



Polibits

ISSN: 1870-9044

polibits@nlp.cic.ipn.mx

Instituto Politécnico Nacional

México

Iturri Hinojosa, Alejandro; Leon Vega, Cirilo; Leija Hernández, Gabriela
Análisis Numérico de Pérdidas de Inserción de Conmutadores Diseñados con Diodos p-i-

n

Polibits, vol. 40, 2009, pp. 71-80

Instituto Politécnico Nacional

Distrito Federal, México

Disponible en: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=402640453010>

- ▶ Cómo citar el artículo
- ▶ Número completo
- ▶ Más información del artículo
- ▶ Página de la revista en redalyc.org

redalyc.org

Sistema de Información Científica

Red de Revistas Científicas de América Latina, el Caribe, España y Portugal
Proyecto académico sin fines de lucro, desarrollado bajo la iniciativa de acceso abierto

Análisis Numérico de Pérdidas de Inserción de Conmutadores Diseñados con Diodos *p-i-n*

Alejandro Iturri Hinojosa, Cirilo Leon Vega, Gabriela Leija Hernández

Resumen—Se presenta un análisis numérico de la pérdida de inserción de conmutadores de microondas diseñados con diodos *p-i-n*. Se analizan las características de resistencia serie, R_s , y la capacitancia de unión, C_j , propias del modelo de circuito equivalente de los diodos *p-i-n*. Así mismo, se presenta a detalle la teoría de funcionamiento de los diodos *p-i-n* y de los conmutadores de microondas.

Palabras Clave—Diodos *p-i-n*, conmutadores de microondas, pérdida de inserción.

Numeric Analysis of the Insertion Loss in Switches Designed using the *p-i-n* Diodes

Abstract—We present numeric analysis of the insertion loss in the microwave switches designed using the *p-i-n* diodes. We analyze the characteristics of series resistance R_s , and junction capacitance C_j that are part of the equivalent circuit model of the *p-i-n* diodes. Also, we present necessary background for explanation of functioning of the *p-i-n* diodes and microwave switches.

Index Terms—*p-i-n* diodes, microwave switches, insertion loss.

I. INTRODUCCIÓN

UN diodo *p-i-n* es un diodo semiconductor que consta de dos regiones, una tipo *P* y otra tipo *N* altamente dopadas y separadas por una región intrínseca de mayor resistividad, como se puede apreciar en la Fig. 1. Estos dispositivos son muy utilizados en desplazadores de fase y conmutadores de señales microondas. Los dispositivos diseñados con diodos *p-i-n* se destacan por sus bajas pérdidas de inserción y elevado desempeño con señales de altas frecuencias [1].

La principal ventaja del diodo *p-i-n* frente a un diodo convencional es la mejora en la respuesta de conmutación de señales microondas.

Cuando se manejan señales de baja frecuencia los efectos reactivos que se presentan en las uniones del diodo se consideran despreciables. Estos efectos son asociados con la difusión de portadores, electrones y huecos, a través de la unión.

Manuscrito recibido el 7 de mayo del 2009. Manuscrito aceptado para su publicación el 6 de octubre del 2009.

Los autores son de ICE – ESIME Zacatenco, Instituto Politécnico Nacional, México D. F., México (e-mail: aiturri@ipn.mx, cleonv@ipn.mx, gleijah@yahoo.com.mx).

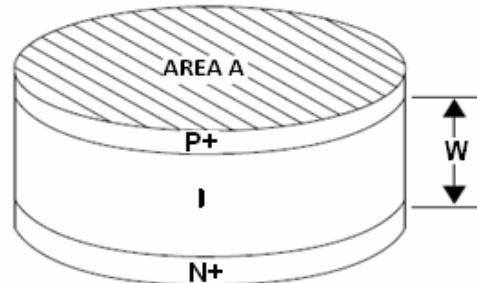


Fig. 1. Diagrama de un diodo *p-i-n* [6].

II. CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO DE LOS DIODOS *P-I-N*

En estado de baja impedancia, situación de polarización directa, el diodo tiene una excelente linealidad y baja distorsión. En estado de alta impedancia, situación de polarización inversa, la región intrínseca produce valores muy altos de voltaje de ruptura y de impedancia. A medida que el ancho de la región de agotamiento, región *I*, aumenta, la capacitancia formada en las uniones del diodo disminuye. Así, el diodo se comporta como un circuito abierto.

A. Estructura y Funcionamiento del Diodo *p-i-n*

Un material altamente dopado es aquel que tiene un mayor número de impurezas, generalmente de tipo *P* o de tipo *N*. Por lo mismo, ofrecerá una menor resistencia al paso de la corriente. Para un material no dopado, es decir intrínseco, existirá una resistencia mucho mayor, dependiendo del material semiconductor que se esté utilizando [1].

En la práctica un diodo *p-i-n* tiene una alta resistividad en la parte media de la zona *P* o *N*. Mientras que existe una baja resistividad en los límites en las zonas *P* y *N*.

La nomenclatura *P+* y *N+* indica un alto dopaje de los materiales *P* y *N*, respectivamente. Un material tipo “π” indica que el material es de tipo *P* y además se dice que es un material “no dopado” (idealmente). Por otra parte, un material “*N*” no dopado es llamado material tipo “*v*”. El material usado en la región *I* puede ser tipo “π” o “*v*”. Utilizando cualquiera de estas dos estructuras no se presentan cambios en el desempeño de un dispositivo. En la práctica, generalmente se utiliza el silicio como el material semiconductor, el cual no es totalmente intrínseco.

En la Fig. 2 se presentan dos estructuras posibles del diodo *p-i-n* (P^+ , π , N^+) y (P^+ , v , N^+).

En la Fig. 2b se muestra el perfil de impurezas de un diodo *p-i-n* con estructura (P^+ , v , N^+), en el cual la región intrínseca de alta resistividad concentra pocos átomos de impurezas tipo N que se ionizan, mientras que la región de agotamiento se extiende a lo largo de la región intrínseca incluyendo una pequeña cantidad de penetración en las regiones conductoras. La región de agotamiento no se extenderá mas allá de los límites de la región I debido al elevado dopaje de las regiones P^+ y N^+ , siendo la zona de agotamiento esencialmente igual al ancho de la capa I, "W". La unión PN que se forma será en la zona P^+ [1].

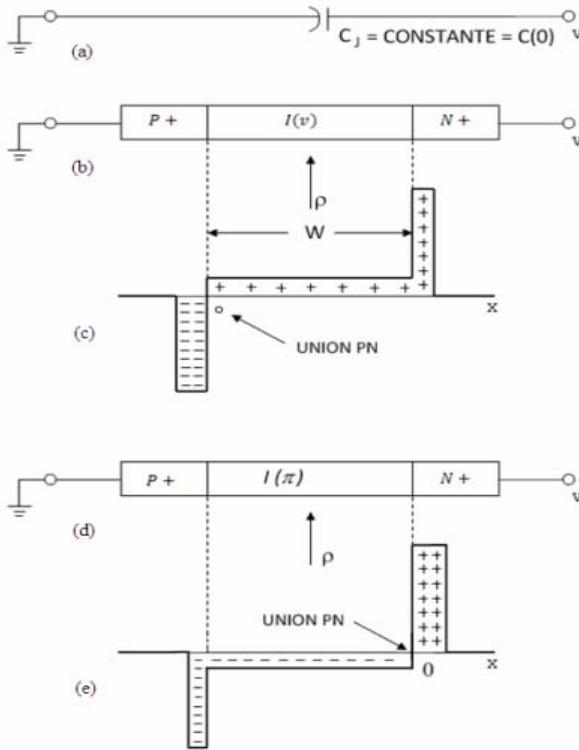


Fig. 2. Perfiles de los dos tipos de diodo *p-i-n*. (a) capacitancia aproximada de circuito equivalente, (b) cristal *p-v-n*, (c) perfil de impurezas *p-v-n*, (d) cristal *p-π-n*, (e) perfil de impurezas *p-π-n* [1].

Una característica importante del diodo *p-i-n* radica en la ampliación de la zona de agotamiento que se obtiene con la ionización de la misma.

En la Fig. 2d se muestra la estructura (P^+ , π , N^+) la cual tiene una región intrínseca con concentración de impurezas de material tipo P^+ . La unión PN que se forma por la expansión de la zona de agotamiento se encuentra en la zona N^+ .

B. Voltaje de Perforación

Como la región intrínseca es altamente resistiva, la zona de agotamiento se extiende hasta las regiones de alta conducción, incluso aún cuando no se ha polarizado al diodo. Se dice que la capacitancia equivalente del diodo no se ve alterada por el voltaje suministrado, Fig. 3b.

A causa de altas concentraciones de impurezas y de la facilidad de ionización de los electrones y los huecos en los materiales P^+ y N^+ la zona de agotamiento tenderá a ensancharse más.

Un diodo libre de voltaje de polarización tiene la característica de tener una región I que se va extendiendo hacia las zonas P^+ y N^+ sin requerir la aplicación de algún voltaje.

Si voltaje de polarización parte de las impurezas en la región I del diodo se ionizan y la zona de agotamiento cubre una parte de la capa intrínseca (Fig. 3b). Por otra parte en polarización inversa la capa de agotamiento se propaga por la zona intrínseca a medida que la capacitancia por unidad de área en la unión PN va decreciendo. Como se muestra en la Fig. 2c el ancho de la capa de agotamiento es casi igual al ancho de la capa intrínseca. Y el voltaje en este punto de operación es llamado voltaje de perforación (V_{PT}).

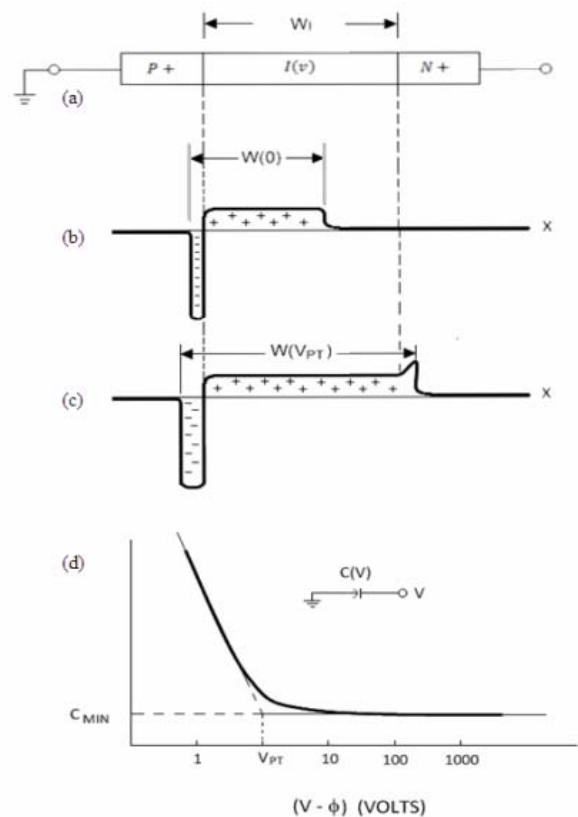


Fig. 3. Características del diodo *p-i-n* y su respuesta de voltaje de perforación. a) diodo *p-i-n* práctico, b) perfil de impurezas ionizadas en estado de polarización cero, c) perfil de impurezas ionizadas en estado de perforación, d) característica $C(V)$ a 1 MHz [1].

En la práctica, para medir el voltaje de perforación se utiliza la característica de capacitancia vs. voltaje del diodo que se forma en la unión PN, ver Fig. 3d. La gráfica C vs. V muestra la relación cuando el diodo opera a alrededor de 1 MHz, considerada bajas frecuencias.

La medición del voltaje de perforación se obtiene en la intersección de las tangentes de los declives, como se observa en la Fig. 3d.

Sin embargo, el funcionamiento con microondas dependerá de la susceptibilidad del material semiconductor que se esté utilizando. El silicio presenta una susceptibilidad mayor que la conductancia de las impurezas en el material intrínseco.

C. Medición de Capacitancia y Relajación Dieléctrica

Debido a la elevada constante dieléctrica del silicio y también por ser un material semiconductor con conductancia variable, la capacitancia será mayor cuando el diodo opere con señales de baja frecuencia. Mientras que para señales de frecuencia alrededor de 1 GHz la capacitancia medida será mucho menor [1].

Por lo tanto, el circuito equivalente que representa al diodo *p-i-n* está conformado por el paralelo de una capacitancia y una conductancia. La división de corriente entre ellos varía con la frecuencia de la señal aplicada. Las corrientes de mayor frecuencia se conducirán mayormente por el trayecto capacitivo.

En la Fig. 4 se muestra la representación de un diodo *p-i-n* por debajo del voltaje de perforación. Las regiones de P+ e I que son reducidas, representan a la zona de agotamiento o región libre de portadores. La zona restante de la región I está intacta y puede modelarse por el circuito de la Fig. 4c, como el circuito en paralelo de una resistencia y un capacitancia, representados por los elementos C_{US} y R_{US} , respectivamente.

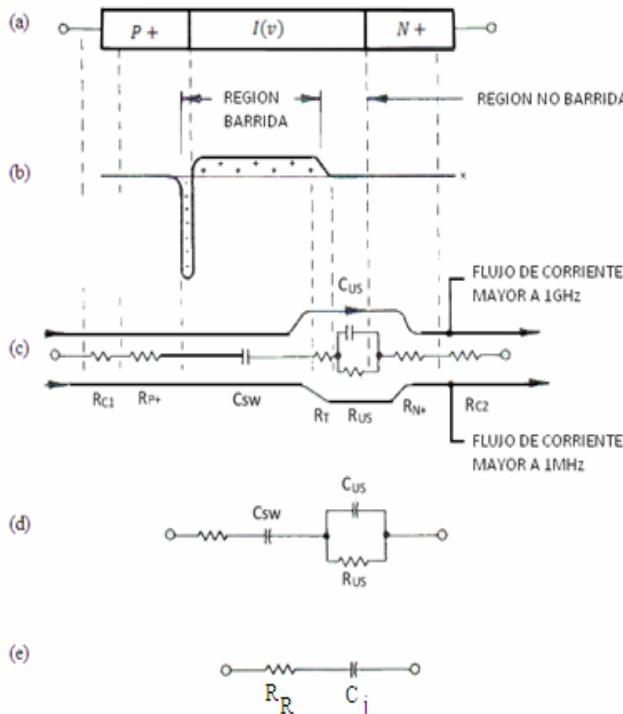


Fig. 4. Circuito Equivalente de un diodo *p-i-n* en polarización Inversa. (a) modelo del diodo *p-v-n*, (b) zona de agotamiento antes del voltaje de perforación, (c) circuito equivalente detallado, (d) circuito equivalente a bajas frecuencias, (e) circuito equivalente para microondas [1].

La división de corriente a través de C_{US} y R_{US} depende de la relación de la susceptancia de C_{US} y de la conductancia ($1/R_{US}$). Esta relación depende directamente de la constante dieléctrica que se crea en el material semiconductor. La

constante de relajación dieléctrica, f_R , se define como la frecuencia a la cual la división de corriente entre los dos elementos es la misma, es decir, cuando los valores de susceptancia y conductancia son iguales.

Una característica importante en el funcionamiento de los diodos *p-i-n* operados a una frecuencia de microondas como se muestra en la Fig. 4e, es la capacitancia C_j que se forma cuando se maneja una frecuencia del triple o más alta que f_R , esto debido al efecto que produce tener varios capacitores conectados en serie.

Por lo tanto las mediciones de capacitancia pueden desarrollarse a una frecuencia baja pero con un voltaje suficiente para poder operar adecuadamente el diodo. Así los resultados que se obtienen a una frecuencia de 1 MHz son una buena aproximación a los obtenidos a microondas.

Esta frecuencia será una estimación de la frecuencia de relajación debido a que en esta la capacitancia mínima es aproximada al valor de C_j (capacitancia para microondas).

Los diodos *p-i-n* fabricados con material de silicio altamente puro, tienen una resistividad de aproximadamente 500 a 100 K Ω -cm. Valores típicos de resistividad de la región I son de 100 a 1000 Ω -cm. En la práctica, los diodos *p-i-n* utilizados para la conmutación de microondas tienen anchos de región I de alrededor de 25 a 250 μ m.

La frecuencia de relajación del dieléctrico del perfil del diodo mostrado en la Fig. 4 se obtiene mediante.

$$f_{R, \text{GHz}} = \frac{153}{\rho_{\Omega-\text{cm}}} \quad (1)$$

Por ejemplo, un diodo *p-i-n* con una resistividad de al menos 100 Ω -cm en la capa intrínseca, tendrá aproximadamente una $f_R = 1.53$ GHz. Así para poder trabajar con frecuencias de 5 GHz o más, se utiliza comúnmente el circuito que se muestra en la Fig. 4e.

En donde “ ρ ” es la resistividad que se forma por el ensanchamiento de la zona de agotamiento comúnmente llamado “*bulk resistivity*” en el área libre de carga.

$$\rho_{\Omega-\text{cm}} = \frac{2.4 \times 10^8 W^2}{V_{PT}} \quad (2)$$

Donde W , es el espesor de la región I y V_{PT} es el voltaje de perforación.

El espesor W correspondiente a un valor de tiempo de vida de portadores (τ) del diodo *p-i-n*, puede encontrarse por medio de la relación [4]:

$$W = \sqrt{\mu_{AP} V_T \tau} \left(\frac{W}{L} \right) \quad (3)$$

El voltaje de perforación es calculado por la siguiente expresión [1]:

$$V_{PT} = \frac{eN_D W^2}{2\epsilon_0 \epsilon_R} \quad (4)$$

Donde e , es la carga de un electrón, ϵ_R es la constante dieléctrica del material utilizado en el diodo $p-i-n$ ($\epsilon_R = 11.8$ para el silicio) y N_D es la concentración de impurezas en la región I.

D. Tiempo de Vida de Portadores

Para poder calcular la resistencia de la región I del diodo con señales de microondas, se debe tener en cuenta la carga almacenada en esta región. La carga, consiste en electrones y huecos que se inyectan en la región I cuando se aplica una polarización directa al diodo [3].

El tiempo de vida de portadores “ τ ” es el tiempo que existe a partir de la inyección de huecos y electrones en la región I cuando se polariza directamente el diodo, hasta el instante en que se recombinan totalmente las cargas [2].

De otra manera, el tiempo de vida es proporcional a la improbabilidad de que un electrón y un hueco se recombinen [2]. Por ejemplo, un cristal de silicio puro tiene un tiempo de vida de portadores calculado de 3.7 s.

Con impurezas dopantes de 10^{15} cm^{-3} se tiene un tiempo de vida de portadores de 0.1 ms [2]. El tiempo de vida en diodos actuales, oscila entre 0.1 y 10 microsegundos ordenes en magnitud por debajo de este valor teóricamente obtenido [2].

Para mantener una conducción de la señal de microondas y una densidad de carga, se requiere de poca corriente de polarización directa y de un tiempo de vida de portadores mayor [1].

Un tiempo de vida de portadores largo no necesariamente implica una velocidad de comutación lenta [2].

En la Fig. 5a se muestra un circuito equivalente para la medición del tiempo de vida de portadores τ . El método consiste en inyectar una cantidad de carga conocida “ Q_0 ” en la región I y medir el tiempo “ τ_s ” que se necesita para extraer esta carga usando una corriente de polarización inversa.

El funcionamiento de este circuito se basa en el valor de la resistencia R_R en comparación con R_F para cuando S está abierto, el diodo estará polarizado directamente. Para S cerrado, V_R es aplicado al diodo y este a su vez produce una corriente inversa de magnitud $I_R - I_F$. Despues la carga almacenada se remueve hasta dejar completamente agotada esta zona. Si se cumple $\tau_s \ll \tau$ donde τ_s es el periodo de descarga, entonces ocurre una recombinación de electrones y huecos despreciable durante el apagado, y la carga total almacenada es recuperada. En este caso $Q_0 = I_F * \tau$ y τ será

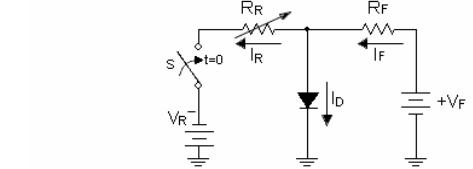
$$\tau \approx \tau_s \left(\frac{I_R}{I_F - 1} \right) \quad (5)$$

donde $\tau_s \ll \tau$.

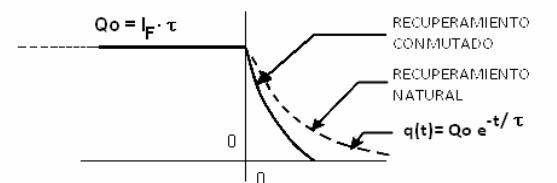
E. Característica de Voltaje - Corriente del Diodo $p-i-n$

En la Fig. 6 se muestra la característica de V-I del diodo $p-i-n$ cuando opera con grandes cantidades de corriente de

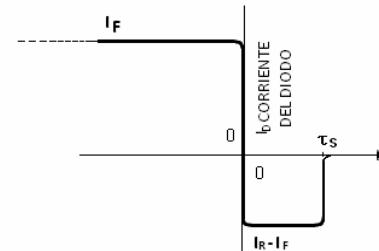
microondas. Se observa que tiene la misma respuesta a voltajes altos.



a) CIRCUITO ESQUEMATICO DE CONMUTACION

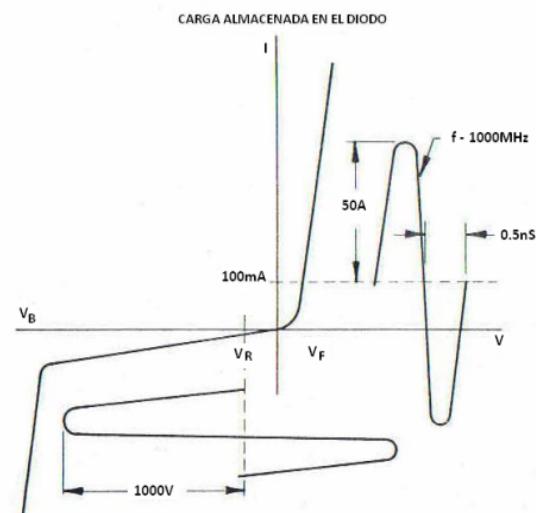


b) CARGA EN LA REGION I CONTRA TIEMPO



c) CORRIENTE EN EL DIODO CONTRA TIEMPO

Fig. 5. Método de medición del tiempo de vida [2]



$$\text{CARGA ALMACENADA} = Q = 0.1 \text{ AMP} \times 5 \times 10^{-6} \text{ SEC.} \\ = 0.5 \mu\text{coul.}$$

$$\Delta \text{ (CARGA)} < 50 \text{ AMP.} \times 0.5 \times 10^{-9} \text{ SEC.} \\ = 0.0025 \mu\text{coul.}$$

Fig. 6. Ejemplo de carga almacenada contra movimiento de carga debido a una señal de microonda [2].

La resistencia que se forma con una corriente de 100mA será menor que 1Ω. También se observa la linealidad que presenta este dispositivo incluso para altas corrientes [2].

$$Q = I_0 \tau \quad (6)$$

Por ejemplo, asumiendo un tiempo de vida de portadores de 5 μs típico de un voltaje elevado aplicado al diodo, unos 100 mA producen una carga de 0.5 μC.

F. Resistencia de Polarización Directa

La resistencia relacionada con la región intrínseca se puede calcular con la siguiente expresión, válida para altas frecuencias [4]:

$$R_I = \frac{W^2}{2 \mu_{AP} \tau I_0} \quad (7)$$

donde $V_T = KT/q = 0.025852$, μ_{AP} es la movilidad ambipolar de las cargas [2]:

$$\mu_{AP} = \frac{2 \mu_p \mu_n}{\mu_p + \mu_n} \quad (8)$$

Por ejemplo, para el silicio $\mu_{AP} = 610 \text{ cm}^2/\text{V-s}$ [2].

Y τ es el tiempo de vida de portadores.

Para frecuencias mayores a $1/\tau$ ($\approx 10/\tau$) se puede utilizar:

$$R_I = \left(\frac{W}{L} \right)^2 \frac{V_T}{2 I_0} \quad (9)$$

Siendo

$$L_{AP} = \sqrt{D_{AP} \tau} \quad (10)$$

la longitud de difusión, que indica la variación de la densidad de portadores minoritarios de la región I.

A medida que la frecuencia de trabajo disminuye, los efectos de las uniones en el diodo pueden contribuir significativamente a la resistencia total R_T , de tal manera que R_I llega a ser solamente una pequeña parte de R_T , a bajas frecuencias [5].

En la región intrínseca, los efectos reactivos causados por la modulación de la conductividad también contribuyen significativamente a la impedancia R_T del diodo p-i-n [2]. De tal forma que la resistencia total del diodo en situación de polarización directa será [5]:

$$R_T = R_I + 2 R_J(f) \quad (11)$$

donde:

$$R_J(f) = \frac{KT}{qI_0} \beta \tanh \left(\frac{W}{2L} \right) \cos \left(\Phi - \frac{\Theta}{2} \right) \quad (12)$$

Con parámetros dados por:

$$\beta = \frac{\sqrt{[\coth a(1 + \cot^2 b)]^2 + [\cot^2 b(1 - \coth^2 a)]}}{(1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2)^{\frac{1}{4}} (\coth^2 a + \coth^2 b)} \quad (13a)$$

$$a = \frac{W}{2L} (1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2)^{\frac{1}{4}} \cos \left(\frac{\Theta}{2} \right) \quad (13b)$$

$$b = a \tan \left(\frac{\Theta}{2} \right) \quad (13c)$$

$$\Phi = \tan^{-1} \left[\frac{\cot b \cdot (1 - \coth^2 a)}{\coth a \cdot (1 + \cot^2 b)} \right] \quad (13d)$$

$$\Theta = \tan^{-1}(\omega \tau) \quad (13e)$$

G. Parámetros R_R y C_J en Modelo de Circuito para Polarización Inversa

Bajo polarización inversa el diodo p-i-n permanece como una capacitancia constante a microondas debido a que la región I está agotada.

El parámetro R_R en su conexión en paralelo o en serie se refiere a la presencia de perdidas disipativas localizadas en las uniones de los contactos óhmicos y en la resistencia formada por las regiones P+ y N+.

A causa de la alta constante dieléctrica relativa para el silicio $\epsilon_R = 11.8$, la capacitancia formada en la región intrínseca es pequeña y se calcula con la expresión [2]:

$$C_J \approx \frac{\epsilon_0 \epsilon_R \pi D^2}{4W} \quad (14)$$

donde ϵ_0 es la permeabilidad en espacio libre $8.85 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$, D es el diámetro de la unión y W es la anchura de la región I.

III. ANÁLISIS NUMÉRICO DE ALGUNOS PARÁMETROS DE FUNCIONAMIENTO DE DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

A. Análisis Numérico de los Parámetros de los Diodos p-i-n

Utilizando la expresión (11), logramos predecir el ancho de región I de algunos diodos comerciales muy utilizados en sistemas de microondas. Los diodos estudiados se muestran en la tabla siguiente (Tabla I), con sus respectivas características de resistencia serie R_S y capacitancia de unión C_J dados por el fabricante.

Para los diodos mostrados en la tabla encontramos los valores de ancho W aproximados. La Tabla II muestra los resultados obtenidos para frecuencias de microondas, de 10 GHz. Para estos cálculos se utilizaron las expresiones (3) y (6).

TABLA I
CARACTERÍSTICAS DE RESISTENCIA SERIE Y CAPACITANCIA DE UNIÓN
DE LOS DIODOS *P-I-N* UTILIZADOS EN LOS CONMUTADORES.

Diodo	R_s	$C_j(pF)$
HPND4005	4.7	0.017
HPND0002	3.5	0.2
HPND4028	2.3	0.025
HPND4038	1.5	0.045
5082-0012	1	0.12

TABLA II
RESPUESTAS DE ANCHO *W* PARA ALGUNOS DIODOS *P-I-N*.

Diodo HPND	R_s (Ω)	C_j (pF)	τ (ns)	I_0 (mA)	Q (nF)	W/L	W (μm)	L (μm)
00002	3.5	0.2	1500	50	75	7.0	371	53
4005	4.7	0.017	100	10	1	2.3	31.4	13.7
4028	2.3	0.025	36	10	360	1.5	11.9	82
4038	1.5	0.45	45	10	450	1.1	10.5	918

Se puede observar que diodos con característica de impedancia serie menor, llegan a percibir menor ancho *W* de región I. Aumentando la corriente de polarización directa del diodo, podemos observar que el ancho de la región I incrementa de manera proporcional.

La longitud de difusión es inversamente proporcional a la impedancia serie del diodo *p-i-n*.

Diodos *p-i-n* con valores bajos de ancho *W* de región I, poseen un tiempo de vida de portadores bajo e impedancia serie igualmente baja. Una relación *W/L* baja en un diodo *p-i-n* se caracterizará por una impedancia serie igualmente baja. Un valor de R_s bajo, resulta en un buen desempeño del diodo *p-i-n* en dispositivos de microondas. A continuación presentamos las características de impedancia serie (R_s) vs. tiempo de vida de portadores (τ) para diodos *p-i-n* operando a una frecuencia de 10 GHz, con ancho *W* relativamente bajo, fabricados de los materiales semiconductores Silicio y Arseniuro de Galio. Para estos cálculos reemplazamos las propiedades eléctricas de los materiales en las expresiones (8) y (11).

En la Fig. 7 se puede observar que los diodos *p-i-n* de Arseniuro de Galio tienen mejor respuesta de resistencia serie respecto a los diodos de Silicio para un valor común de tiempo de vida de portadores. Esto debido principalmente a que cuentan con una permitividad eléctrica mayor.

Los diodos *GaAs* tendrán mejor desempeño en dispositivos de microondas.

1) Pérdidas de inserción y aislamiento

Las perdidas por inserción (IL) y aislamiento son parámetros importantes utilizados para evaluar el desempeño de los conmutadores de microondas. El presente trabajo trata la pérdida de inserción de conmutadores de microondas.

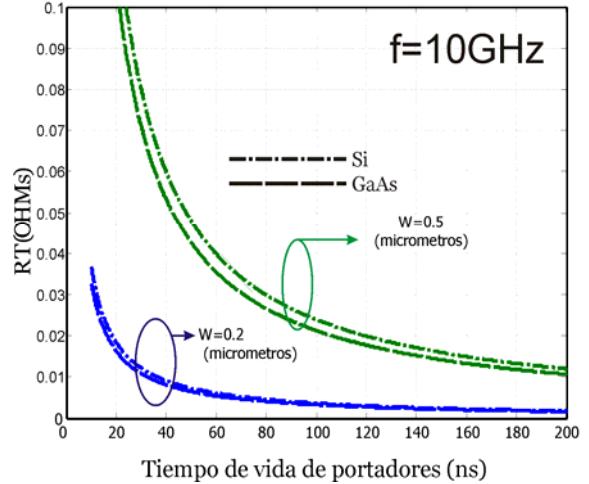


Fig. 7. Respuesta de R_s vs. τ en diodos *p-i-n* de Si y GaAs en altas frecuencias.

La pérdida de inserción se define como la relación, generalmente en decibelios, de la potencia entregada por un conmutador ideal en estado de conducción con la potencia real entregada por el conmutador en estado de conducción [15]. Es decir:

$$dL_{db} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{L,ON}^{ideal}}{P_{L,ON}^{real}} \right).$$

B. Desempeño de los Diodos *p-i-n* en Conmutadores de Microondas

Para el control de las señales de RF, mayormente se utilizan los diodos *p-i-n*. El uso de diodos *p-i-n* en diversas aplicaciones se basa en la polarización del diodo, en estado de alta o baja impedancia, dependiendo del nivel de carga que se encuentre almacenada en la región I.

La disposición de los diodos *p-i-n* en los conmutadores de un polo y un tiro, SPST, tipos serie y derivación es como se muestran en la Fig. 8.

Los conmutadores multi-tiro son mayormente utilizados. Un conmutador multi-tiro se puede diseñar usando un diodo *p-i-n* en cada brazo adyacente al punto común (GND). El desempeño que se obtiene puede ser mejorado con el uso de “conmutadores compuestos”, los cuales consisten en la combinación en cada brazo de los conmutadores conectados en serie y los conmutadores conectados en derivación.

Para aplicaciones de banda estrecha, se usan líneas de transmisión de un cuarto de longitud de onda, separado por múltiples diodos, permitiendo ser usados para varios diseños de conmutadores y así lograr obtener una mejor operación de estos.

1) Conmutadores conectados en serie

Los conmutadores con diodos *p-i-n* conectados en serie, un polo – un tiro (SPST) y un polo – dos tiros (SPDT), mostrados en la Fig. 8a y 9 respectivamente, son comúnmente utilizados en aplicaciones de banda ancha. En ambos casos el diodo se encuentra en un estado de “paso de potencia”. Lo que indica este estado es que conforme se incrementa la polarización

directa aplicada se presenta un pequeño aumento en la resistencia serie del diodo "Rs", ubicada entre la "RF" del generador y la carga. En cambio, bajo la condición de "interrupción de potencia" el diodo se encuentra en polarización inversa, por lo que presenta un estado de alta impedancia entre la fuente y la carga [6].

En los conmutadores conectados en serie, el máximo aislamiento que se puede obtener depende fundamentalmente de la capacitancia del diodo *p-i-n*, mientras que la pérdida de inserción y la disipación de potencia se encuentran en función de la resistencia serie del diodo [6].

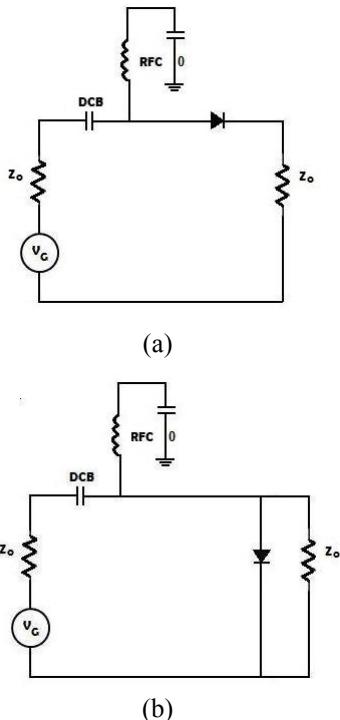


Fig. 8. Conmutadores SPST en base a diodo *p-i-n* dispuesto en (a) serie y (b) paralelo

Los principales parámetros de operación de los conmutadores conectados en serie es la pérdida de inserción, situación de baja impedancia del diodo por polarización directa, y el aislamiento, situación de alta impedancia del diodo por polarización inversa.

Para encontrar la pérdida de inserción en el conmutador conectado serie:

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left[1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right] \quad (15)$$

Esta ecuación aplica para un conmutador SPST. Para los conmutadores multi-tiro las pérdidas por inserción son un poco mayores, debido a algún desacoplamiento con los conectores del diodo provocado por la capacitancia de los diodos *p-i-n*.

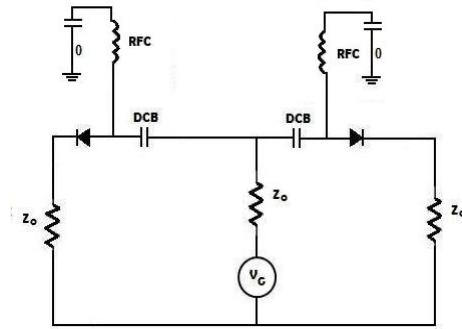


Fig. 9. Conmutador SPDT [6]

La ecuación para el cálculo del aislamiento para conmutadores SPST en base a diodos *p-i-n* es la siguiente:

$$I_{dB} = 10 \log_{10} \left[1 + (4\pi f C Z_0)^{-2} \right] \quad (16)$$

Como se puede apreciar, un valor bajo de capacitancia permitirá obtener un aislamiento mayor. Esta es una característica requerida por las antenas de arreglos de fase en sistemas de comunicaciones.

Por cada conmutador SPNT se agregan 6 dB con relación al 50% del voltaje de reducción a través del diodo en estado de alta impedancia, debido a las limitaciones del generador en cuanto a sus características de impedancia [6].

2) Conmutadores conectados en derivación o paralelo

En la Fig. 8b y 10 se muestran los dos conmutadores típicos con diodos *p-i-n* conectados en derivación. Estos conmutadores ofrecen elevados aislamientos para muchas aplicaciones, debido a que el diodo permite disminuir el calor en un electrodo y así es capaz de manipular mayor potencia RF que un conmutador con diodo *p-i-n* tipo serie.

En los diseños del conmutador con derivación tanto el aislamiento como la disipación de potencia, se encuentran en función de los incrementos en la resistencia de los diodos, donde las pérdidas por inserción dependen principalmente de la capacitancia de los diodos *p-i-n*.

Los parámetros de operación de los conmutadores con derivación son descritos principalmente por las siguientes ecuaciones.

La expresión para el cálculo de pérdida de inserción para ambos conmutadores con derivación SPST y SPNT es la siguiente:

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left[1 + (\pi f C T Z_0)^2 \right] \quad (17)$$

La ecuación para el cálculo del aislamiento para un interruptor con derivación SPST es:

$$I_{dB} = 20 \log_{10} \left[1 + \frac{Z_0}{2R_s} \right] \quad (18)$$

Para obtener un correcto aislamiento para un interruptor muti-tiro se agregan 6 dB a los valores obtenidos con (13) [6].

3) Conmutadores compuestos y sintonizados

Estos conmutadores presentan grandes ventajas en cuestión de un mejor desempeño en el efecto de aislamiento en comparación con utilizar un solo diodo *p-i-n* como un conmutador. Los conmutadores compuestos son combinaciones de arreglos en serie y en paralelo de los diodos *p-i-n*. Los conmutadores sintonizados son conmutadores con una estructura resonante. Con estas configuraciones se puede tener más de 40 dB de aislamiento.

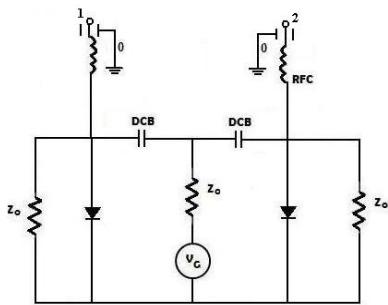


Fig. 10. Conmutadores SPDT con diodos en derivación [6].

En la siguiente figura se muestran dos conmutadores compuestos SPST.

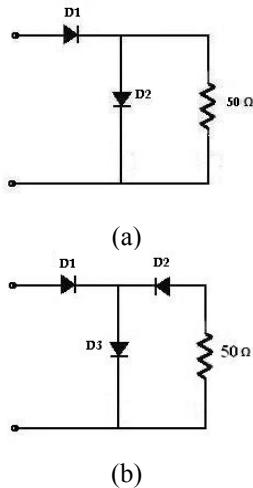


Fig. 11. Conmutadores SPST compuestos
(a) serie-paralelo-ELL y (b) Tee [6].

En el conmutador compuesto, cuando los diodos *p-i-n* en serie se encuentran bajo polarización directa y los diodos en paralelo se encuentran en polarización inversa o estado cero, se trata del estado de pérdida de inserción. El caso inverso es el estado de aislamiento.

En estos casos, los circuitos de control de los diodos son más complejos en comparación con los conmutadores simples.

En la Fig. 12 se puede observar el esquema de un conmutador serie-paralelo.

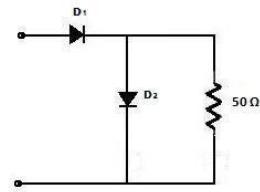


Fig. 12. Conmutador serie-paralelo [6].

Si se conectan dos conmutadores en serie o dos en paralelo separados una distancia de una longitud de onda, podemos obtener un conmutador sintonizado. Así se duplica el valor obtenido de aislamiento con un solo diodo. Sin embargo, la pérdida por inserción es mayor al obtenido por un conmutador de un solo diodo.

En el caso del conmutador sintonizado con configuración en paralelo las perdidas en comparación con un conmutador simple en paralelo serían menores debido a la resonancia que existe en este circuito.

Las configuraciones de estos conmutadores sintonizados se muestran en la Fig. 13.

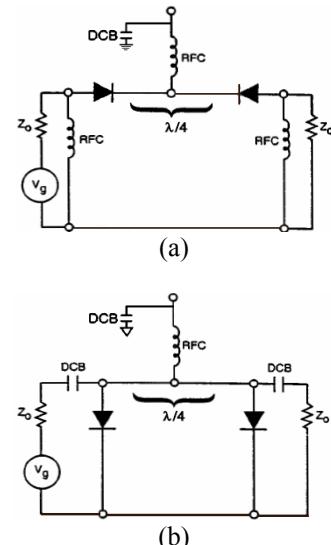


Fig. 13. Conmutador sintonizado (a) serie y (b) paralelo [6].

C. Análisis de Pérdidas en Conmutadores de Microondas

En la Tabla III se muestran las fórmulas para calcular las pérdidas de inserción en dB de los conmutadores simples y compuestos usando diodos *p-i-n*.

TABLA III
EXPRESIONES PARA EL CÁLCULO DE PÉRDIDA DE INSERCIÓN
DE CONMUTADORES SPST [6].

Tipo	Pérdida de Inserción, dB
Serie	$20 \log_{10} \left[1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right]$
Derivación	$10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{Z_0}{2X_c} \right)^2 \right]$

Tipo	Pérdida de Inserción, dB
Serie – Derivación	$10 \log_{10} \left[\left(1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right)^2 + \left(\frac{Z_0 + R_s}{2X_c} \right)^2 \right]$
Tee	$20 \log_{10} \left[1 + \frac{R_s}{Z_0} \right] + 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{Z_0 + R_s}{2X_c} \right)^2 \right]$

I) Pérdida de inserción de acuerdo a la frecuencia de operación

Para el análisis de pérdida de inserción respecto a la frecuencia de operación, consideramos la resistencia serie de 1.5 Ohms, en situación de polarización directa, y capacitancia de unión de 0.0045 pF, en estado de polarización inversa, correspondientes al diodo *p-i-n* HPND4038.

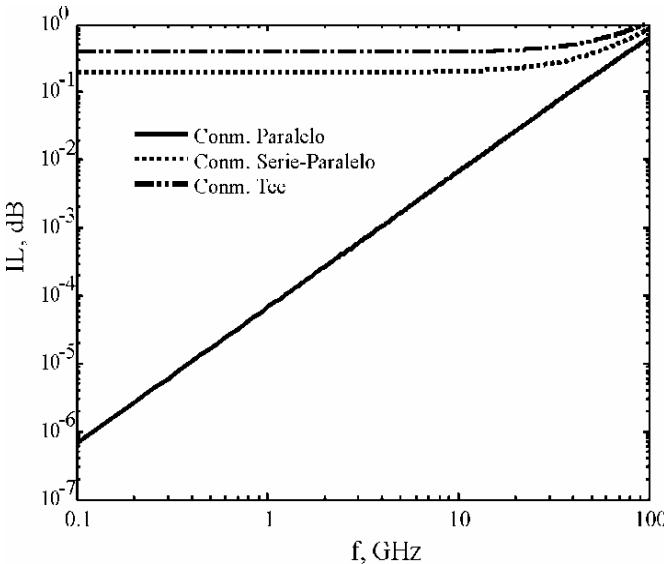


Fig. 14. Pérdida de inserción respecta a la frecuencia de operación.

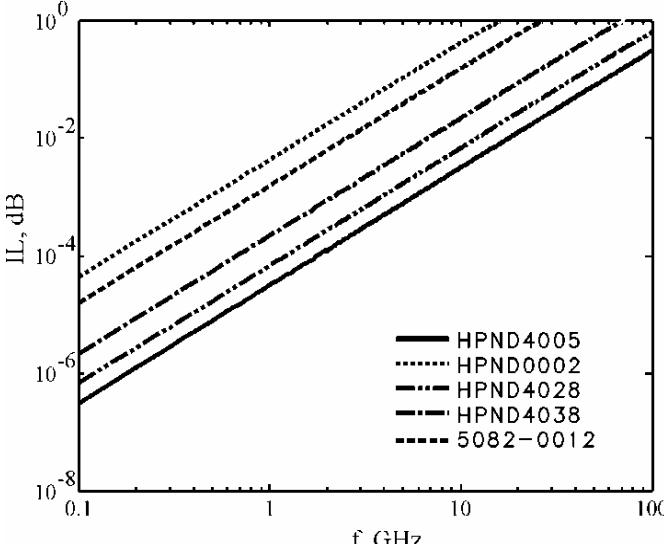


Fig. 15. Pérdidas de inserción de comutadores en paralelo.

En la Fig. 14 se muestra la respuesta de pérdida de inserción de comutadores serie-paralelo, paralelo y *Tee*, utilizando el diodo HPND4038.

Como se puede apreciar en la Fig. 14 los comutadores tipos paralelo, serie-paralelo y *Tee*, tienen una pérdida de inserción, hasta los 10 GHz, por debajo de 0.0067 dB, 0.2045 dB y 0.398 dB, respectivamente.

La menor pérdida de inserción para frecuencias hasta los 10 GHz se obtiene utilizando el Comutador Paralelo. Conforme aumenta la frecuencia de operación por arriba de 10 GHz, la pérdida de inserción en los tres comutadores incrementa exponencialmente como se aprecia en la Fig. 14.

Se continuó con el análisis de las respuestas de pérdida de inserción de los comutadores serie, paralelo, serie-paralelo y *Tee*, para dispositivos en base a los diodos presentados en la Tabla I.

La Tabla IV muestra la pérdida de inserción obtenida de los comutadores en serie.

TABLA IV
VALORES DE PÉRDIDA DE INSERCIÓN EN LOS COMUTADORES EN SERIE
PARA CADA UNO DE LOS DIODOS UTILIZADOS.

Diodo	IL(dB)
HPND4005	0.40
HPND0002	0.30
HPND4028	0.19
HPND4038	0.13
5082-0012	0.08

Las Fig. 15, 16 y 17 muestran la pérdida de inserción en dB para los comutadores en paralelo, serie-paralelo y *Tee* respectivamente, en base a los diodos *p-i-n* de la Tabla I.

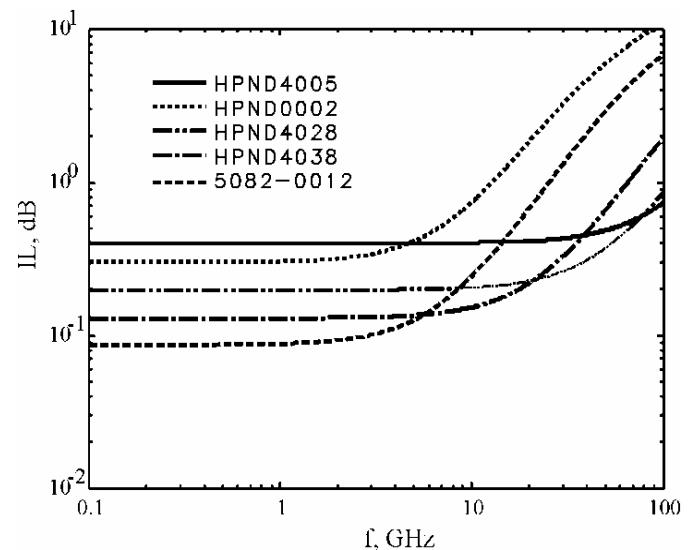


Fig. 16. Pérdida de inserción de comutadores serie-paralelo.

Se puede observar que la pérdida de inserción en los comutadores en paralelo es proporcional al valor de

capacitancia de unión del diodo *p-i-n* utilizado, y tiene una respuesta exponencial creciente a partir de, aproximadamente 2 GHz, como se puede ver en la Fig. 15.

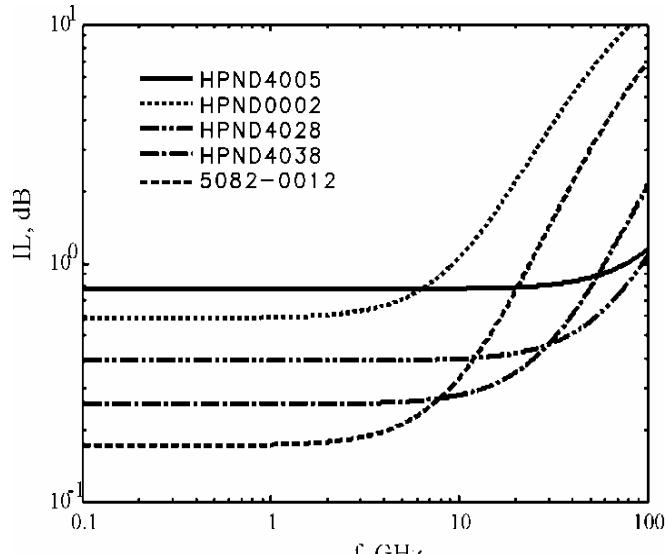


Fig. 17. Pérdida de inserción de conmutadores *Tee*.

La pérdida de inserción en los conmutadores *Tee* y serie-paralelo es directamente proporcional al valor de resistencia serie del diodo *p-i-n* a utilizarse, en bajas frecuencias, es decir menor a 1 GHz. A partir de esta frecuencia, el valor de pérdida de inserción aumenta exponencialmente, presentándose una dependencia más directa con la capacitancia de unión de los diodos utilizados.

IV. CONCLUSIONES

Se describen a detalle los parámetros de desempeño y las características de funcionamiento de los diodos *p-i-n*.

Así mismo, se expone la teoría necesaria y suficiente de dispositivos conmutadores ampliamente utilizados en sistemas de comunicaciones por microondas.

Se presenta un análisis numérico de los parámetros de los diodos *p-i-n*, y las pérdidas de inserción de conmutadores serie, paralelo, serie-paralelo y *Tee* construidos con diodos *p-i-n*. El análisis se realiza en la frecuencia de operación de la mayoría de los dispositivos de microondas.

AGRADECIMIENTOS

La investigación se llevó a cabo con apoyo parcial del proyecto de investigación SIP20090676 del Instituto Politécnico Nacional.

REFERENCIAS

- [1] K. Chang, "Handbook of Microwave and Optical Components," Vol. 2 Microwave Solid-State Components, John Wiley & Sons, 1990.
- [2] J. F. White, "Microwave Semiconductor Engineering," Van Nostrand Reinhold Co. 1982.
- [3] G. Mike, "The RF and Microwave Handbook," Mike Golio (Ed.), Boca Raton: CRC Press LLC, 2001, pp. 664- 671.
- [4] R. H. Caverly, and G. Hiller, "The Frequency-Dependent Impedance of *P-I-N* Diodes", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 37, No. 4, April 1989.
- [5] R. H. Caverly and G. Hiller, "Microwave Resistance of Gallium Arsenide and Silicon *P-I-N* Diodes", *IEEE MTT-S Digest*, 1987.
- [6] G. Hiller, "Design with PIN diodes," Alpha Industries.