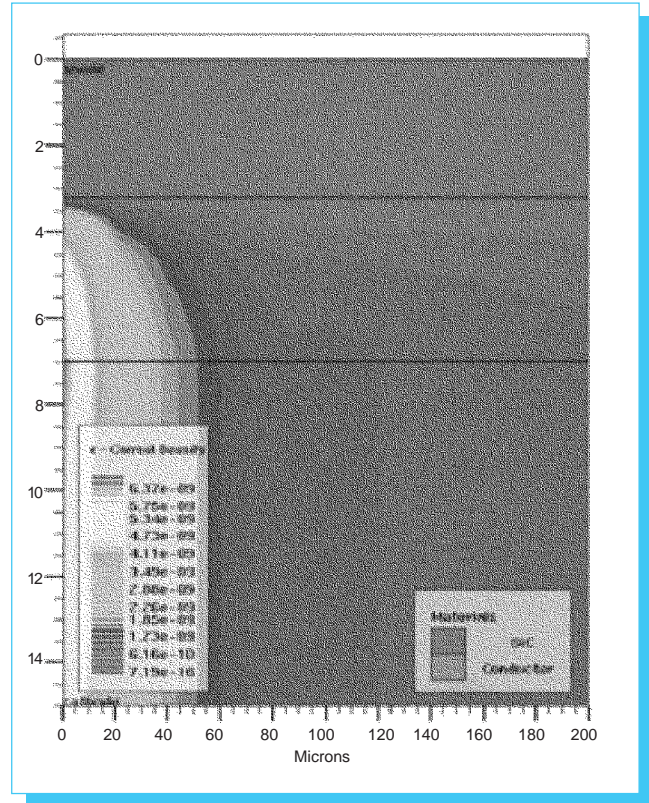


Fig. 2. Comportamiento en 2D de la densidad de corriente de electrones obtenidos con el simulador numérico ATLAS.

En la unión P^+ la componente mayoritaria en corriente es $I_{p(x=0)}$, por lo que se puede despreciar a $I_{n(x=0)}$.

Con las condiciones descritas anteriormente, la ecuación que gobierna el transporte de portadores en la región N^- , es la ADE [12-13].

$$\frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} = \frac{p(x,t)}{L^2} + \frac{1}{D} \frac{\partial p(x,t)}{\partial t} \quad (1)$$

Donde L y D se definen como la longitud y coeficiente de difusión ambipolar respectivamente. Las cuatro corrientes de la figura 1 para electrones y huecos, pueden ser calculadas a partir de la ecuación de transporte y de la solución de (1).

$$I_{n(x=0)} = \frac{b}{1+b} \cdot I_T + q \cdot A \cdot D \left. \frac{\partial p(x)}{\partial x} \right|_{x=0} \quad (2)$$

$$I_{p(x=0)} = \frac{b}{1+b} \cdot I_T - q \cdot A \cdot D \left. \frac{\partial p(x)}{\partial x} \right|_{x=0} \quad (3)$$

$$I_{n(x=W)} = \frac{b}{1+b} \cdot I_T + q \cdot A \cdot D \left. \frac{\partial p(x)}{\partial x} \right|_{x=W} \quad (4)$$

$$I_{p(x=W)} = \frac{b}{1+b} \cdot I_T - q \cdot A \cdot D \left. \frac{\partial p(x)}{\partial x} \right|_{x=W} \quad (5)$$

El comportamiento de las cargas en la región N^- , Q_B se expresa por medio de [12-13]:

$$Q_B = q \cdot A \int_0^W p(x) \cdot d(x) \quad (6)$$

La inyección de cargas (Q_B) a la región N^- establece una resistencia variable debido al efecto de conductividad por modulación, la cual es dependiente del voltaje de polarización aplicado [12-14]. La expresión para su cálculo está dada por:

$$R_M = \frac{W^2}{(\mu_n + \mu_p) \cdot Q_B + \mu_n Q_0} \quad (7)$$

Donde: μ_n y μ_p se definen como las movilidades de electrones y huecos y Q_0 es la carga en equilibrio termodinámico que está determinado por.

$$Q_0 = q A W_B N_B \quad (8)$$

Finalmente los voltajes V_{J1} y V_{J2} se calculan por medio de la ecuación de Shockley.

$$I_{n(x=0)} = I_{Spn} \left[\exp \left[\frac{V_{J1}}{V_T} \right] - 1 \right] \quad (9)$$

$$I_{n(x=W)} = I_{Snp} \left[\exp \left[\frac{V_{J2}}{V_T} \right] - 1 \right] \quad (10)$$

4.2. Modelo eléctrico equivalente

En la figura 3, se observa el equivalente eléctrico simplificado. Las corrientes $I_{p(x=0)}$ e $I_{p(x=W)}$ se calculan por medio de la ecuación (3) y (5). Para la obtención de un modelo simplificado, las corrientes $I_{n(x=0)}$ e $I_{n(x=W)}$ se calculan a través de la ecuación de Shockley (9) y (10).

4.3. Propuesta de solución para $p(x,t)$

A. Fase estática

Para el estado estático (o estable), no se presenta dependencia en el tiempo, por lo que $\frac{\partial p(x,t)}{\partial t} = 0$,

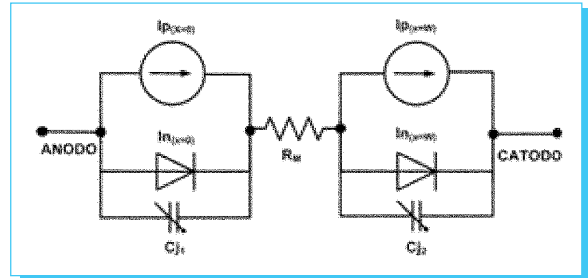


Fig. 3. Circuito eléctrico equivalente simplificado.

con la condición anterior (1) se reduce a una ecuación diferencial ordinaria como se observa en:

$$\frac{\partial^2 p(x)}{\partial x^2} = \frac{p(x)}{L_s^2} \quad (11)$$

Donde $L_s = (D \tau)^{1/2}$ representa la longitud de difusión ambipolar en el estado estático. La ecuación (11) presenta como solución general:

$$p(x) = A \sinh \frac{x}{L_s} + B \cosh \frac{x}{L_s} \quad (12)$$

Para el cálculo de los coeficientes A y B , se definen como condiciones iniciales a P_0 y P_w que representan las concentraciones en $x = 0$ y $x = W$. De la sustitución de P_0 y P_w en (12), se obtiene:

$$A = \frac{P_w - P_0 \cosh \frac{W}{L}}{\frac{W}{L}} \quad \text{y} \quad B = P_0,$$

con A y B en (12) se encuentra la solución de (11) que se expresa por medio de:

$$p(x) = \frac{P_w \sinh \frac{x}{L_s} + P_0 \sinh \frac{W-x}{L_s}}{\sinh \frac{W}{L_s}} \quad (13)$$

Donde, W representa el ancho efectivo de la región de bajo dopado (véase figura 1).

La solución de $p(x)$ en el estado estático permite calcular las corrientes inyectadas a la región N^- . De (13) se procede a calcular los gradientes evaluados en $x = 0$ y $x = W$, los cuales servirán para el cálculo de las corrientes de huecos inyectadas a la región de bajo dopado.

$$\left. \frac{dp(x)}{dx} \right|_{x=0} = \frac{1}{L_s} \frac{P_w - P_0 \cosh \frac{W}{L_s}}{\sinh \frac{W}{L_s}} \quad (14)$$

$$\left. \frac{dp(x)}{dx} \right|_{x=W} = \frac{1}{L_S} \frac{P_W \cosh\left[\frac{W}{L_S}\right] - P_0}{\sinh\left[\frac{W}{L_S}\right]} \quad (15)$$

Sustituyendo (13) en (6), se obtiene la expresión para el cálculo de las cargas almacenadas, Q_B .

$$Q_B = qAL_S(P_W + P_0) \tanh\left(\frac{W}{2L_S}\right) \quad (16)$$

Para el cálculo de R_{M^p} se sustituye (16) en (7).

La sustitución de (14) y (15) en (3) y (5), permite el cálculo particular de $I_{p(x=0)}$ e $I_{p(x=W)}$, como se observa en (18) y (20). Las corrientes de electrones $I_{n(x=0)}$ e $I_{n(x=W)}$ se modelan a través de diodos estándar ajustados a las características eléctricas del SiC, como se observa en (17) y (19).

$$I_{n(x=0)} = I_{sp0} \left[\exp\left[\frac{V_{J1}}{V_T} - 1\right] \right] \quad (17)$$

$$I_{p(x=0)} = \frac{I_T}{1+b} - qAD \left. \frac{\partial p(x)}{\partial x} \right|_{x=0} \quad (18)$$

$$I_{n(x=W)} = I_{spW} \left[\exp\left[\frac{V_{J1}}{V_T} - 1\right] \right] \quad (19)$$

$$I_{p(x=W)} = \frac{I_T}{1+b} - qAD \left. \frac{\partial p(x)}{\partial x} \right|_{x=W} \quad (20)$$

El conjunto de ecuaciones (9) a (17) permite la simulación del modelo estático en Pspice.

Para la simulación dinámica se considera que el comportamiento de las cargas Q_B que se desarrollan en la región N - es diferente en cada fase, por lo que, se divide la solución de $p(x)$ en fase de encendido y fase de apagado.

B. Fase de encendido

La fase de encendido se produce cuando se inyectan cargas a la región N - y termina cuando éstas alcanzan un máximo valor determinado por la corriente máxima de conducción que se logra en la fase estática. La principal diferencia con respecto a la fase estática es la dependencia en el tiempo, es decir:

$$\frac{\partial p(x,t)}{\partial t} \neq 0$$

Como la ADE no presenta una solución analítica, se utiliza la aproximación siguiente:

$$\frac{\partial p(x,t)}{\partial t} \approx \frac{p(x,t)}{T} \quad (21)$$

Donde la variable T representa la duración de la fase de encendido antes de alcanzar la fase estática. Con la aproximación anterior, la ADE se transforma en la expresión siguiente:

$$\frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} = \frac{p(x,t)}{D\tau} + \frac{1}{D} \frac{p(x,t)}{T} = \frac{p(x,t)}{D\tau} \left[1 + \frac{\tau}{T} \right] = \frac{p(x,t)}{L_{ON}^2} \quad (22)$$

Donde se define una nueva longitud de difusión determinada por:

$$L_{ON}(t) = \sqrt{\frac{\tau \cdot D}{1 + \frac{\tau}{T}}} = \frac{L_S}{\sqrt{1 + \frac{\tau}{T}}} \quad (23)$$

Como (22) es similar a (11), la solución es similar a (13) con la incorporación del nuevo L_{ON} que permite obtener resultados de simulación en el tiempo.

$$p(x,t) = \frac{P_W \sinh\left[\frac{x}{L_{ON}(t)}\right] + P_0 \sinh\left[\frac{W-x}{L_{ON}(t)}\right]}{\sinh\left[\frac{W}{L_{ON}(t)}\right]} \quad (18)$$

Los gradientes, evaluados en $x=0$ y $x=W$, las cargas inyectadas a la región de deriva y los componentes de corrientes inyectadas, son similares a (17)-(20), donde se sustituye L_S por el nuevo L_{ON} .

Para el cálculo de L_{ON} se parte de la ecuación de continuidad en un dimensión [12-13].

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q \cdot A} \frac{dI_p}{dx} - \frac{p}{\tau} \quad (19)$$

Integrando entre los límites $x=0$ y $x=w$ y con la ecuación (6), se obtiene la ecuación de control de carga.

$$\frac{1}{q \cdot A} \int_{x=0}^{x=w} \frac{dI_p}{dx} dx = -\int_{x=0}^{x=w} \frac{p}{\tau} dx - \int_{x=0}^{x=w} \frac{\partial p}{\partial t} dx \quad (20)$$

$$I_{p(x=0)} - I_{p(x=W)} = \frac{Q_B}{\tau} + \frac{dQ_B}{dt} \quad (21)$$

Sustituyendo (14), (15), (18) y (19) en (20), se obtiene la expresión final para el cálculo de $L_{ON}(t)$.

$$L_{ON}(t) = \sqrt{\frac{D \cdot Q_B}{\frac{Q_B}{\tau} + \frac{dQ_B}{dt}}} \quad (22)$$

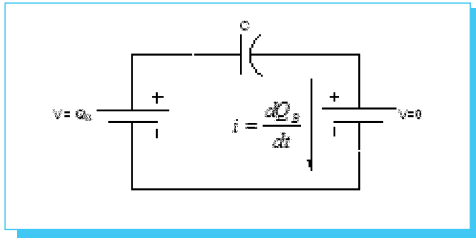


Fig. 4. Subcircuito equivalente para el cálculo de $L_{ON}(t)$.

El término no lineal dQ_B/dt , se implementa en Pspice como se observa en la figura 4.

Para la obtención de resultados de simulación en la fase de encendido, se utilizó el mismo circuito equivalente de la figura 3, donde el cambio más importante es el cálculo de $L_{ON}(t)$ a través del sub-circuito de la figura 4.

C. Fase de apagado

Para la obtención de una adecuada aproximación de $p(x)$, se propone modelar el comportamiento de las cargas que serán desalojadas por secciones como se observa en la figura 5, en la cual x_L y x_R definen las fronteras para cada sección, P_L y P_R representan las nuevas concentraciones, inicial y final, a evaluar para $p_1(x)$, $p_2(x)$ y $p_3(x)$. Q_L , Q_M y Q_R representan las cargas desarrolladas en cada sección a simular.

Las expresiones propuestas que modelan cada sección se presentan a continuación. Para la secciones 1 y 3 se propone un comportamiento del tipo coseno con valores de longitud de difusión $L_{off1}(t)$ y $L_{off2}(t)$ respectivamente, como la sección 2 inicia a partir de la fase estática y se decreta con respecto al tiempo, se propone una expresión similar a la encontrada

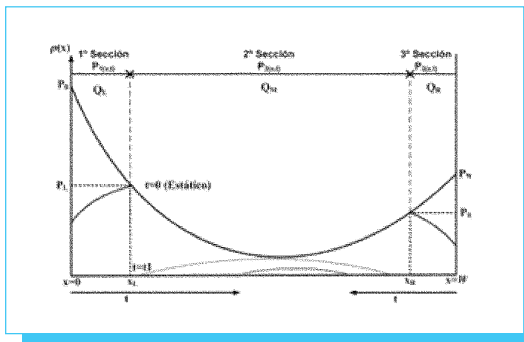


Fig. 5. Modelado por secciones de $p(x)$ en la fase de apagado.

para la fase estática con un nuevo valor de longitud de difusión. Las tres ecuaciones propuestas se muestran a continuación:

$$p_1(x,t) = P_L \cos(x - x_L / L_{off1}(t)) \quad (23)$$

$$p_2(x,t) = \frac{P_R \sinh \frac{x - x_L}{L_{off2}(t)} + P_L \sinh \frac{x_R - x}{L_{off2}(t)}}{\sinh \frac{x_R - x_L}{L_{off2}(t)}} \quad (24)$$

$$p_3(x,t) = P_R \cos \frac{x - x_R}{L_{off3}(t)} \quad (25)$$

Para que las expresiones (23)-(25) simulen correctamente el comportamiento de las cargas Q_B a desalojar de la región N^- , se desarrollan las expresiones analíticas para el cálculo de las tres nuevas longitudes de difusión ambipolar.

Los nuevos gradientes para $p(x,t)$ evaluados en $x = 0$, $x = x_L$, $x = x_R$ y $x = x_w$, se calculan de la siguiente manera:

Para $L_{off1}(t)$, se encuentra la derivada de $p_1(x,t)$ evaluada en $x = 0$.

$$\left. \frac{\partial p_1(x,t)}{\partial x} \right|_{x=0} = \frac{P_L}{L_{off1}(t)} \cdot \text{sen} \frac{x_L}{L_{off1}(t)} \quad (26)$$

Sustituyendo en (26) la relación P_0/P_L evaluada en $x = 0$ de (23), se obtiene la expresión final para $L_{off1}(t)$.

$$L_{off1}(t) = \frac{\sqrt{P_L^2 - P_0^2}}{\left. \frac{dp_1(x,t)}{dx} \right|_{x=0}} \quad (27)$$

con:

$$\left. \frac{dp_1(x,t)}{dx} \right|_{x=0} = \frac{1}{qAD} \left[-\frac{Q_L}{\tau} - \frac{dQ_L}{dt} + qAP_L \frac{dx_L}{dt} \right] \quad (28)$$

Para $L_{off2}(t)$, la corriente total se puede aproximar en forma análoga a la fase de encendido en x_L y x_R , como:

$$I_{T(x)} \approx I_{p(x_L,t)} - I_{p(x_R,t)} \quad (29)$$

Sustituyendo (29) en la ecuación de control de carga, (21), y considerando las corrientes de desplazamiento que se presentan en las regiones desérticas, se obtiene:

$$I_{p(x_L,t)} - I_{p(x_R,t)} = \frac{Q_M}{\tau} + \frac{dQ_M}{dt} - AqP_L \frac{dx_L}{dt} + AqP_R \frac{dx_R}{dt} \quad (30)$$

Para el cálculo de $I_{p(x_L,t)}$ e $I_{p(x_R,t)}$ se evalúa a (3) en x_L y x_R . Sustituyendo en (30) se obtiene la expresión final para $L_{off2}(t)$.

$$L_{off2}(t) = \sqrt{\frac{D \cdot Q_M}{\frac{Q_M}{\tau} + \frac{dQ_M}{dt} - AqP_L \frac{dx_L}{dt} + AqP_R \frac{dx_R}{dt}}} \quad (31)$$

Para $L_{off3}(t)$, se encuentra la derivada de la ecuación (25) $p_3(x,t)$ evaluada en $x=W$

$$\left. \frac{\partial p_3(x,t)}{\partial x} \right|_{x=W} = \frac{P_R}{L_{off3}(t)} \cdot \text{sen} \frac{W-x_R}{L_{off3}(t)} \quad (32)$$

Sustituyendo en (32), la relación P_W/P_R evaluada en $x=W$ de (25). Se obtiene la expresión final para $L_{off3}(t)$.

$$L_{off3}(t) = \frac{\sqrt{P_R^2 - P_W^2}}{\left. \frac{dp_3(x,t)}{dx} \right|_{x=W}} \quad (33)$$

con:

$$\left. \frac{dp_3(x,t)}{dx} \right|_{x=W} = \frac{1}{qAD} \left[\frac{Q_R}{\tau} - \frac{dQ_R}{dt} + qAP_R \frac{dx_R}{dt} \right] \quad (34)$$

Q_L , Q_M y Q_R se calculan con (6) y la $p(x,t)$ propuesta en cada sección.

$$Q_L = qAL_{off1}(t) \sqrt{P_L^2 - P_0^2} \quad (35)$$

$$Q_M = qAL_{off2}(t) (P_R + P_L) \tanh \frac{x_R - x_L}{2L_{off2}(t)} \quad (36)$$

$$Q_R = qAL_{off3}(t) \sqrt{P_R^2 - P_W^2} \quad (37)$$

Las ecuaciones (23)-(37) permiten simular el comportamiento en la fase de apagado del diodo SiC-PiN.

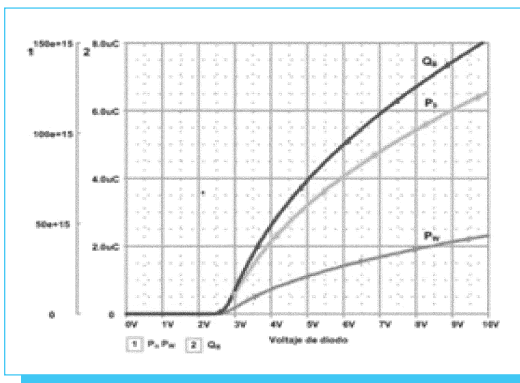


Fig. 6. Resultados de simulación para las concentraciones P_0 , P_W y Q_B con $V_{ON} \approx 2.7$ V.

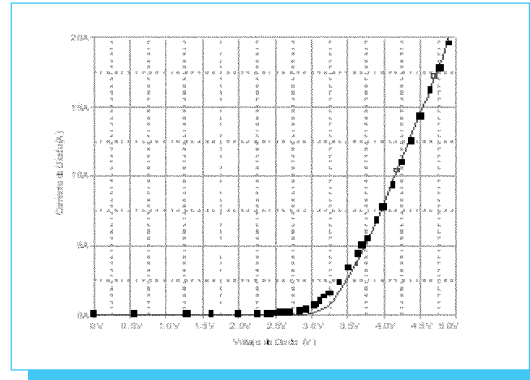


Fig. 7. Resultados de simulación (línea) comparado con valores experimentales (símbolos) para $I_D = 5$ A.

4.4. Resultados de simulación

En la figura 6, se presentan los resultados de simulación para P_0 , P_W y Q_B . Para $n_i \approx 6.7 \times 10^{-11} \text{ cm}^{-3}$ y asumiendo el producto $N_A \cdot N_D$ a valores típicos de 10^{35} cm^{-6} , el voltaje de encendido teórico esperado es de 2.70 V [15]. En los resultados de simulación obtenidos, se comprueba la inyección de cargas a la región N- a un voltaje de 2.7 V, el resultado anterior corrobora el valor teórico esperado.

En la figura 7, se observa la comparación de resultados de simulación de Pspice con datos experimentales, reportados en la literatura, para la fase de encendido [16].

En la figura 8, se observan resultados de simulación para el estado estático para el diodo SiC PiN a una corriente de conducción de 5 A en el rango 25°C a 225°C. El decremento del voltaje de encendido con respecto a la temperatura es indicativo

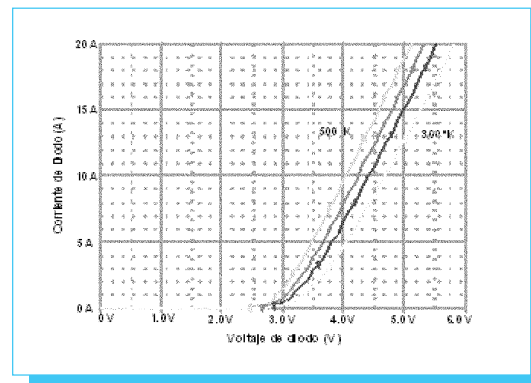


Fig. 8. Resultados de simulación en Pspice para estado estático de diodo SiC PiN de 5 A.

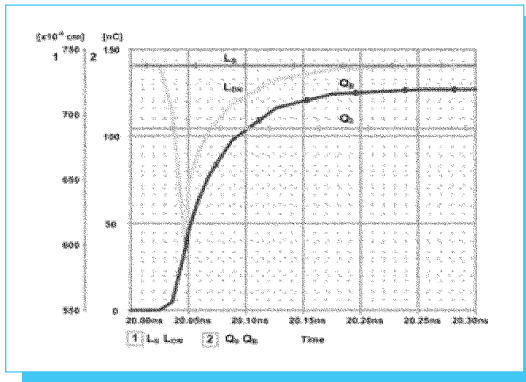


Fig. 9. Comportamiento de $L_{ON}(t)$, y Q_B con respecto a L_S y Q_0 respectivamente.

de un incremento en el tiempo de vida para dispositivos por modulación de conductividad, y un decremento en el valor de banda prohibida.

En la figura 9, se observa el comportamiento de $L_{ON}(t)$ durante la fase de encendido. En esta fase, $L_{ON}(t)$ presenta un valor mínimo de $0.597 \times 10^{-3} \text{ cm}$ y converge a $0.737 \times 10^{-3} \text{ cm}$ al final del encendido. Se observa también la simulación de las cargas inyectadas, Q_B , donde $Q_0=104 \text{ nC}$ representa las cargas en equilibrio termodinámico. En $t \approx 0.20 \text{ ns}$ finaliza la fase de encendido e inicia la fase estática ($L_{ON}(t) = L_S$ y $Q_B > Q_0$). De los resultados de simulación obtenidos, se comprueba la validez de la expresión L_{ON} en la solución de $p(x)$, ya que permite simular de una manera fácil la inyección de cargas a la región N-.

En la figura 10, se presentan resultados de simulación para la fase de encendido. Cuando se incrementa la temperatura, el voltaje de encendido decrece y la corriente en conducción

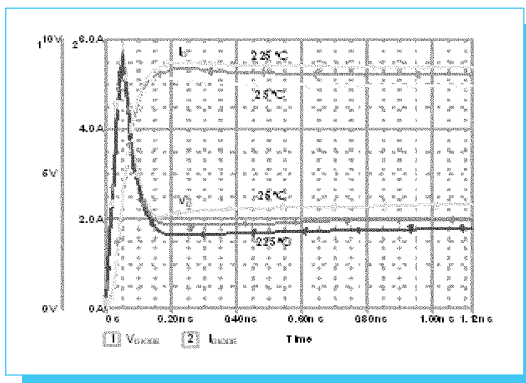


Fig. 10. Resultados de simulación para la fase de encendido, $V_D \approx 2.7 \text{ V}$ e $I_D = 5 \text{ A}$.

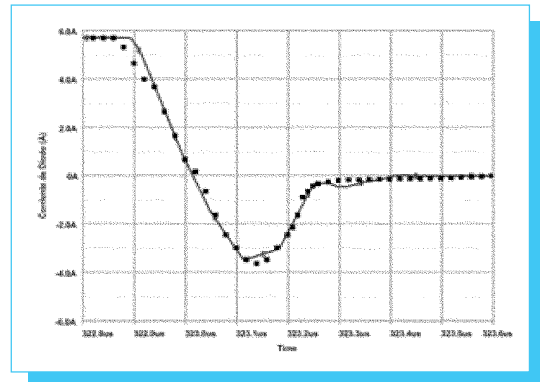


Fig. 11. Resultados de simulación (línea) comparados con valores experimentales (símbolos) para $I_D=5 \text{ A}$.

aumenta, comportamiento teórico esperado de acuerdo a la fase estática.

En la figura 11, se observa la comparación de resultados de simulación de Pspice con datos experimentales reportados en la literatura para la fase de apagado [16].

Finalmente, en la figura 12, se muestra el comportamiento para la recuperación inversa en la fase de apagado a diferentes valores de temperatura. Las condiciones previas a la conmutación son $I_D = 5 \text{ A}$ y $V_{ON} = 2.7 \text{ V}$. Como se observa en la simulación, cuando la temperatura aumenta disminuye el voltaje de encendido y aumenta el pico de corriente inversa.

5. Conclusiones

En este artículo se presenta una metodología de solución a la ecuación de difusión ambipolar (ADE). La solución obtenida

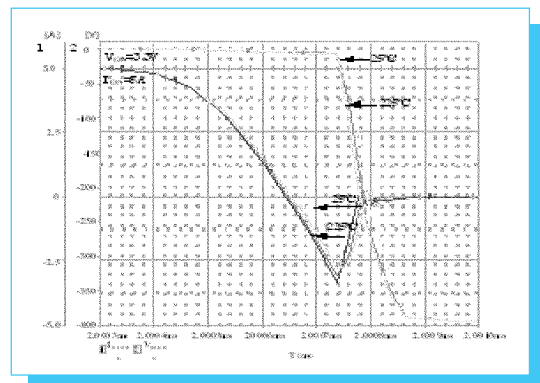


Fig. 12. Formas de onda para la recuperación inversa para el diodo SiC PiN con $I_D = 5 \text{ A}$.

está basada en el cálculo de la longitud de difusión ambipolar. Para la validación del modelo, el conjunto de ecuaciones desarrolladas se implementó en el simulador de circuitos eléctricos Pspice. Para la dependencia de la temperatura y validación del modelo analítico, se tomaron en cuenta datos experimentales reportados en la literatura. El modelo fue simulado para una corriente de conducción máxima de 5A en un rango de temperatura de 25°C a 225°C.

El modelo es de fácil implementación y toma en cuenta los principales fenómenos que se presentan en el carburo de silicio.

6. Referencias

- [1] Hudgins, J.L.; Simin, G.S; Santi, E., «An Assessment of Wide Bandgap Semiconductors for Power Devices», Trans PE, Vol 18, pp 907-914, 2003.
- [3] Levinshtein, M.E.; Ivanov, P.A.; Boltovets, M.S.; Krivutsa, V.A.; MrinalK, J.W.; Das, Hull, B.A. «High-temperature (up to 773 K) operation of 6-kV 4H-SiC junction diodes», Solid-State Electronics, Vol 49, pp 1228–1232, 2004.
- [4] Zolper, J.C. «Emerging Silicon Carbide Power Electronics Components», APEC 2005.
- [5] Singh, S. «Reliability and Performance Limitations in SiC Power Devices», Microelectronics Reliability Vol 46 pp 713–730, 2006.
- [6] Funaki, T.; Kashyap, A.S.; Mantooth, H.A.; Balda, J.C.; Barlow, F.D.; Kimoto, T., Hikihara, T., «Characterization of SiC Diodes in Extremely High Temperature Ambient», APEC 2006.
- [7] Agarwal, A.; Das, M.; Hull, B.; Krishnaswami, S.; Palmour, J.; Richmond, J.; Ryu, S-H.; Zhang, J. «Progress in Silicon Carbide Power Devices», DRC 2006.
- [8] Holz, M.; Hultsch, Scherg, G.T.; Rupp, R. «Reliability considerations for recent Infineon SiC diode releases», Microelectronics Reliability 47 pp1741–1745, 2007.
- [9] Harada; S.; Okamoto; M.; Yatsuo; T.; Adachi; K.; Fukuda; K.; Arai, K., “8.5-m μ m² 600V Double-Epitaxial MOSFETs in 4H-SiC», Trans EDL, Vol 25, pp292-294, 2004.
- [10] Zhao, J.H.; Fursin, L. ; Jiao, L.; Li, X. ; Burke, B., «Demonstration of 1789 V, 6.68m Ω -cm² 4H-SiC Merged-PiN-Schottky Diodes», Electronics Letter, Vol 40, March 2004.
- [11] Zhang, J.; Zhao, J.H.; Alexandrov, P.; Burke, T., «Demonstration of First 9.2 kV 4H-SiC Bipolar Junction Transistor», Electronics Letter, Vol 40, October 2004.
- [12] Su, M.; Sheng, K.; Li, Y.; Zhang, Y.; Wu, J.; Zhao, J-H.; Zhang, J.; Li, L.X., “430-V 12.4-m μ m² Normally OFF 4H-SiC Lateral JFET», Electron Devices Letter, Vol 27, pp 834-836, 2006.
- [13] S. Sze, Physics of Semiconductor Devices, John Wiley & Sons, 1981.
- [14] D. A. Neamen; *Semiconductor Physics and Devices*. University of New Mexico, USA. McGraw Hill, 2003.
- [15] Singh R., Cooper Jr., Melloch M. R.; Chow T.P.; palmour J. W.; «SiC Power Schottky and PiN Diodes», Trans ED, Vol 49, pp 665-671, 2002.
- [16] B. J. Baliga, Silicon Carbide Power Devices, World Scientific, 2005.
- [17] Ty R. McNutt; Allen R. Hefner; H. Alan Mantooth; Jeff Duliere; David W. Berning and Ranbir Singh, «Silicon Carbide PiN and Merged PiN Schottky Power Diode Models Implemented in the Saber Circuit Simulator», Trans PE, Vol 19, pp 573-581, 2004.

Redalyc

Red de revistas científicas de
América Latina, el Caribe,
España y Portugal

www.redalyc.uaemex.mx