



**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y  
ELÉCTRICA**

**UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LOPEZ MATEOS”**

**INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA**

“Modelado en Pequeña Señal de un Transistor de Efecto de  
Campo de Nanotubo de Carbón (TECNTC) para  
Aplicaciones en Telecomunicaciones ”

**TESIS**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:  
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIONES**

PRESENTA

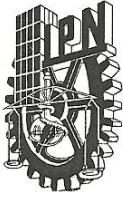
**Luis Miguel Díaz Albarrán**

DIRECTORES DE TESIS

**Dr. Mauro Alberto Enciso Aguilar  
Dr. Luis Manuel Rodríguez Méndez**

México D.F. Junio 2011.





**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL  
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO**

SIP-14

**ACTA DE REVISIÓN DE TESIS**

En la Ciudad de México, D. F. siendo las 11:00 horas del día 14 del mes de JUNIO del 2011 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E.S.I.M.E.-ZAC. para examinar la tesis titulada:

**“MODELADO EN PEQUEÑA SEÑAL DE UN TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO DE NANOTUBO DE CARBÓN (TECNTC) PARA APLICACIONES EN TELECOMUNICACIONES”**

Presentada por la alumna:

<b>DIAZ</b>	<b>ALBARRÁN</b>	<b>LUIS MIGUEL</b>
Apellido paterno	Apellido materno	Nombre(s)
Con registro:		
A	0	9
0	3	9
5		

aspirante de:

**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES**

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron *SU APROBACIÓN DE LA TESIS*, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

\_\_\_\_\_  
**DR. MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR**  
Presidente

\_\_\_\_\_  
**DR. LUIS MANUEL RODRÍGUEZ MÉNDEZ**  
Segundo Vocal

\_\_\_\_\_  
**DRA. MARTHA CECILIA GALÁZ LARIOS**  
Tercer Vocal

\_\_\_\_\_  
**DR. LUIS MANUEL RODRÍGUEZ MÉNDEZ**  
Secretario

\_\_\_\_\_  
**DR. RAÚL PEÑA RIVERO**

\_\_\_\_\_  
**DR. JORGE ROBERTO SOSA PEDROZA**

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

\_\_\_\_\_  
**DR. JAIME ROBLES GARCÍA**





**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**  
**SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO**

**CARTA CESIÓN DE DERECHOS**

En la Ciudad de México el día 14 del mes Junio del año 2011, el que suscribe Luis Miguel Díaz Albarrán alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería de Telecomunicaciones con número de registro A090395, adscrito a La Sección de Estudios de Posgrado e Investigación manifiesta que es autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Mauro Alberto Enciso Aguilar y cede los derechos del trabajo intitulado Modelado en Pequeña Señal de un Transistor de Efecto de Campo de Nanotubo de Carbón (TECNTC) para Aplicaciones en Telecomunicaciones, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección hokum430@hotmail.com. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.



---

Luis Miguel Díaz Albarrán

*Dedicado a mis Padres Ana Maria (Mi Angel) y Luis Miguel (Mi Ejemplo) por ser mi fuerza y soporte en los momentos más álgidos.*

*A mi abuelita Mary y a mi papa Vicente en donde quiera que estén muchas gracias por ayudarme (ustedes saben porque).*

*A mis Hermanas Babar, Ana, Melina y Griselda gracias por todo su amor, apoyo y comprensión.*

*A mis Amigos, la familia que yo elegí, Roberto, Mariana, Betsabe, Clausen, Alfredo, Chava, Anibal, Julio y todos los que me faltaron muchas gracias por creer en mí.*

*Agradezco a el Dr. Mauro Alberto Enciso Aguilar y al Dr. Luis Manuel Rodríguez Méndez por el seguimiento y asesoramiento de este trabajo a lo largo de estos 2 años y medio.*

*Al Instituto Politécnico Nacional y al CONACYT por el apoyo económico para realizar este trabajo.*

“Querer es una gran cosa, porque la Actividad y el Trabajo son consecuencia generalmente de la Voluntad, y casi siempre el Trabajo va acompañado del Éxito. Trabajo Voluntad y Éxito llenan la vida de un hombre. La voluntad abre las puertas del Éxito con brillantez y felicidad; el Trabajo hace pasar a través de estas puertas, y al final del viaje el Éxito corona los esfuerzos realizados”

Luis Pasteur

# Índice general

Resumen	IX
Abstract	X
Lista de Abreviaturas	XI
Objetivos	XII
Justificación	XIII
Organización de la Tesis	XV
Introducción	XVI
<b>1. Estado del Arte de los Nanotubos de Carbón</b>	<b>1</b>
1.1. Carbón: Antecedentes, Propiedades y Estructura Química . . . . .	1
1.2. Nanotubos de Carbón . . . . .	2
1.3. Nanotubos de Carbón de Pared Simple (NTCPS) . . . . .	3
1.4. Vector de Quiralidad . . . . .	3
1.5. Nanotubos Armchair . . . . .	7
1.6. Nanotubos Zigzag . . . . .	7
1.7. Nanotubos (n,m) . . . . .	8
1.8. Nanotubos de Carbón de Multipared (NTCMP) . . . . .	8
1.9. Nanotubos Metálicos, Semiconductores y su Estructura de Bandas de Energía . . . . .	9
1.10. Síntesis y Fabricación de los Nanotubos de Carbón. . . . .	12
1.11. Crecimiento por Descarga de Arco . . . . .	12
1.12. Ablación por Laser. . . . .	15
1.13. Depósito por Vapor Químico (DVQ) . . . . .	16
1.14. Mecanismos de Crecimiento de los Nanotubos de Carbón. . . . .	18
1.15. Sumario . . . . .	19
<b>2. Construcción y Caracterización de los TECNTC</b>	<b>20</b>
2.1. Antecedentes. . . . .	20
2.2. Clasificación de los Transistores de Efecto de Campo con Nanotubos de Carbón TECNTC. . . . .	23
2.3. TECNTC de Compuerta Trasera. . . . .	23
2.4. TECNTC con Nanotubos de Multipared de Compuerta Trasera. . . . .	27
2.5. TECNTC de Compuerta Central . . . . .	28
2.6. TECNTC Coaxial. . . . .	34
2.7. Otras Configuraciones de TECNTC. . . . .	38
2.8. Transistor de Efecto de Campo con Nanotubos de Carbón TECNTC Tipo n. . . . .	42
2.9. Sumario . . . . .	43

<b>3. Teoría y Modelado del Transporte Balístico en TECNTC</b>	<b>44</b>
3.1. Introducción . . . . .	44
3.2. Aproximación del Modelo de Natori para el Transporte Balístico de TECNTC Coaxiales . . .	45
3.3. La ecuación de Schrödinger-Poisson y el Formalismo de las Funciones Fuera de Equilibrio de Green. . . . .	49
3.4. Sumario . . . . .	54
<b>4. Análisis en DC y Modelado en Pequeña Señal del TECNTC</b>	<b>55</b>
4.1. El Método del Circuito Eléctrico Equivalente en Pequeña Señal para el Calculo de la $f_t$ . . .	55
4.2. Circuito Eléctrico Equivalente del TECNTC. . . . .	55
4.3. Modelado en DC de un TECNTC Coaxial. . . . .	58
4.4. Modelado en AC de un TECNTC Coaxial. . . . .	61
4.5. Modelado en DC de un TECNTC de Compuerta Central. . . . .	68
4.6. Modelado en AC de un TECNTC de Compuerta Central. . . . .	71
4.7. Sumario . . . . .	73
<b>5. Conclusiones</b>	<b>75</b>

# Índice de figuras

1.1. Esquema donde se muestra la representación de la estructura de grafito, el grafito es la forma más estable del carbono, hay fuertes enlaces carbono-carbono dentro de la misma capa y enlaces más débiles entre capas contiguas [1]. . . . .	2
1.2. Nanotubos de Carbón de Pared Simple. Se puede observar el segmento de fullereno que convertiría a los nanotubos en estructuras cerradas. . . . .	3
1.3. Esquema de una lámina de grafeno hexagonal [4]. . . . .	4
1.4. Vectores $\vec{a}_1$ y $\vec{a}_2$ en coordenadas cartesianas. . . . .	4
1.5. (a)Nanotubo Armchair $\vec{V}_q = (7, 7)$ (b)Nanotubo Armchair $\vec{V}_q = (13, 13)$ (c)Nanotubo armchair $\vec{V}_q = (22, 22)$ . . . . .	7
1.6. (a)Nanotubo zigzag $\vec{V}_q = (7, 0)$ (b)Nanotubo zigzag $\vec{V}_q = (13, 0)$ , (c) Nanotubo zigzag $\vec{V}_q = (22, 0)$ . . . . .	8
1.7. (a) Nanotubo $\vec{V}_q = (10, 1)$ , (b) Nanotubo $\vec{V}_q = (10, 2)$ . . . . .	8
1.8. Nanotubos de Multipared formados por nanotubos de pared simple, las componentes del vector de quiralidad de los NTCPS del interior al exterior de los NTCMP son (a) quiralidad (7,0)(8,6) (b) quiralidad (13,0)(14,6) (c) quiralidad (7,0)(8,6)(8,13). . . . .	9
1.9. Diagrama esquemático de una malla hexagonal que representa los diferentes puntos en donde podemos dirigir el vector de quiralidad y la respuesta eléctrica asociada a dicha quiralidad [3]. . . . .	10
1.10. Estructura de bandas y densidad de estados de algunos nanotubos de pared simple. . . . .	11
1.11. Nivel de banda prohibida en función del diámetro del nanotubo . . . . .	12
1.12. Diagrama esquemático del sistema de crecimiento por arco. (1) Reactor; (2) Cátodo; (3) Ánodo; (4) Entrada de gas;(5) bomba; (6) E/S de agua fría; (7) Termopar; (8) Puerto de monitoreo (a); (9) Puerto de monitoreo (b); (10) Salida de gas; (11) Manómetro; (12) Salida de gas; (13) Deposito de agua (14) Contenedor de agua primario [8]. . . . .	13
1.13. Imágenes tomadas con un microscopio de barrido electrónico por emisión de campo de alta resolución (FESEM) de nanotubos sintetizados en diferentes medios por el método de crecimiento por arco, (a)-(b) NTC (nanotubo de carbón); $N_2/C_2H_2/CO_2$ ; (c)-(d)NTC. $He/C_2H_2/CO_2$ ; (e)-(f)NTC. $N_2/C_2H_2$ ; (g)-(h) NTC He [8]. . . . .	14
1.14. Diagrama esquemático del dispositivo donde se realizó por primera vez la ablación laser [9]. . . . .	15
1.15. Imagen de nanotubos tomada con microscopio electrónico de transmisión (TEM) A)Nanotubo de carbon formado por 14 capas B)Nanotubo de carbon de 9 capas C)Extremo de un nanotubo de 8 capas [9]. . . . .	16
1.16. Diagrama esquemático de un DVQ [10]. . . . .	17
1.17. Nanotubos de pared simple sintetizados por el método de CVQ Imágenes tomadas con un microscopio de barrido electrónico por emisión de campo de alta resolución FESEM. . . . .	18
1.18. Diagrama esquemático del posible mecanismo de crecimiento del nanotubo [13]. . . . .	18
2.1. a) Diagrama esquemático de un nanotubo de pared simple que se contacta con 2 electrodos, el sustrato de Si recubierto por una capa de 300 nm de espesor de $SiO_2$ funciona como la compuerta; b) Vista superior hecha con un microscopio de fuerzas atómicas del dispositivo de tres terminales fabricado para la experimentación [14]. . . . .	21
2.2. Diagrama de bandas propuesto por Tans que explica el comportamiento del transistor c); Las bandas de energía se encuentran divididas por segmentos A, B, C d)Una aplicación de voltaje implica la supresión de bandas [14]. . . . .	21



2.3.	Las mediciones de corriente fueron hechas a temperatura ambiente y al vacío aplicando polarización entre las terminales drenaje y fuente [14]. . . . .	22
2.4.	Diagrama esquemático de un TECNTC de compuerta trasera. a); Un nanotubo conecta transversalmente a los contactos metálicos, y el sustrato funciona como la compuerta. [20] b); Diseño mejorado de un TECNTC de compuerta trasera que se utilizó para realizar pruebas en RF [21]. . . . .	24
2.5.	Corriente de drenaje/fuente $I_{SD}$ del TEC; a) Curva $I - V_{SD}$ medida para un $V_g = -6, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6V$ ; b) Curva $I - V_g$ para un $V_{SD} = 10 - 100$ mV en pasos de 10mV. El recuadro en la parte superior muestra que la conductancia puede modularse en 5 órdenes de magnitud [20]. . . . .	24
2.6.	Diagrama del circuito de medición. La Señal de RF es entregada por un generador HP-ESG1000A, el circuito se polariza con una fuente HP4146C [21]. . . . .	26
2.7.	a); Grafica $I_d$ en función de $V_{polarización}$ para diferentes amplitudes de RF, se puede observar como la corriente aumenta al incrementar el valor pico ( $V_{RF}$ ) aplicado a la fuente. Las líneas solidas representan variaciones teóricas esperadas basadas en mediciones de curvas no lineales de (I-V) b); Grafica $I_d$ en función de $V_{gs}$ para diferentes frecuencias, donde se observa independencia de la frecuencia arriba de los 250 MHz, la amplitud de la señal RF es de 515 mV [21]. . . . .	27
2.8.	Curva $I - V_g$ típica de dispositivos con NTCMP (Curva A); comparándose con la respuesta en I-V de un nanotubo que ha sido deformado en su sección transversal (Curva B) en el recuadro de la izquierda se ilustra un diagrama esquemático de un NTCMP deformado [20]. . . . .	28
2.9.	Diagrama esquemático de un TECNTC de compuerta central. . . . .	29
2.10.	a) Transistor en configuración de compuerta central fabricado para la experimentación; b)Imagen tomada con un Microscopio de Barrido Electrónico (SEM por sus siglas en Ingles) de la vista superior del dispositivo, el nanotubo se aprecia por debajo de los electrodos de Pd [24]. . . . .	30
2.11.	a) Corriente $I_{DS}$ en función del Voltaje en $V_G$ de un TECNTC de compuerta central compuesto de un NCPS de 50 nm y un diámetro de 1.7 nm para diferentes polarizaciones ( $V_{DS}$ ); b) Curva $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ para diferentes $V_g$ del mismo dispositivo. Las líneas sólidas son los datos experimentales y las líneas con círculos representan la simulación del transporte balístico [24]. . . . .	31
2.12.	Modelo del circuito eléctrico equivalente en pequeña señal para un TECNTC, la línea punteada encierra el circuito eléctrico equivalente intrínseco. Todos los valores de los elementos extrínsecos son independientes de la polarización, $R_{pd}$ y $R_{ps}$ representan las resistencias parásitas del drenaje y la fuente [25]. . . . .	31
2.13.	Arreglos de NTC, en el canal del transistor entre el drenaje y la fuente [25]. . . . .	32
2.14.	a) Frecuencia de corte ( $f_t$ ) simulada en función de la longitud de canal (S) para dos longitudes de NTC.; b) Frecuencia de corte intrínseca ( $f_{int}$ ) simulada contra voltaje de compuerta ( $V_G$ ); c) capacitancia intrínseca ( $C_g$ ) simulada contra voltaje de compuerta ( $V_G$ ) [25]. . . . .	33
2.15.	Diagrama de bandas de valencia del TECNTC a (a) un bajo voltaje de $V_G$ y (b) a un alto voltaje de $V_G$ . +k estados son ocupados acorde con $E_{FS}$ y los -k estados están ocupados acorde a $E_{FD}$ [25]. . . . .	34
2.16.	Sección transversal de un TECNTC coaxial (a) El contacto <b>underlap</b> drenaje/fuente ligeramente dopado forma una barrera Schottky (b) Los contactos de drenaje fuente son segmentos finitos del mismo canal con un nivel determinado de dopaje [26]. . . . .	34
2.17.	(a) Corriente $I_D$ en escala logarítmica en función del voltaje de $V_{GS}$ para diferentes concentraciones de dopado (b) Perfiles de las bandas de conducción en la región de corte para 4 concentraciones de dopaje, el voltaje de polarización entre el drenaje y la fuente $V_{DS}$ es de 0.4 V y el voltaje entre la compuerta y la fuente $V_{GS}$ es de 0 V [26]. . . . .	35
2.18.	(a) Diagrama de bandas de valencia y conducción para el TECNTC-BS para dos niveles de dopamiento $1 \times 10^{-3}$ y $5 \times 10^{-4}$ (b) Densidad de corriente contra energía. La línea punteada en ambas figuras se inserta como una referencia de energía de -0.45 eV [26]. . . . .	36
2.19.	(a) La corriente $I_D$ logarítmica simulada contra el $V_{GS}$ y (b) los perfiles de la banda de conducción en la región de corte de un TECNTC-C para dos niveles de dopaje [26]. . . . .	37
2.20.	(a) Capacitancia de Compuerta; (b) Inductancia Cinética; (c) Transconductancia; (d) Tiempo de retardo de conmutación intrínseco; (e) Frecuencia de corte intrínseca (f) Frecuencia de oscilación. Todas las gráficas en función del voltaje de compuerta y para ambos dispositivos, con un dopamiento uniforme de $1 \times 10^{-3}$ para el TECNTC-BS y de $5 \times 10^{-3}$ para el TECNTC-C. El voltaje de polarización entre la fuente y el drenaje es de 0.4 V [26]. . . . .	39

2.21. (A) Diagrama esquemático del TECNTC de multiples compuertas, en conjunto hay 100 compuertas. (B) imagen hecha con SEM de una porción del transistor que muestra 13 contactos de la compuerta de los 100 restantes, en el recuadro superior derecho el nanotubo es visible antes de depositar el dieléctrico; después de depositar el dieléctrico y la compuerta central el nanotubo ya no es visible y se indica su posición en la figura con una línea punteada [27]. . . . .	40
2.22. 14 (A) Curva característica I-V para un $V_g = -1$ a $0.5$ V en incrementos de $0.5$ V en el recuadro superior la curva de transferencia a un $V_{ds} = 0.5$ V (B) Medición de la capacitancia de los electrodos [27]. . . . .	40
2.23. 14 A) la ganancia en corriente $H_{21}$ contra la frecuencia antes y después del de-embebido a un $V_{ds} = 0.5$ V, y $V_g = 2$ V. (B) MSG antes y después del de-embebido [27]. . . . .	41
2.24. (a) Función de transferencia para un $V_{ds} = 1, 0, 0.5, 0.3$ y $0, 1$ V respectivamente de arriba hacia abajo (b) Dos curvas $I_{DS} - V_{GS}$ obtenidas usando el mismo voltaje de $V_{DS}$ pero cambiando el sentido del barrido en $V_{GS}$ (c) Curva de conductancia (G) (curva azul) y transconductancia contra voltaje de compuerta ( $V_{GS}$ ) para un $V_{DS} = 1$ V (d) curva $I_{DS} - V_{DS}$ en donde $V_{GS}$ varia de $1.0$ V (curva superior) a $-1.0$ V (curva inferior) en pasos de $-0.2$ V [29]. . . . .	42
3.1. Modelo de un transistor balístico en 2D, Las dimensiones de la barrera de potencial son controladas por los voltajes en la entrada de los contactos representados por los tres capacitores. La movilidad de la carga es determinada por $(\varphi_s)$ y por los dos niveles de Fermi. La capacitancia cuántica no se muestra explícitamente pero esta implícita en el modelo [35]. . . . .	46
3.2. A. Diagrama esquemático de un dispositivo en equilibrio; B. Procedimiento auto-consistente para el análisis de dispositivos electrónicos en equilibrio [32]. . . . .	50
3.3. A. Diagrama de un dispositivo fuera de equilibrio debido a 2 contactos con 2 niveles de Fermi diferentes $\mu_1$ y $\mu_2$ ; B. Procedimiento auto-consistente para determinar la matriz de densidad $\rho$ de todas las cantidades de interés (densidad de electrones, corriente, etc.) [32]. . . . .	51
3.4. Estructura del TECNTC en 3-D que se considera para la simulación [36]. . . . .	52
3.5. Diagrama a bloques de la solución auto-consistente Poisson-Schrödinger, donde $\phi$ representa un potencial electrostático inicial, $\phi_i$ es el potencial electrostático calculado en el $i$ -ésimo paso [39]. . . . .	53
4.1. Modelo del Circuito Eléctrico Equivalente del TECNTC. . . . .	56
4.2. Diagrama esquemático del TECNTC coaxial utilizado para la experimentación [35]. . . . .	58
4.3. Curva $I - V_{DS}$ para un (a) $D = 1nm$ (b) $D = 1,5nm$ (c) $D = 2nm$ los valores de $V_G$ que se aplican son $V_G = 0, 0,157, 0,315, 0,473, 0,631, 0,789, 0,947, 1V$ donde con $V_G = 0$ se obtiene el mínimo valor de corriente mientras que para $V_G = 1V$ se obtiene el máximo valor de corriente en el canal. . . . .	59
4.4. Capacitancia Cuántica $C_Q$ para los 3 valores de diámetro para un $V_{DS}$ de $0.52$ V. . . . .	59
4.5. (a) Función de transferencia, La corriente $I_{DS}$ en función $V_G$ (b) Curva de transconductancia para un voltaje de $V_{DS} = 0,526V$ . Ambas graficas se obtuvieron de las curvas I-V de la figura 4.3. . . . .	60
4.6. Calculo de $V_T$ para el transistor de (a) $D=1$ nm (b) $D=1.5$ nm (c) $D=2$ nm. . . . .	60
4.7. Conductancia de los 3 TECNTC coaxiales en función de $V_{DS}$ . . . . .	61
4.8. (a) Corriente de saturación para un $V_G=1$ V, (b) Capacitancia Cuántica y Capacitancia Estática (c) Transconductancia y conductancia, para un $V_G = 526$ mV en función de la longitud del diámetro. . . . .	61
4.9. Coeficiente de Transmisión $S_{21}$ para (a) $D_n=1nm$ (b) $D_n=1.5nm$ (c) $D_n=2nm$ simulada con ADS. . . . .	63
4.10. Gráfica de la frecuencia de corte intrínseca ( $f_{int}$ ) en función del rango de frecuencias simulado con ADS para un TECNTC de (a) $D_n = 1$ nm (b) $D_n = 1.5$ nm (c) $D_n = 2$ nm. La $f_{int}$ se determina para tres voltajes de polarización. . . . .	64
4.11. Frecuencia de corte intrínseca $f_{int}$ en función del diámetro para un $V_G = 526$ mV. . . . .	64
4.12. Coeficiente de transmisión $S_{21}$ extrínseco obtenido con ADS en función de la frecuencia para los 3 diámetros (a) $D_n = 1$ nm, (b) $D_n = 1,5$ nm, (c) $D_n = 2$ nm. . . . .	66
4.13. Frecuencia de corte extrínseca $f_t$ obtenida con ADS en función de la frecuencia . . . . .	67
4.14. Gráfica comparativa del $S_{21}$ obtenido con el modelo eléctrico para diferentes valores de transconductancia y un $S_{21}$ medido . . . . .	67
4.15. Diagrama esquemático TECNTC de Doble Compuerta o Compuerta Central . . . . .	69
4.16. Curva $I_{DS} - V_{DS}$ (a) $L_g = 5$ nm (b) $L_g = 10$ nm (c) $L_g = 15$ nm. . . . .	69
4.17. Curva $I_{DS} - V_{VG}$ (a) $L_g = 5$ nm (b) $L_g = 10$ nm (c) $L_g = 15$ nm. . . . .	70

4.18. Transconductancia $G_m$ contra $V_G$ . Las tres curvas son para un $V_{DS} = 0,52$ V . . . . .	70
4.19. Curva $G_o$ contra $V_{DS}$ (a) $L_g = 5$ nm (b) $L_g = 10$ nm (c) $L_g = 15$ nm. Las tres curvas son para un $V_G = 0,52$ V . . . . .	71
4.20. Curva $f_{int}$ en función de $C_g$ . Las frecuencias de corte se calcularon tanto con el modelo analítico como con el modelo eléctrico utilizando ADS. . . . .	72
4.21. Curva $f_{int}$ en función de la longitud de compuerta $L_g$ . . . . .	73

# Índice de tablas

1.1. Condiciones del comportamiento eléctrico en función de las componentes del vector de quiralidad [3] . . . . .	9
2.1. Valores obtenidos de la respuesta en DC. Para encontrar las capacitancias parásitas se resuelve la ecuación de Laplace en dos dimensiones sobre la geometría de la figura 2.10 a). . . . .	32
4.1. Parámetros de DC del TECNTC coaxial para los diámetros de 1 nm, 1.5 nm, 2 nm y una longitud de canal de 1 $\mu m$ . . . . .	62
4.2. Comparación de las frecuencias de corte intrínsecas $f_{int}$ entre el modelo eléctrico obtenidas con ADS y el modelo analítico . . . . .	65
4.3. Valores de los elementos extrínsecos para cada uno de los diámetros . . . . .	66
4.4. Comparación de las frecuencias de corte intrínsecas y extrínsecas entre el modelo eléctrico (ADS) y el modelo analítico, para los 3 diámetros. . . . .	68
4.5. Valores de $G_m$ y $G_o$ utilizados para el cálculo de la frecuencia de corte intrínseca. . . . .	72

# Resumen

En este trabajo se presenta un estudio del comportamiento estático (DC) y dinámico (AC) para TECNTC en configuración coaxial y en compuerta central usando modelos analíticos que describen el transporte electrónico en ambas estructuras, lo que permite determinar el comportamiento en DC para los TECNTC. Se obtienen las características en DC de un TECNTC coaxial para 3 diámetros de nanotubo y para un TECNTC de doble compuerta para 3 longitudes de compuerta, de este estudio se determina que el cambio en los parámetros geométricos afectan la respuesta en DC en cada uno de los TECNTC.

Partiendo del análisis en DC de los TECNTC, con el uso de un modelo eléctrico en pequeña señal que describa adecuadamente la respuesta dinámica (AC) en los TECNTC y utilizando el software ADS, calculamos 2 figuras de mérito  $S_{21}$  &  $f_t$  intrínsecas y extrínsecas para el TECNTC coaxial y la  $f_t$  intrínseca para el TECNTC de doble compuerta para diferentes puntos de polarización, en donde observamos un cambio significativo al variar el diámetro y la longitud de compuerta sobre cada una de las figuras de mérito y al mismo tiempo realizamos una comparación de las frecuencias de corte obtenidas con el modelo eléctrico y la expresión analítica de la frecuencia de corte intrínseca y extrínseca.

# Abstract

In this work we present a study of static (DC) and dynamic (AC) performance of a single carbon nanotube field effect transistor (CNTFET) in a coaxial and double gate configuration, using analytical models to describe the electron transport into the CNTFET transistor, that allows determinate the device DC performance for both CNTFET. Principal characteristics in DC are obtained for three carbon nanotube diameter in the case of the coaxial CNTFET and for three gate length for the double gate CNTFET, from this study the impact of the geometrical parameters on DC response is determinate.

Starting from DC analyze for both CNTFET, using the small-signal equivalent circuit model that describe AC performance and ADS software, two figures of merit intrinsic and extrinsic  $S_{21}$  &  $f_t$  are calculated for coaxial CNTFET configuration, and intrinsic  $f_t$  for double gate CNTFET, the effect of the geometrical parameters in each figure of merit are observed, at the same time the cut frequency is obtained with the small-signal equivalent circuit and compare with the intrinsic and extrinsic cut frequency analytical model.

# Lista de Abreviaturas

---

TEC	Transistor de Efecto de Campo
TECNTC	Transistor de Efecto de Campo de Nanotubo de Carbón
CNTFET	Carbon Nanotube Field Effect Transistor
NTC	Nanotubo de Carbón
NTCPS	Nanotubo de Carbón de Pared Simple
NTCMP	Nanotubo de Carbón de Multipared Simple
DC	Corriente directa
AC	Corriente alterna
DVQ	Depósito por Vapor Químico
RF	Radiofrecuencia
FESEM	Microscopio de Barrido Electrónico por Emisión de Campo
TEM	Microscopio Electrónico de Transmisión
BARRIT	Diodo de Barrera de Inyección de Transito de Tiempo
TECNTC-CT	Transistor de Efecto de Campo de Compuerta Trasera
DCA	Deposición por Capas Atómicas
TECMOS	Transistor de Efecto de Campo Metal Óxido Semiconductor
TECNTC-BS	Transistor de Efecto de Campo de Barrera Schottky
TECNTC-C	Transistor de Efecto de Campo de Segmentos Dopados Finitos
MSG	Máxima Estabilidad de Ganancia
NEGF	Funciones Fuera de Equilibrio de Green
$f_t$	Frecuencia de Corte Extrínseca
$f_{int}$	Frecuencia de Corte Intrínseca
$f_{max}$	Frecuencia Máxima de Oscilación
$S_{21}$	Coefficiente de Transmisión
$C_E$	Capacitancia Estática
$C_Q$	Capacitancia Cuántica
$C_g$	Capacitancia de Compuerta
$G_m$	Transconductancia de DC
$G_o$	Conductancia de DC
$V_T$	Voltaje de umbral
$I_{d_{sat}}$	Corriente de Saturación

---

# Objetivos

- Realizar un estudio del comportamiento en DC variando parámetros geométricos en Transistores de Efecto de Campo con Nanotubos de Carbon (TECNTC) utilizando modelos analíticos y software que simulen adecuadamente los mecanismos del transporte electrónico en TECNTC y determinar si el cambio en los parámetros geométricos afectan la respuesta en DC.
- Obtener 2 figuras de mérito (Coeficiente de Transmisión  $S_{21}$ , Frecuencia de Corte  $f_t$ ) partiendo del estudio del comportamiento en DC y utilizando un modelo de circuito eléctrico equivalente en pequeña señal que reproduzca adecuadamente la respuesta de los TECNTC en altas frecuencias.
- Analizar el efecto que tiene la variación del diámetro y longitud de compuerta sobre las figuras de mérito para optimizar el rendimiento de estas estructuras en aplicaciones de altas frecuencias.
- Determinar si el valor de la frecuencia de corte ( $f_t$ ) obtenida con el modelo eléctrico es comparable con el modelo analítico de la frecuencia de corte intrínseca y extrínseca.



# Justificación

Existen muchas clases de componentes electrónicos, sin embargo, el más comúnmente utilizado es el transistor de efecto de campo (TEC). Durante los últimos años la investigación se ha centrado en hacer estos dispositivos cada vez más pequeños, específicamente para los TEC se busca disminuir la longitud del canal. En los años 60 la longitud de este canal era de  $100\ \mu\text{m}$  el día de hoy es posible conseguir dispositivos comerciales con una longitud de canal de  $100\ \text{nm}$ . Se supo muy bien que hacer a lo largo de ese tiempo para mantener ese ritmo (modificando el canal, dopaje de los contactos, adelgazando el tamaño del dieléctrico, etc) sin embargo en nuestros días los investigadores aún siguen determinando que clases de dispositivos construir para seguir disminuyendo el canal y mantener el rendimiento del TEC, en este sentido, para ir más allá de los límites de los dispositivos metal-óxido semiconductor se crean nuevos conceptos como la escala electrónica molecular, semiconductores de muy bajas dimensiones, estructuras orgánicas, etcétera, todas estas posibilidades se estudian como reemplazos para la tecnología basada en silicio y que por lo tanto sean capaces de soportar las velocidades de transferencia de información que se requieren, revolucionando el futuro de las comunicaciones y la computación.

Los nanomateriales en base al carbón son una de las promesas más sobresalientes y se espera que tengan un gran impacto sobre el futuro de la electrónica, la optoelectrónica, biomedicina, almacenamiento de energía y las telecomunicaciones. Los nanotubos de carbón son diez veces más fuertes que el acero y mucho más ligeros, se forman partiendo de una lámina muy delgada de grafeno y tiene características sobresalientes como soportar una gran flujo de corriente eléctrica con una movilidad intrínseca muy alta, la masa efectiva de los portadores de carga es muy baja por lo que el electrón puede viajar varios nanómetros evadiendo los mecanismos de dispersión (transporte balístico) a una temperatura ambiente, además de ser fácilmente integrables con la tecnología de silicio, por lo que es viable la construcción de dispositivos activos como transistores de efecto de campo, es por esta razón que surge la necesidad de estudiar y caracterizar el comportamiento eléctrico según las estructuras geométricas de los TECNTC partiendo de un análisis en DC, que sirva como punto de partida para describir el comportamiento en el régimen de las altas frecuencias utilizando

un modelo eléctrico del TECNTC, el cual es una herramienta muy útil para los ingenieros porque describe fenómenos físicos complejos de una manera más accesible, y así conocer cuales parametros geométricos afectan o disminuyen el rendimiento en altas frecuencias, los nanotubos de carbón son una piedra angular en el desarrollo de nueva tecnología de transistores.

En este trabajo se identifican los principales factores tecnológicos que inciden directamente en el comportamiento en altas frecuencias de los dispositivos estudiados y se proponen las principales tendencias hacia la optimización de ésta tecnología para aplicaciones en RF y microondas.

# Organización de la Tesis

La tesis se desarrolla a lo largo de 5 capítulos. En el Capítulo 1 se introducen las características físicas, químicas y eléctricas que tienen las diferentes variedades de nanotubos de carbón (NTC) analizando las estructuras cristalinas y su diagrama de bandas de energía así como los principales métodos y técnicas de síntesis y crecimiento para obtener NTC con las características eléctricas que se requieren para implementarlos en transistores de efecto de campo (TEC). En el Capítulo 2 se estudia la construcción de los transistores de efecto de campo con nanotubos de carbón (TECNTC) partiendo desde los antecedentes (1998) hasta el estado del arte, así como la caracterización eléctrica que se ha reportado en la literatura. Al ser la herramienta computacional el método más utilizado para describir los fenómenos del transporte electrónico, en el Capítulo 3 se describen los modelos matemáticos utilizados para describir los fenómenos cuánticos que se presentan en los TECNTC. En el Capítulo 4 obtendremos las principales características en DC de 2 TECNTC utilizando modelos analíticos que describan el transporte electrónico. En base a este estudio y por medio de un circuito eléctrico equivalente que reproduzca adecuadamente el comportamiento en altas frecuencias obtener 2 figuras de mérito para 2 configuraciones de TECNTC. En el Capítulo 5 se discuten los resultados, principalmente las tendencias para optimizar el rendimiento de estos transistores en altas frecuencias, así como los trabajos futuros que surgen de esta investigación.

# Introducción

Durante las últimas 2 décadas se han hecho grandes avances en el desarrollo de nuevos materiales de escalas nanométricas, muchas de estas estructuras podrán mejorar aspectos de la energía y eficiencia de componentes y sistemas electrónicos que exponencialmente irán modificando la industria de las telecomunicaciones.

En los últimos años buena parte de la investigación se ha centrado en mejorar el rendimiento de los TEC, debido al avance tecnológico se requiere que los componentes electrónicos sean muy pequeños, más eficientes y que consuman menos energía, para lograrlo, los investigadores y la industria estudian las nanoestructuras y en un caso particular los nanotubos de carbón como una opción para responder a estas necesidades. Ya muchos esfuerzos en investigación sustentan que los nanotubos de carbón aplicados como canales en transistores de efecto de campo responden en el régimen de las microondas, pero para explorar su potencial es necesario entender cuales son los factores geométricos que más influyen en los parámetros de DC y que efecto tendrían en el régimen de las altas frecuencias.

# Capítulo 1

## Estado del Arte de los Nanotubos de Carbón

### 1.1. Carbón: Antecedentes, Propiedades y Estructura Química

El carbono es el átomo clave causa de la estructura y comportamiento de la mayoría de los compuestos asociados con los procesos vivos. El número de compuestos de carbono que han sido preparados e identificados se cuenta por millones.

El carbono tiene cuatro electrones de valencia con los que forma enlaces covalentes con los otros no metales o incluso consigo mismo, a esta propiedad se le llama concatenación. Los enlaces covalentes simples carbono-carbono son los más fuertes conocidos entre átomos iguales. Todo cristal de diamante es una enorme molécula que tiene sus átomos de carbono unidos por un enlace covalente simple. Una consecuencia de la concatenación es que muchos elementos no metálicos pueden generar una variedad de moléculas o cristales, por ejemplo el oxígeno ( $O_2$ ) y el ozono ( $O_3$ ), fósforo rojo y blanco, diamante y grafito. Las diferentes formas de un mismo elemento se conocen con el nombre de alótropos o formas alotrópicas [1].

Como se sugirió anteriormente, el carbono existe en formas alotrópicas como el diamante y el grafito. En el grafito cada átomo de carbono está firmemente unido a otros 3 átomos de carbono por tres enlaces  $\pi$  simples y un enlace deslocalizado, tal que, cada átomo participa en un enlace (figura 1.1).

Los fullerenos son formas alotrópicas del carbón y son moléculas compuestas por átomos que se acomodan en una red periódica muy similar al grafito y se presentan en formas muy

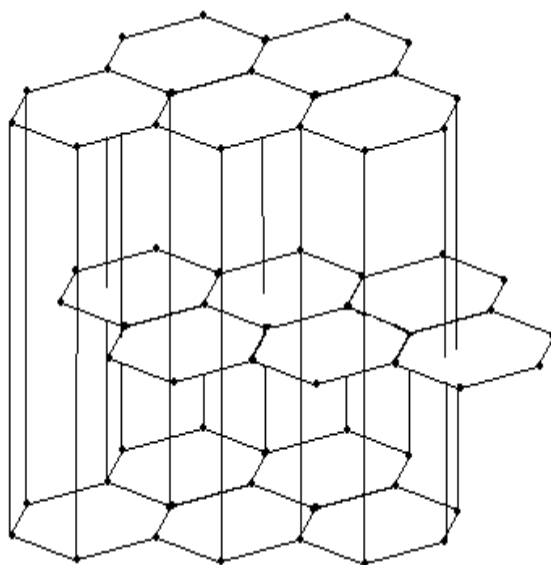


Figura 1.1: Esquema donde se muestra la representación de la estructura de grafito, el grafito es la forma más estable del carbono, hay fuertes enlaces carbono-carbono dentro de la misma capa y enlaces más débiles entre capas contiguas [1].

variadas, como esferas, elipsoides o tubos huecos. El primer fulereno descubierto fue el Buckminster ( $C_{60}$  o bucky bola) en 1985 nombrado así en honor a Buckminster Fuller, arquitecto que popularizó el uso del domo geodésico. Gracias al descubrimiento de los fulerenos se conocen un gran número de formas alotrópicas del carbón. Dichas formas alotrópicas han sido temas de investigación debido a su comportamiento químico y sus aplicaciones tecnológicas especialmente en medicina, electrónica, óptica y nanotecnología.

## 1.2. Nanotubos de Carbón

En este trabajo vamos a centrarnos en los nanotubos de carbón los cuales fueron descubiertos en 1991 por Iijima [2] al estudiar los fulerenos Buckminster. Los nanotubos son estructuras cilíndricas muy largas en comparación con su diámetro, que suele ser solo de algunos cuantos nanómetros, por lo que se consideran estructuras unidimensionales. Su enlace químico es una hibridación del orbital  $sp_2$  muy similar al enlace de los átomos en el grafito. Debido a su configuración molecular presentan extraordinarias propiedades macroscópicas y microscópicas, son elementos muy flexibles y resistentes a las fuerzas mecánicas, en cuanto a las propiedades eléctricas, soportan una gran densidad de corriente eléctrica y tienen una movilidad eléctrica superior a la de cualquier material conocido ( $10000 \text{ cm}^2/Vs$ ) lo que los hace atractivos para la fabricación de circuitos que trabajen en el régimen de las altas frecuencias. Esta tesis tiene como eje central la caracterización de estos materiales aplicados

como canal en TEC, mediante el modelado analítico y eléctrico en DC y en AC. Los nanotubos se pueden clasificar en 2 tipos, nanotubos de pared simple (NTCPS) y nanotubos de multipared (NTCMP) [3].

### 1.3. Nanotubos de Carbón de Pared Simple (NTCPS)

Los NTCPS se forman cuando una lámina de grafeno bidimensional se dobla en una dirección y como resultado obtenemos un cilindro unidimensional que es regular en su superficie. Un NTCPS esta compuesto por 2 regiones con diferentes propiedades físicas y químicas, una región está formada por las paredes laterales del nanotubo y la segunda región es el conjunto de átomos que cierran la estructura, el arreglo de átomos se deriva de segmentos de fullerenos conocidos como  $C_{60}$  (figura 1.2).

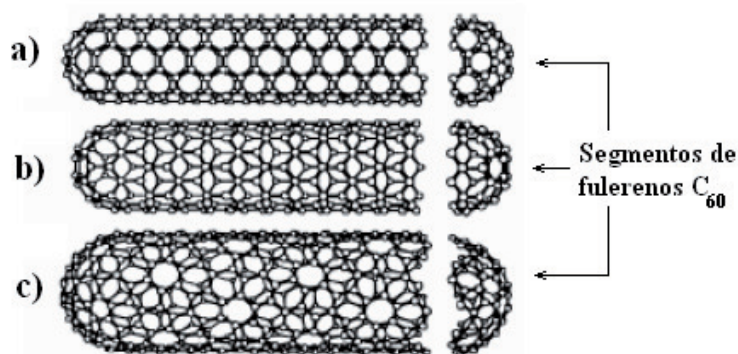


Figura 1.2: Nanotubos de Carbón de Pared Simple. Se puede observar el segmento de fullereno que convertiría a los nanotubos en estructuras cerradas.

Para formar un modelo de un nanotubo, generalmente se eligen dos átomos de una lámina de grafeno, uno como el punto de origen y uno como el punto final y posteriormente la lámina es doblada desde el punto de inicio hasta que coincida con el punto final. El vector que apunta desde el átomo de origen hasta el átomo final es conocido como el vector de quiralidad, y su magnitud coincide con la circunferencia del nanotubo, además dicho vector es perpendicular al eje transversal del nanotubo. A continuación se explica con más detalle.

### 1.4. Vector de Quiralidad

Un esquema de una lámina de grafeno hexagonal sin doblar se muestra en la figura 1.3. El segmento de línea OA es el que forma el vector de quiralidad denotado por  $\vec{Q}$ .

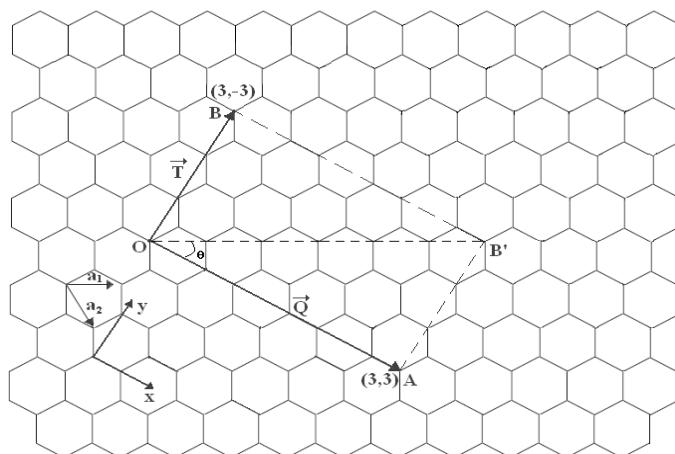


Figura 1.3: Esquema de una lámina de grafeno hexagonal [4].

Cristalográficamente los puntos O, A, B, B' son equivalentes por lo que para construir un modelo de un nanotubo de pared simple tendríamos que doblar la lámina de grafeno hasta que los segmentos OB y BB' coincidan. El segmento OB forma otro vector importante conocido como vector de translación ( $\vec{T}$ ) y su magnitud corresponde al eje de la sección transversal del nanotubo. Podemos entonces definir el vector de quiralidad como:

$$\vec{V}_q = n\vec{a}_1 + m\vec{a}_2 \quad (1.1)$$

Donde m y n son integradores y cumplen que  $0 \leq |m| \leq n$ ,  $\vec{a}_1$  y  $\vec{a}_2$  son los vectores base de la malla hexagonal cuyo valor depende de la distancia interatómica ( $a_{cc}$ ). Vamos a expresar  $\vec{a}_1$  y  $\vec{a}_2$  en función de las coordenadas cartesianas tal como se muestra en la figura 1.4.

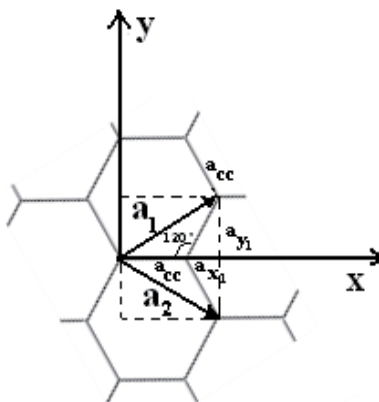


Figura 1.4: Vectores  $\vec{a}_1$  y  $\vec{a}_2$  en coordenadas cartesianas.

Se observa en la figura 1.4 que se forma un triángulo rectángulo que nos puede auxiliar para encontrar las componentes  $i, j$  de los vectores  $\vec{a}_1$  y  $\vec{a}_2$ . Por lo que:



$$\cos 60 = \frac{a_{x_1}}{a_{cc}} \therefore a_{x_1} = \cos 60 a_{cc} \therefore a_x = a_{cc} + a_{x_1} = a_{cc} + \cos 60 a_{cc} = a_{cc}(1 + \cos 60) = \frac{3}{2} a_{cc}$$

$$\sin 60 = \frac{a_{y_1}}{a_{cc}} \therefore a_{y_1} = \sin 60 a_{cc} = \frac{\sqrt{3}}{2} a_{cc} a_y = a_{y_1} = \frac{\sqrt{3}}{2} a_{cc}$$

Finalmente expresamos las coordenadas cartesianas de los vectores base de la malla hexagonal.

$$\vec{a}_1 = \left( \frac{3}{2} a_{cc} \hat{i}, \frac{\sqrt{3}}{2} a_{cc} \hat{j} \right) \quad (1.2)$$

$$\vec{a}_2 = \left( \frac{3}{2} a_{cc} \hat{i}, -\frac{\sqrt{3}}{2} a_{cc} \hat{j} \right) \quad (1.3)$$

Donde  $a_{cc}$  representa la distancia interatómica usualmente para el grafeno de 0.42 nm aunque un valor más aproximado para el caso de los nanotubos es de 0.44 nm [3][4], esto en realidad depende de la curvatura del nanotubo ya que el valor aumenta ligeramente conforme la curvatura lo hace. Podemos calcular la magnitud de los vectores base de la malla hexagonal [4].

$$|a_1| = \sqrt{\left(\frac{3}{2} a_{cc}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} a_{cc}\right)^2} = \sqrt{(a_{cc})^2 \left[\left(\frac{3}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2\right]} = \sqrt{3} a_{cc} = |a_2| \quad (1.4)$$

Al calcular la magnitud con la ecuación 1.4 obtenemos el valor de la constante de malla  $a = \sqrt{3} a_{cc}$  por lo que las coordenadas cartesianas de los vectores base de la malla hexagonal pueden ser reescritas en función de la constante de malla:

$$\vec{a}_1 = \left( \frac{3}{2} \hat{i}, \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{j} \right) a$$

$$\vec{a}_2 = \left( \frac{3}{2} \hat{i}, -\frac{\sqrt{3}}{2} \hat{j} \right) a$$

En base a las coordenadas cartesianas podemos expresar el vector de quiralidad y posteriormente encontrar la expresión que calcule su magnitud (1.5).

$$\vec{V}_q = \frac{3}{2}a_{cc}n\hat{i} + \frac{3}{2}a_{cc}m\hat{i} + \frac{\sqrt{3}}{2}a_{cc}n\hat{j} - \frac{\sqrt{3}}{2}a_{cc}m\hat{j} = \frac{3}{2}a_{cc}(n+m)\hat{i} + \frac{\sqrt{3}}{2}a_{cc}(n-m)\hat{j}$$

$$L = |\vec{V}_q| = \sqrt{\left[\frac{3}{2}a_{cc}(n+m)\right]^2 + \left[\frac{\sqrt{3}}{2}a_{cc}(n-m)\right]^2}$$

$$L = \sqrt{\left(\frac{3}{2}a_{cc}\right)^2(n^2 + 2nm + m^2) + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}a_{cc}\right)^2(n^2 - 2nm + m^2)} = \sqrt{(3a_{cc})^2[n^2 + nm + m^2]}$$

$$L = |\vec{V}_q| = a\sqrt{n^2 + nm + m^2} \quad (1.5)$$

Ya que la magnitud del vector de quiralidad coincide con la longitud periférica del nanotubo de carbón podemos encontrar la magnitud del diámetro con la ecuación (1.6).

$$D_n = \frac{a}{\pi}\sqrt{n^2 + mn + m^2} \quad (1.6)$$

Al ángulo  $\theta$  que se forma entre el vector de quiralidad y el vector unitario  $\vec{a}_1$  (1.3) se le conoce como ángulo de quiralidad y es una medida de la simetría de la espiral del nanotubo de carbón que se forma. Podemos calcular el coseno del ángulo del vector de quiralidad  $\theta$  con la ecuación (1.7), la cual se obtiene realizando el producto escalar entre el vector de quiralidad y el vector base  $\vec{a}_1$  y dividiendo este resultado entre el producto de sus magnitudes [3].

$$\begin{aligned} \cos \theta &= \frac{\vec{V}_q \cdot \vec{a}_1}{|\vec{V}_q||\vec{a}_1|} = \frac{(n\frac{3}{2}a_{cc} + m\frac{3}{2}a_{cc})(\frac{3}{2}a_{cc}) + (n\frac{\sqrt{3}}{2}a_{cc} - m\frac{\sqrt{3}}{2}a_{cc})(\frac{\sqrt{3}}{2}a_{cc})}{\sqrt{3}a_{cc}\sqrt{3}a_{cc}\sqrt{n^2 + mn + m^2}} \\ \cos \theta &= \frac{a_{cc}^2(\frac{9}{4}n + \frac{9}{4}m + \frac{3}{4}n - \frac{3}{4}m)}{3a_{cc}^2\sqrt{n^2 + mn + m^2}} = \frac{a_{cc}^2(3n + \frac{3}{2}m)}{3a_{cc}^2\sqrt{n^2 + mn + m^2}} = \frac{a_{cc}^2(\frac{6n+3m}{2})}{3a_{cc}^2\sqrt{n^2 + mn + m^2}} \\ \cos \theta &= \frac{6n + 3m}{6\sqrt{n^2 + mn + m^2}} = \frac{3(2n + m)}{6\sqrt{n^2 + mn + m^2}} = \frac{2n + m}{2\sqrt{n^2 + mn + m^2}} \end{aligned}$$

$$\cos \theta = \frac{2n + m}{2\sqrt{n^2 + mn + m^2}} \quad (1.7)$$

Partiendo de la definición del vector de quiralidad, existen muchas maneras de doblar el grafeno para formar cilindros. Es un parámetro muy importante ya que es posible anticipar el comportamiento eléctrico del nanotubo de carbón conociendo las componentes  $(n, m)$  del vector de quiralidad, esto se debe a que existe una relación estrecha entre las bandas de energía y la longitud del diámetro del nanotubo. Podemos clasificar a los nanotubos de pared simple en función de las componentes del vector de quiralidad en 3 tipos: nanotubos **armchair** nanotubos **zigzag** y nanotubos  $(n, m)$  a continuación se ilustran cada uno de ellos.

## 1.5. Nanotubos Armchair

Los nanotubos **armchair** reciben ese nombre debido a la forma en que los átomos de carbono se distribuyen en el borde del nanotubo y se asemejan al brazo de una silla (figura 1.5), todos aquellos nanotubos donde sus componentes del vector de quiralidad cumplen la condición:  $n=m$ , es decir  $\vec{V}_q = (n, n)$  tendrán esta distribución simétrica en cada una de las celdas hexagonales.

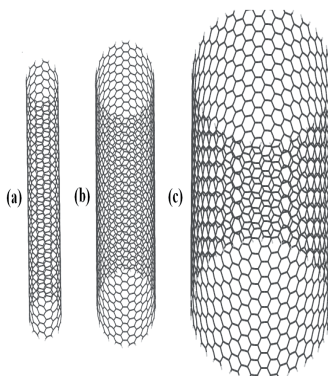


Figura 1.5: (a)Nanotubo Armchair  $\vec{V}_q = (7, 7)$  (b)Nanotubo Armchair  $\vec{V}_q = (13, 13)$  (c)Nanotubo armchair  $\vec{V}_q = (22, 22)$ .

## 1.6. Nanotubos Zigzag

Al igual que en los nanotubos **armchair** los átomos en los nanotubos **zigzag** se acomodan de una manera muy característica en el borde del nanotubo, ésta es, de forma escalonada (zigzag) es por eso que reciben ese nombre (figura 1.6), para tener esta configuración molecular las componentes del vector de quiralidad deben cumplir que:  $m = 0$  es decir  $\vec{V}_q = (n, 0)$ , los átomos en cada una de las celdas hexagonales tendrán carácter simétrico (figura 1.6).

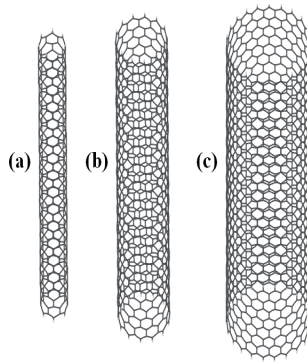


Figura 1.6: (a) Nanotubo zigzag  $\vec{V}_q = (7, 0)$  (b) Nanotubo zigzag  $\vec{V}_q = (13, 0)$ , (c) Nanotubo zigzag  $\vec{V}_q = (22, 0)$ .

### 1.7. Nanotubos (n,m)

A diferencia de los nanotubos **armchair** y **zigzag** esta clase de nanotubos no tienen simetría entre los átomos de sus celdas por lo que las componentes del vector de quiralidad  $\vec{V}_q = (n, m)$  cumplen que  $n \neq m$ , (figura 1.7).

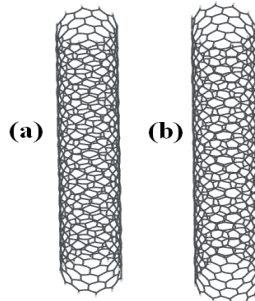


Figura 1.7: (a) Nanotubo  $\vec{V}_q = (10, 1)$ , (b) Nanotubo  $\vec{V}_q = (10, 2)$ .

### 1.8. Nanotubos de Carbón de Multipared (NTCMP)

Los nanotubos de multipared están de hecho, formados por nanotubos de pared simple acomodados concéntricamente para formar un tubo. Estos pueden ser construidos por múltiples nanotubos con diferentes quiralidades (figura 1.8), por lo que su comportamiento eléctrico está en función de los nanotubos de pared simple del cual se constituya el nanotubo de multipared, su aplicación más importante en la electrónica es la de utilizarlos como superconductores [5]. Es importante mencionar que nuestro estudio se ha limitado al comportamiento en altas frecuencias partiendo de simulaciones en DC de diferentes configuraciones de transistores de efecto de campo (TEC) utilizando como canal los nanotubos de pared

Tabla 1.1: Condiciones del comportamiento eléctrico en función de las componentes del vector de quiralidad [3]

Comportamiento	Comportamiento Eléctrico en Función de las Componentes del Vector de Quiralidad (n,m)
Metal	Si $(2n+m)$ o $(n-m)$ es múltiplo de 3
Semiconductor	Si $(n-m)$ no es múltiplo de 3

simple aprovechando así las propiedades del transporte electrónico de estas estructuras, por lo que el uso de nanotubos de multipared se restringe debido a la respuesta en el control que se tiene sobre la corriente con respecto al voltaje de compuerta, y a la complejidad para conocer la estructura de bandas de energía.

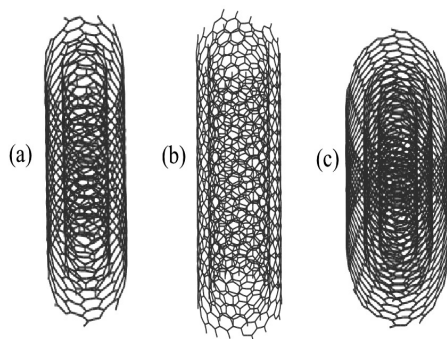


Figura 1.8: Nanotubos de Multipared formados por nanotubos de pared simple, las componentes del vector de quiralidad de los NTCPS del interior al exterior de los NTCMP son (a) quiralidad (7,0)(8,6) (b) quiralidad (13,0)(14,6) (c) quiralidad (7,0)(8,6)(8,13).

## 1.9. Nanotubos Metálicos, Semiconductores y su Estructura de Bandas de Energía

Como se mencionó anteriormente los nanotubos de carbon tiene la posibilidad de ser fabricados con un comportamiento eléctrico específico ésto en función de su diámetro y por lo tanto de la magnitud del vector de quiralidad [3][4], existen condiciones que describen el comportamiento eléctrico ya se de un metal o de un semiconductor [6] en función de las componentes del vector de quiralidad, la tabla 1.1 ilustra dichas condiciones.

Si aplicamos las 2 condiciones de la tabla 1.1 a las componentes del vector de quiralidad de cualquier nanotubo **armchair** o **zigzag** podemos deducir que:

1. Un nanotubo **armchair** tienen un comportamiento eléctrico metálico.

2. Un nanotubo **zigzag** tiene un comportamiento metálico si la componente  $n$  no es un múltiplo de tres.

En la figura 1.9 se ilustra un esquema de las diferentes maneras en las que podríamos obtener un nanotubo de carbón conociendo las componentes del vector de quiralidad, y el comportamiento eléctrico asociado a este doblamiento.

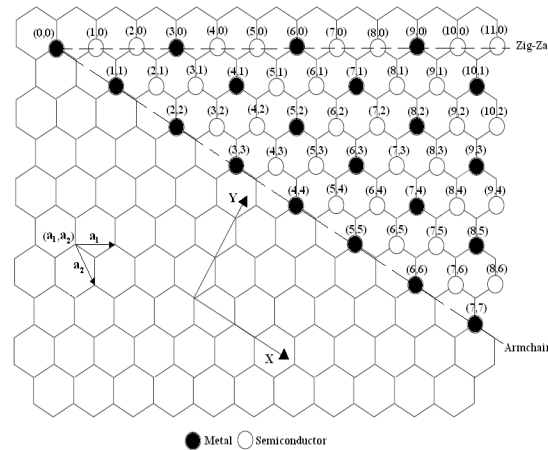


Figura 1.9: Diagrama esquemático de una malla hexagonal que representa los diferentes puntos en donde podemos dirigir el vector de quiralidad y la respuesta eléctrica asociada a dicha quiralidad [3].

Podemos comprobar estas condiciones analizando la densidad de estados y la estructura de bandas de algunos nanotubos **armchair** y **zigzag**. La figura 1.10 muestra una comparación de la estructura de bandas de energía y la densidad de estados de algunos nanotubos de pared simple.

Si realizamos un análisis cualitativo de la estructura de bandas y la densidad de estados del nanotubo con quiralidad  $(7, 0)$  de la figura 1.10 observamos que existen un número menor de bandas y una densidad de estados menor en donde los electrones pudieran existir, por lo que hay una gran probabilidad de que no existan electrones libres que puedan participar en el transporte de carga, es así que se concluye que el nanotubo tiene un comportamiento de un semiconductor. Por otro lado, si analizamos el nanotubo con quiralidad  $(13, 13)$  de la figura 1.10 observamos que existen un mayor número de bandas disponibles y una densidad de estados mayor, por lo que podemos concluir que hay una gran probabilidad de que existan electrones libres que participen en el transporte de carga, es así que el nanotubo se comporta como un buen conductor. Notamos que las condiciones que se describen en la tabla 1.1 predicen correctamente el comportamiento eléctrico que presenta cada nanotubo. Otro parámetro importante para el estudio de las bandas de energía es la banda prohibida ( $E_g$ ) la cual es descrita por la ecuación (1.8) [3][4].

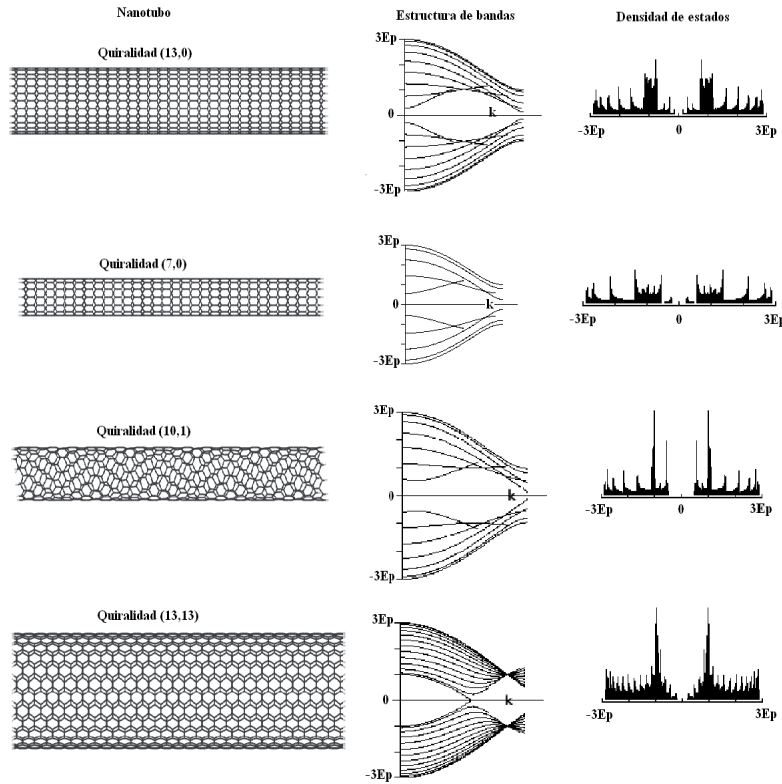


Figura 1.10: Estructura de bandas y densidad de estados de algunos nanotubos de pared simple.

$$E_g = \frac{2\gamma_0 a_{cc}}{D_n} \quad (1.8)$$

En donde  $\gamma_0$  es la energía característica de la lámina de grafeno la cual tiene un rango típico de  $(2.7 - 3.0)eV$ ,  $a_{cc}$  representa la distancia interatómica de los enlaces covalentes en el nanotubo en nm y  $D_n$  representa la magnitud del diámetro en nm. Las unidades de  $E_g$  estan dadas en electrón-volt ( $eV$ ). En la figura 1.11 graficamos la ecuación (1.8) para un  $\gamma_0 = 2.7eV$

Lo que observamos en la figura 1.11 es que hay una disminución del nivel de banda prohibida al aumentar el diámetro del nanotubo, por lo que el comportamiento eléctrico del nanotubo tiende a ser un buen conductor al aumentar el diámetro, sin embargo, hay que considerar la estructura de bandas de energía y la densidad de estados para tener una descripción completa del comportamiento eléctrico del nanotubo.

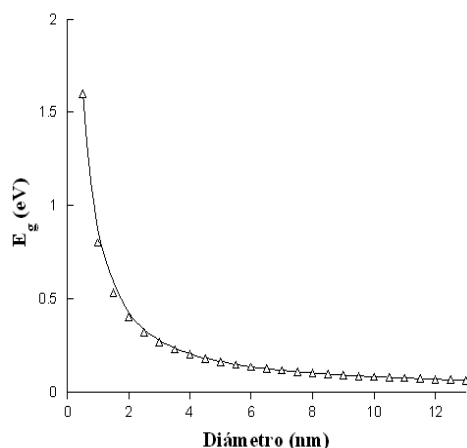


Figura 1.11: Nivel de banda prohibida en función del diámetro del nanotubo

## 1.10. Síntesis y Fabricación de los Nanotubos de Carbón.

Como se ha estudiado hasta ahora, el comportamiento eléctrico de los nanotubos de carbón está directamente asociado con la estructura física de cada nanotubo (distancias interatómicas, energía característica de la red cristalina, diámetro del nanotubo, etc.) por lo que cada nanotubo tendrá prácticamente un comportamiento eléctrico único. Uno de los problemas más importantes a resolver es el de encontrar un método de fabricación o síntesis que nos permita reproducir las características eléctricas necesarias y que asegure el mismo comportamiento para todos los nanotubos fabricados. Existen 3 técnicas para sintetizar nanotubos que son ampliamente utilizadas en la industria para solucionar este problema, éstas son:

1. Crecimiento por descarga de arco.
2. Ablación por laser.
3. Depósito por vapor químico(DVQ).

## 1.11. Crecimiento por Descarga de Arco

Este método fue utilizado en un principio para producir fullerenos  $C_{60}$  y es el método más común y probablemente el más simple para fabricar nanotubos de carbón [7]. Este método utiliza el arco vaporización de dos electrodos (ánodo y cátodo) de carbón colocado uno al final del otro separados a una distancia de 1 mm (aunque esta distancia es variable para mejorar el proceso de fabricación), este sistema se encuentra dentro de un reactor lleno de



algún gas inerte o una mezcla de gases a una presión de entre 50 a 70 mbar. Se induce una corriente directa entre los electrodos de entre 50 a 100 Amperes, esto produce un arco de corriente entre el ánodo y el cátodo lo que ioniza el gas del sistema formando un arco de plasma, el incremento en la temperatura sublima uno de los electrodos y en conjunto con el arco de plasma provocan la formación de depósitos de partículas de carbón en forma de tubos en el cátodo (figura 1.12), de este proceso se obtienen los nanotubos de carbón (figura 1.13), la uniformidad de los nanotubos fabricados esta en función de la uniformidad del arco de plasma y la temperatura y forma de los electrodos de carbón.

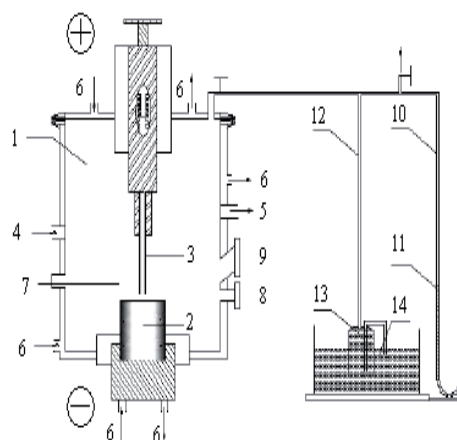


Figura 1.12: Diagrama esquemático del sistema de crecimiento por arco. (1) Reactor; (2) Cátodo; (3) Ánodo; (4) Entrada de gas; (5) bomba; (6) E/S de agua fría; (7) Termopar; (8) Puerto de monitoreo (a); (9) Puerto de monitoreo (b); (10) Salida de gas; (11) Manómetro; (12) Salida de gas; (13) Deposito de agua (14) Contenedor de agua primario [8].

Al analizar el mecanismo de crecimiento se ha encontrado que existe una fuerte dependencia de todo el proceso de fabricación con la mezcla de gases que intervienen en el proceso [8], por ejemplo, una mezcla de gases como el helio y el argón presentan diferentes coeficientes de difusión y conductividad térmica, por lo que estas propiedades afectan la forma en que las partículas de carbón se dispersan y se enfrían, afectando los parámetros físicos del nanotubo como su diámetro y su uniformidad a lo largo de toda la estructura (figura 1.13).

El método de crecimiento por arco permite sintetizar nanotubos de multipared y nanotubos de pared simple estos últimos se obtienen dopando el ánodo con algún elemento metálico que funcione como catalizador estos pueden ser Fe, Co, Ni, Y, etc, o aleaciones de diferentes elementos metálicos, el resultado puede tener importantes diferencias entre una clase de metal y otro. La calidad y cantidad de los nanotubos obtenidos suele variar dependiendo de la concentración del dopado, la presión del gas y su tipo, la corriente y la geometría del sistema, usualmente se obtienen nanotubos con un diámetro que va de 1.2 nm a 1.4 nm.

Uno de los problemas más comunes al sintetizar NCPS es que el producto contiene muchos

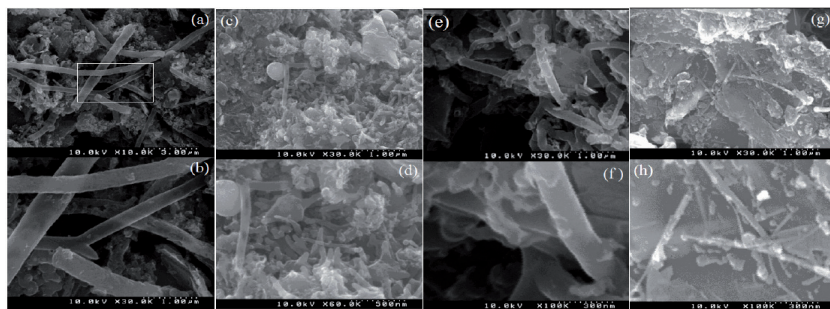


Figura 1.13: Imágenes tomadas con un microscopio de barrido electrónico por emisión de campo de alta resolución (FESEM) de nanotubos sintetizados en diferentes medios por el método de crecimiento por arco, (a)-(b) NTC (nanotubo de carbón);  $N_2/C_2H_2/CO_2$ ; (c)-(d) NTC.  $He/C_2H_2/CO_2$ ; (e)-(f) NTC.  $N_2/C_2H_2$ ; (g)-(h) NTC He [8].

residuos de los elementos catalizadores esto provoca defectos físicos en el nanotubo y el proceso de purificación es muy complejo (se utilizan soluciones químicas para separar los nanotubos de los residuos). Por otro lado una ventaja es que el diámetro deseado puede ser obtenido con mucha precisión controlando las características de transferencia térmica y difusión y por ende la condensación de átomos de carbón y metal a través del plasma y las vecindades del cátodo, al parecer el Argón el cual tiene una conductividad térmica y un coeficiente de difusión bajo da como resultado nanotubos de un diámetro aproximado de 1.2 nm y podemos inducir un decremento en el diámetro del orden de 0.2 nm al incrementar un 10% una mezcla entre Argón y Helio cuando se usa dopamiento de Níquel e Ytrio [8].

Otra manera de controlar el proceso es modificar la distancia entre el ánodo y el cátodo este ajuste se realiza para mejorar la línea de vista del vórtice del arco alrededor de cátodo, esto promueve la vaporización del ánodo que a su vez mejora la formación de nanotubos, sumando este proceso y controlando las características de transferencia térmica y difusión con la mezcla de diferentes gases en el sistema como se describió anteriormente se controlan los parámetros macroscópicos y microscópicos de los nanotubos que se forman.

En el caso de los nanotubos de multipared (NTCMP) los electrodos son de grafito y al llevar a cabo el proceso de síntesis se obtienen, además de los NTCMP, residuos derivados de la reacción como son: fulerenos, segmentos de carbón amorfo y segmentos de grafeno, si se retirasen estos elementos no deseados del producto final implicaría una deformación en la estructura y pérdidas en algunos segmentos de los muros del NTCMP. Por lo que para solucionar este problema se hace una ligera modificación en el proceso de crecimiento por arco el cual consiste en utilizar nitrógeno líquido en lugar de utilizar gases inertes, con esto también se elimina la necesidad de mantener las bajas presiones y se pueden producir NTCMP a gran escala con una cantidad moderada de defectos.

## 1.12. Ablación por Laser.

En 1995 Richard E. Smally en conjunto con investigadores de la universidad de Rice (Houston Texas) reportó la síntesis de nanotubos de carbón por vaporización laser [9]. En este método un laser continuo es utilizado para vaporizar un fragmento de grafito que se encuentra dentro de un horno a  $1200^{\circ}\text{C}$ , en el interior del horno se agregan gases como Helio y Argón que se encargan de mantener una presión adecuada (500 Torr), cuando el haz del laser incide sobre el grafito (éste normalmente contaminado con partículas metálicas que sirven como catalizadoras) forma una nube de plasma que se expande y se condensa rápidamente formando depósitos de partículas de carbón, las partículas catalizadoras también se condensan y se depositan a lo largo de la estructura, una de sus funciones es la de evitar que la estructura del nanotubo se cierre. A partir de estos depósitos de carbón es como se generan moléculas de forma tubular que posteriormente se convertirán en nanotubos [11]. El crecimiento se detiene cuando, existen demasiadas partículas catalizadoras en relación con las de carbón o cuando las condiciones de condensación no permiten que las partículas de carbón se depositen en la superficie, también es posible que los depósitos se saturen de partículas de carbón de tal forma que no puedan ser absorbidas por la superficie y el crecimiento se detiene. La ablación por laser es muy similar a la técnica de crecimiento por arco ya que los mismos gases y los elementos dopantes son utilizadas en ambas técnicas, debido a éste hecho y a las condiciones en ambos procesos los mecanismos de crecimiento probablemente sean los mismos para ambos métodos de crecimiento.

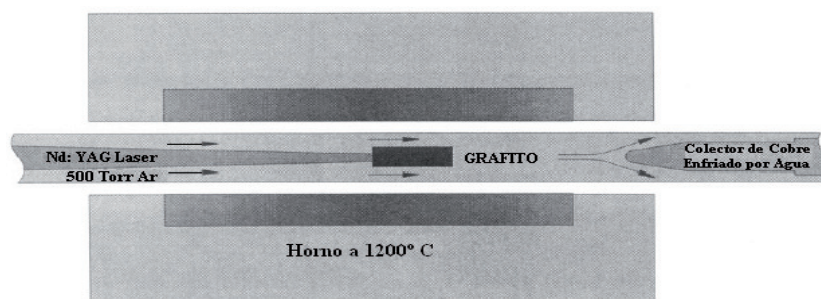


Figura 1.14: Diagrama esquemático del dispositivo donde se realizó por primera vez la ablación laser [9].

En la figura 1.14 se ilustra el diagrama esquemático del dispositivo que se encarga de hacer la ablación por laser. Consiste en un tubo de cuarzo de 2.5 cm de diámetro y 50 cm de largo, la temperatura es controlada por un horno y dentro del tubo hay material de grafito, el tubo es sellado y puesto al vacío, posteriormente se inyecta Argón al 99.99 % de pureza hasta alcanzar una presión de 500 Torr, el haz del laser es dirigido con lentes focales circulares para que incida directamente sobre el grafito, la condensación del grafito se lleva a cabo fuera de la zona del horno depositándose sobre una superficie cónica de cobre que se enfría con un

sistema de agua.

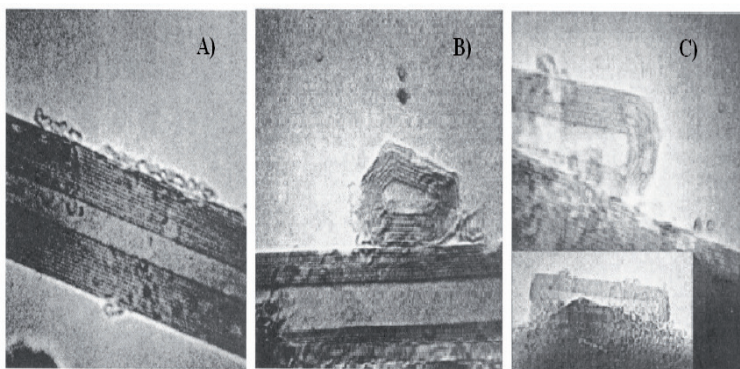


Figura 1.15: Imagen de nanotubos tomada con microscopio electrónico de transmisión (TEM) A) Nanotubo de carbon formado por 14 capas B) Nanotubo de carbon de 9 capas C) Extremo de un nanotubo de 8 capas [9].

La figura 1.15 muestra una imagen de un (TEM) de la síntesis de nanotubos con el método de ablación laser. En el inciso A) podemos observar un nanotubo formado por 14 capas con un diámetro interno de 1.2 nm, las estructuras que se observan y que rodean al nanotubo se tratan de fullerenos residuos de la síntesis. En la figura B) se ilustra un nanotubo de 9 capas con un diámetro interior de 3.4 nm, se le ha adherido una nanocápsula (estructura ligeramente alargada que se cierra antes de que exista un crecimiento significativo) producto del proceso. En la figura C) se muestra un extremo de un nanotubo de 8 capas con un diámetro interior de 2.5 nm y en el recuadro inferior se ilustra una vista alejada del mismo nanotubo y se puede observa que toda la estructura está cerrada por ambos lados. No existen estructuras que se puedan observar dentro de cualquier nanotubo eliminando así la posibilidad de defectos en sus paredes.

### 1.13. Depósito por Vapor Químico (DVQ)

La síntesis por depósito de vapor químico es una técnica que utiliza la deposición en fase de vapor y se logra utilizando como fuente principal el carbón en estado gaseoso como el metano, monóxido o acetileno, el gas es ionizado por alguna fuente de calor y convertido en un plasma que se difunde sobre un substrato que se encuentra a una determinada temperatura y recubierto con algún catalizador (usualmente Ni Fe Co) que forman los depósitos para las partículas de carbón. Una de las grandes ventajas de este método es que los nanotubos se forman con una excelente alineación y se tiene un gran control sobre su posición con precisión nanométrica. El diámetro y su longitud son variables del proceso que pueden ser controladas, el uso de un material catalizador determinado puede favorecer el crecimiento de nanotubos de pared simple o de multipared [12]. La síntesis por vapor se lleva esencialmente a

cabo por 2 pasos, el primero consiste en la preparación del sustrato recubriéndolo con algún material catalizador paso seguido la síntesis de los nanotubos. El catalizador se esparce sobre un sustrato por medio de una técnica conocida como deposición mediante pulverización catódica (**sputtering**) que en principio es una técnica de bombardeo iónico y utilizando técnicas donde se induce la nucleación de las partículas en el sustrato (el comienzo de un cambio de estado de agregación en una región pequeña) provocando que se formen depósitos donde posteriormente se formarán los nanotubos. La temperatura típica del proceso para sintetizar nanotubos por depósito de vapor químico cae dentro del intervalo de  $650 - 900^{\circ}\text{C}$ .

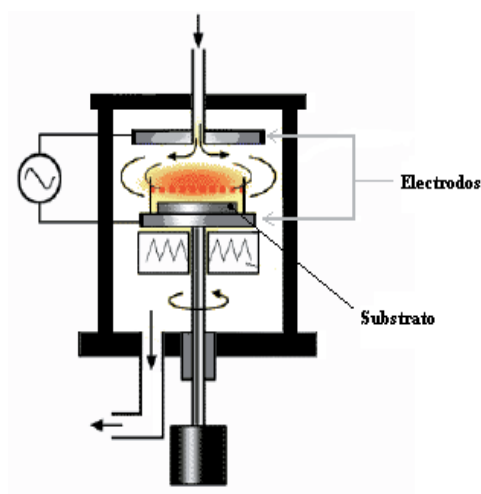


Figura 1.16: Diagrama esquemático de un DVQ [10].

En la figura 1.16 se ilustra un diagrama esquemático de un dispositivo de DVQ. Se genera una descarga en un reactor aplicando una señal de voltaje de alta frecuencia entre 2 electrodos, con el fin de que el gas en su interior se ionice y se convierta en plasma. Partículas catalizadoras como el Fe, Ni y Co se depositan sobre sustratos de silicio (Si), Óxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ) o vidrio, previamente con la técnica de pulverización catódica (**sputtering**) o también utilizando el mismo método de DVQ, formando una película muy delgada de partículas nanométricas que promueven la formación de nanotubos, que se forman debido a la intervención del gas ionizado por el potencial aplicado entre los electrodos. El gas utilizado para la síntesis de nanotubos puede ser  $\text{C}_2\text{H}_2$ ,  $\text{CH}_4$ ,  $\text{C}_2\text{H}_4$ ,  $\text{C}_2\text{H}_6$ ,  $\text{CO}$ .

En la figura 1.17 se ilustran NTCPS que fueron sintetizados por el método de CVQ. En el inciso A) y C) podemos observar nanotubos que tienen un diámetro que va de los 30 a los 40 nm en el inciso B) y D) se observan nanotubos que crecen sobre una oblea de silicio y sobresalen del sustrato.

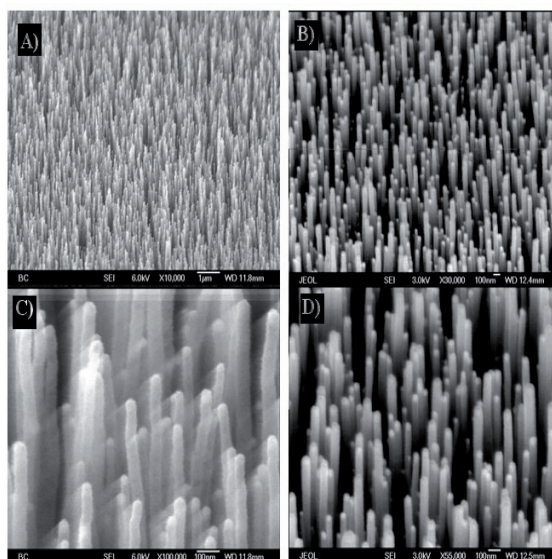


Figura 1.17: Nanotubos de pared simple sintetizados por el método de CVQ. Imágenes tomadas con un microscopio de barrido electrónico por emisión de campo de alta resolución FESEM.

### 1.14. Mecanismos de Crecimiento de los Nanotubos de Carbón.

Se han descrito las principales técnicas para la síntesis y fabricación de los diferentes tipos de nanotubos. Y aunque existe controversia de que múltiples mecanismos pudieran influir en la formación de los nanotubos podemos decir que, para las 3 técnicas descritas anteriormente el mecanismo de crecimiento es muy similar (figura 1.18).

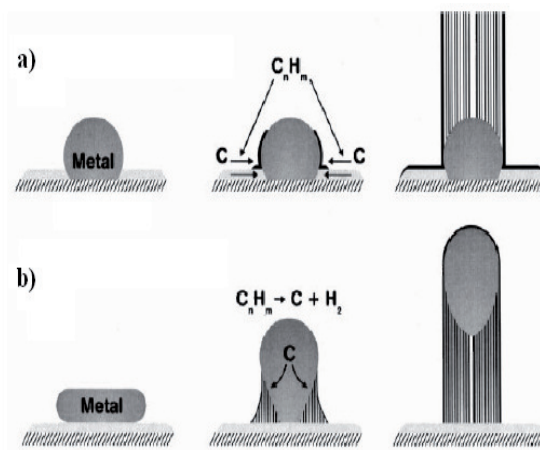


Figura 1.18: Diagrama esquemático del posible mecanismo de crecimiento del nanotubo [13].

Un precursor que forma a los nanotubos ( $C_2$ ) se deposita sobre la superficie de partículas que están fijadas a un sustrato (figura. 1.18 (a)) o que se elevan sobre el sustrato debido a la deposición continua de partículas de carbono (figura. 1.18 (b)) [13], en cuyo caso, ambos

mecanismos se han observado a través de los microscopios de barrido electrónico. La formación de cilindros de carbón está relacionada con la forma esférica de las partículas metálicas y se cree que la deposición de las partículas se lleva a cabo solo en la mitad de la superficie lo que induce la formación de filamentos que posteriormente se transformarían en cilindros.

### 1.15. Sumario

En este capítulo hemos estudiado las propiedades eléctricas de los NTC así como su tipo y clasificación, observamos que existe una dependencia entre las magnitudes físicas (diámetro y red cristalina) y dichas propiedades, a su vez, presentamos las principales técnicas de fabricación y síntesis para obtener NTC y asegurar hasta cierto punto el comportamiento eléctrico que se necesita para aplicarlos en los TEC, en el siguiente capítulo estudiaremos cómo es que se integran en los transistores de efecto de campo y las principales estructuras que se han reportado en la literatura, de este estudio determinaremos cuáles son las estructuras propias para un análisis en DC y en AC para una posible optimización en RF.

## Capítulo 2

# Construcción y Caracterización de los Transistores de Efecto de Campo con Nanotubos de Carbón TECNTC.

### 2.1. Antecedentes.

El primer dispositivo de tres terminales con nanotubos de carbón fue fabricado en el departamento de física aplicada de la Universidad de Delft (Holanda) y reportado en Mayo de 1998 por Sander J. Tans [14]. En ese artículo se describía la construcción de un transistor de efecto de campo que consistía en un nanotubo de carbón de pared simple que tenía un comportamiento eléctrico de un semiconductor y estaba conectado a 2 metalizaciones que funcionaban como contactos (figura. 2.1). Al aplicar un potencial al electrodo de la compuerta se podía controlar el flujo de electrones a través del canal, modificando su comportamiento eléctrico, el dispositivo funcionaba a temperatura ambiente y era posible describir su comportamiento con el modelo semiclásico del doblamiento de bandas de energía muy utilizado para dispositivos semiconductores (figura. 2.2).

Al realizar mediciones a temperatura ambiente para diferentes polarizaciones de compuerta a un voltaje de polarización fijo entre el drenaje y la fuente, la curva de corriente (I-V) obtenida mostraba un comportamiento exponencial para voltajes positivos de compuerta, por lo que la corriente es proporcional a  $(V)^\alpha$  donde  $\alpha$  variaba entre 1 y 12, para voltajes negativos de compuerta la curva de I-V se vuelve lineal con una resistencia que se debe en mayor parte a los contactos metálicos (figura. 2.3).



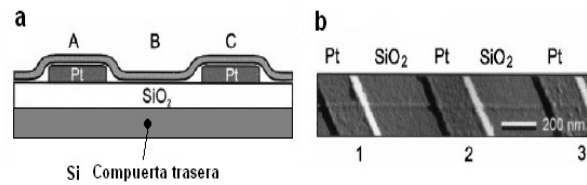


Figura 2.1: a) Diagrama esquemático de un nanotubo de pared simple que se contacta con 2 electrodos, el substrato de Si recubierto por una capa de 300 nm de espesor de  $SiO_2$  funciona como la compuerta; b) Vista superior hecha con un microscopio de fuerzas atómicas del dispositivo de tres terminales fabricado para la experimentación [14].

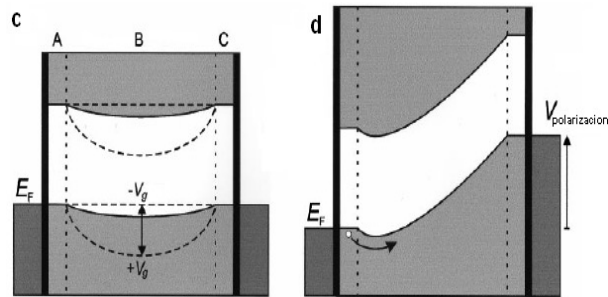


Figura 2.2: Diagrama de bandas propuesto por Tans que explica el comportamiento del transistor c); Las bandas de energía se encuentran divididas por segmentos A, B, C d) Una aplicación de voltaje implica la supresión de bandas [14].

El nanotubo con un nivel de banda prohibida aproximado de 0.6 eV y un diámetro de 1.4 nm forma una unión con los contactos de platino descritos por su nivel de Fermi ( $E_F$ ) (figura. 2.2c), la función de trabajo (energía mínima a partir del nivel de Fermi para remover un electrón de cualquier material sólido y se convierta en partícula libre en el vacío) del platino (Pt) es de 5.7 eV mientras que la función de trabajo en el nanotubo de carbón esta cerca de los 4.5 eV, debido a esta diferencia, existe un doblamiento de las bandas de energía en la unión nanotubo-contacto por lo que la banda de valencia del nanotubo se alinea con el nivel de fermi del electrodo, nótese que lejos de los contactos la banda se dobla a niveles más bajos de energía (figura. 2.2c línea sólida segmento B). Los voltajes de compuerta no tienen un efecto significativo en los segmentos A y C debido al fenómeno de **screening** (apantallamiento) y a las capacitancias que se acoplan por el contacto, sin embargo en el segmento B el campo eléctrico generado por la compuerta se acopla con el nanotubo, se observa que, para voltajes de compuerta ( $V_g$ ) negativos existe un doblamiento hacia la banda de valencia provocando acumulación de huecos y aumento en la conductancia, mientras que para  $V_g$  positivos hay un empobrecimiento en la cantidad de huecos provocando una baja conductancia [14].

En la esquina inferior derecha de la figura 2.3 se puede observar la conductancia del dispositivo para un  $V_{Polarización} = 0V$  contra diferentes voltajes de compuerta, la conductancia

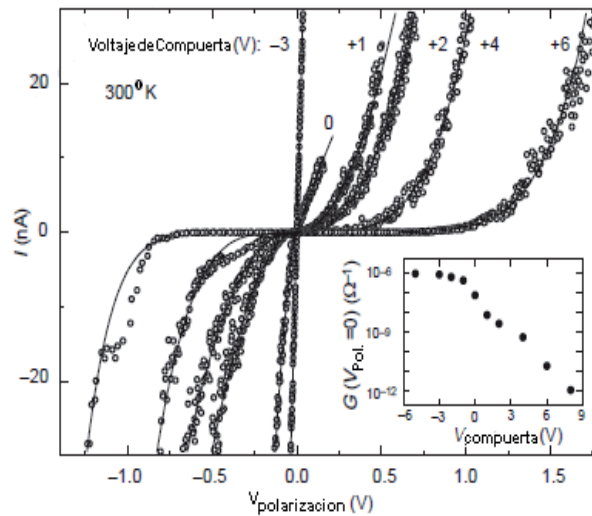


Figura 2.3: Las mediciones de corriente fueron hechas a temperatura ambiente y al vacío aplicando polarización entre las terminales drenaje y fuente [14].

puede ajustarse dentro de 6 órdenes de magnitud [14]. El diagrama de bandas propuesto es muy similar al comportamiento de un dispositivo semiconductor clásico conocido como diodo de barrera de inyección de transito de tiempo (BARRIT). Este dispositivo está compuesto de dos semiconductores conectados a contactos metálicos lo cual equivale a conectar 2 diodos Schottky espalda con espalda.

Es de esperarse que algunos fenómenos conocidos se comporten de manera diferente por tratarse de un sistema unidimensional, como es el caso del fenómeno de **Screening** (apantallamiento) por lo tanto es de un interés especial deducir la longitud del doblamiento de las bandas de energía a lo largo de todo el eje del nanotubo, podemos hacer una estimación de este valor de la figura 2.3, se observa que para un  $V_g = 0$  V el tubo prácticamente tiene un comportamiento metálico (corriente de huecos) y que el nivel de Fermi del dispositivo se encuentra al borde de la banda de valencia. Si el doblamiento de la banda fuera muy corto ( $\ll 400$  nm) el nivel de Fermi en el nanotubo separado de los segmentos de los contactos estaría localizado entre la banda de conducción y la banda de valencia por lo que el transporte de huecos sería muy complicado debido a la barrera (0.3 eV). Si la longitud del doblamiento de las bandas fuera muy grande ( $\gg 400$  nm) este doblamiento no tendría gran repercusión y el nanotubo respondería de todos modos como un nanotubo metálico y un voltaje negativo de  $V_g$  no tendría un gran efecto. Lo que se observa experimentalmente es que el comportamiento es una situación intermedia entre ambos casos, por lo que podemos concluir que el doblamiento de las bandas de energía es aproximadamente la distancia que existe entre las metalizaciones es decir 400 nm. Desde la fabricación de este primer TECNTC en 1998 hasta el día de hoy ha habido muchos avances en el entendimiento de la física del dispositivo, así como en la

mejora en su construcción y rendimiento en DC y en AC.

## 2.2. Clasificación de los Transistores de Efecto de Campo con Nanotubos de Carbón TECNTC.

Los nanotubos de carbón han sido extensamente estudiados en los últimos años con la finalidad de aplicarlos en la construcción de dispositivos electrónicos [16] debido a sus excelentes características eléctricas, que es consecuencia de su estructura de bandas de energía. Se han propuesto modelos que intentan explicar el transporte electrónico y algunos fenómenos que se presentan asociados a las dimensiones de los nanotubos [17]. Los TECNTC prometen ser una buena alternativa para aplicaciones en RF [18], se ha demostrado que los TECNTC responden a voltajes externos de una frecuencia de 2.6 GHz [19]. Para explorar el potencial de los TECNTC en aplicaciones de RF es importante entender primero sus limitaciones, cómo podríamos optimizar el diseño del transistor para superar dichas limitaciones y cómo podríamos comparar con la tecnología TECMOS-Silicio en términos del rendimiento en altas frecuencias. Desde que se fabricó el primer transistor de efecto de campo con nanotubos de carbón, mucho del estudio y la investigación se ha centrado en encontrar una configuración óptima para la construcción y medición de los parámetros de DC y AC, por lo que muchos investigadores han propuesto diferentes configuraciones con el fin de mejorar el rendimiento y la respuesta del transistor. Por lo tanto es importante revisar cuáles son las configuraciones para determinar cuál es la óptima para el estudio en altas frecuencias.

Existen muchas clases de estructuras, compuertas y materiales para su construcción pero en general podemos clasificar a los TECNTC en tres configuraciones.

1. TECNTC de Compuerta Trasera
2. TECNTC de Compuerta Central
3. TECNTC Coaxial

## 2.3. TECNTC de Compuerta Trasera.

Esta configuración fue la primera que se utilizó para la fabricación de transistores con nanotubos de carbón. En esta configuración el nanotubo es colocado sobre un sustrato (Si) que ha sido previamente recubierto con algún material aislante ( $SiO_2$ ) y que se le han

colocado metalizaciones de oro (Au) o platino (Pt) para reducir al máximo los efectos de los contactos debidos al material. Un diagrama esquemático se ilustra en la figura 2.4.

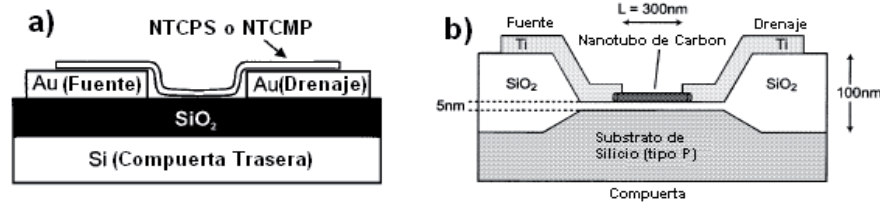


Figura 2.4: Diagrama esquemático de un TECNTC de compuerta trasera. a); Un nanotubo conecta transversalmente a los contactos metálicos, y el substrato funciona como la compuerta. [20] b); Diseño mejorado de un TECNTC de compuerta trasera que se utilizó para realizar pruebas en RF [21].

R. Martel en el año 1998 en conjunto con la división de investigación de IBM fabricó un dispositivo de compuerta trasera, con el fin de evaluar los mecanismos del transporte electrónico, es decir, la respuesta en DC [20].

Para la fabricación del TEC (Transistor de Efecto de Campo) se utilizó un NTCPS producto de una síntesis por ablación laser de un grafito dopado con Níquel (Ni) y Cobalto (Co), este nanotubo fue depositado sobre una oblea de silicio que tiene la función de compuerta trasera y está recubierta por una película de oxido de silicio de 140 nm, los contactos de oro (Au) de 30 nm de grosor se colocaron por litografía de haz [22] el cual es un metodo para deposición de materiales en obleas de silicio (figura. 2.4 a)). Posteriormente se reportan mediciones de corriente a través del canal a temperatura ambiente la figura 2.5 ilustra las características de DC del dispositivo con el nanotubo de pared simple de un diámetro de 1.6 nm para diferentes valores de compuerta.

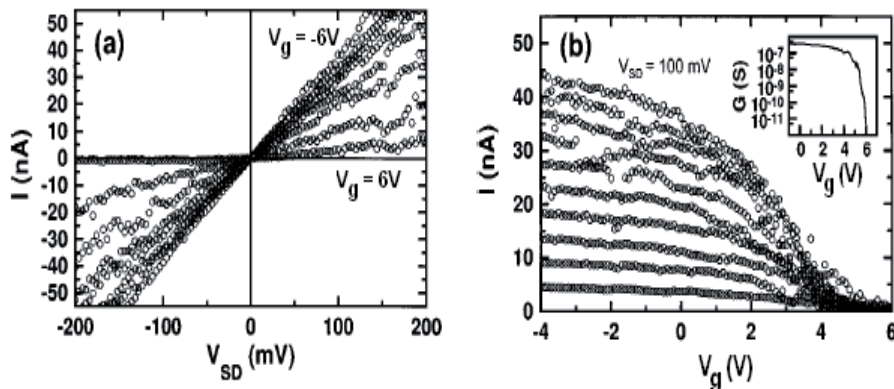


Figura 2.5: Corriente de drenaje/fuente  $I_{SD}$  del TEC; a) Curva  $I - V_{SD}$  medida para un  $V_g = -6, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6V$ ; b) Curva  $I - V_g$  para un  $V_{SD} = 10 - 100$  mV en pasos de 10mV. El recuadro en la parte superior muestra que la conductancia puede modularse en 5 órdenes de magnitud [20].

Observamos en la figura 2.5 (a) que cuando el voltaje de compuerta  $V_g$  es igual a cero,

la curva de corriente presenta un comportamiento lineal correspondiente a una resistencia  $R=2.9 \text{ M}\Omega$ , para valores de  $V_g < 0V$  observamos un corriente de saturación que indica que las resistencias en los contactos comienza a dominar sobre la resistencia total del dispositivo, es decir  $R = R_{NT} + 2R_C$ , donde  $R_{NT}$  representa la resistencia del nanotubo y está en función del voltaje aplicado en la compuerta. El comportamiento se vuelve no lineal gradualmente para valores de  $V_g > 0V$  indicando una transición controlable entre el estado de cuasi-metal y aislante del NTCPS. Por otro lado la figura 2.5 (b) ilustra la función de transferencia  $I - V_g$  del dispositivo para diferentes valores de  $V_g$ .

Si analizamos el comportamiento en DC del dispositivo podemos concluir que es muy similar al de un TEC de metal óxido semiconductor de canal P, ya que la corriente entre la fuente y drenaje ( $I$ ) decrece con el incremento de voltaje en la compuerta, lo que demuestra que el transporte electrónico en el nanotubo de carbón se lleva a cabo, en este caso, con portadores de carga positivos (huecos). Existen varios motivos que podrían explicar el transporte de huecos en esta clase de configuración, una posibilidad podría ser que la concentración de portadores es inherente al nanotubo o que la elevada función de trabajo del Oro provoca una transferencia de electrones del nanotubo hacia los contactos provocando la generación de huecos en el nanotubo, si esto es cierto cuando  $V_g = 0V$  el dispositivo se encuentra en estado de encendido y el nivel de Fermi del nanotubo se encuentra en el borde de la banda de valencia, si el doblamiento de las bandas de energía es comparable con la longitud del nanotubo, un voltaje positivo generaría una barrera considerable en el centro del nanotubo, por lo que el voltaje de umbral requerido para cerrar el canal y suprimir la corriente de huecos tendría que ser más pequeño que el ilustrado en la figura 2.5b (6 V), por lo que es necesario analizar la posibilidad de que los portadores de carga sean inherentes al nanotubo. Suponemos que existe una distribución homogénea de huecos en el nanotubo que es independiente de  $V_g$ . Podemos estimar la densidad de huecos conociendo la densidad de carga en el nanotubo usando la expresión  $Q = CV_{GT}$  donde  $C$  es la capacitancia del nanotubo y  $V_{GT}$  es el voltaje necesario para cerrar el canal. Calculamos la capacitancia del nanotubo por unidad de longitud respecto a la longitud de compuerta  $C/L = 2\pi\epsilon/\ln(2h/r)$  donde  $L$  y  $r$  representan el radio y la longitud del nanotubo,  $h$  y  $\epsilon$  representa el ancho del dieléctrico y la constante dieléctrica del dispositivo. Al evaluar la densidad de huecos se obtiene un valor aproximado de  $9 \times 10^6 \text{ cm}^{-1}$  para un valor de  $V_{GT} = 6V$ , este valor es correspondiente a 1 hueco por cada 250 átomos de carbón. Si comparamos con el grafito tenemos una proporción de 1 hueco por cada 104 átomos, esta diferencia sugiere que existe una transferencia de aceptores en el nanotubo de carbón resultado del proceso de fabricación o debido al contacto del nanotubo con gases ( $O_2$ ) que provocan una transferencia de huecos en el dispositivo.

En [21] se reporta la fabricación de un transistor en configuración de compuerta trasera

(figura. 2.4 b)) al cual se le aplica una señal de RF en una de sus terminales (fuente) y entonces se obtiene la respuesta en la otra terminal (drenaje) el diagrama del circuito se ilustra en la figura 2.6. Debido a que la corriente en los nanotubos de carbón de los TEC solo tiende a alcanzar algunos cuantos Amperes se obtienen señales muy pequeñas de RF por lo que al pasar por los contactos convencionales de  $50 \Omega$  de los aparatos de medición resulta muy complicado diferenciarlas del ruido asociado. En general, cuando una señal de AC es aplicada a un dispositivo no lineal la señal sufre algún grado de rectificación y entonces lo que obtenemos como resultado es una señal promedio en DC. Dicha señal puede ser medida con gran precisión incluso a niveles muy bajos de potencia, que es básicamente lo que ocurre en un TECNTC, en el experimento la compuerta y el drenaje se polarizan con el mismo potencial por lo que el transistor se comporta como un diodo.

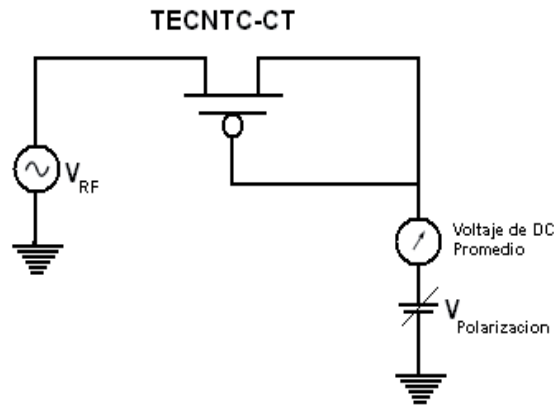


Figura 2.6: Diagrama del circuito de medición. La Señal de RF es entregada por un generador HP-ESG1000A, el circuito se polariza con una fuente HP4146C [21].

La figura 2.7 muestra la corriente promedio ( $I_d$ ) medida en la terminal del drenaje del transistor en función del voltaje de polarización aplicado ( $V_{pol} = V_{gs} = V_{ds}$ ) para varios niveles de amplitud de RF ( $V_{RF}$ ) a una frecuencia de 1 MHz. El barrido de medición se realizó 5 veces para cada condición y todos los puntos se han graficado para ilustrar la variación de la corriente intrínseca para este dispositivo.

La corriente se induce en el nanotubo por el efecto túnel que atraviesa la barrera de potencial generada por la interfaz metal/nanotubo. Nótese que al variar el potencial  $V_{ds}$  de la misma forma que  $V_{gs}$  (figura 2.6) las curvas no son usualmente las que se tienen en la región de saturación cuando  $V_{ds}$  se mantiene constante, como se observa en la figura 2.7 la corriente se incrementa en la región de saturación si aumentamos la amplitud de la señal de RF esto es de esperarse ya que la respuesta en esa zona es de no linealidad, la señal de RF provoca que el dispositivo cambie entre un estado de apagado (cuando el potencial en la compuerta es lo suficientemente positivo para este dispositivo tipo P) y encendido en la

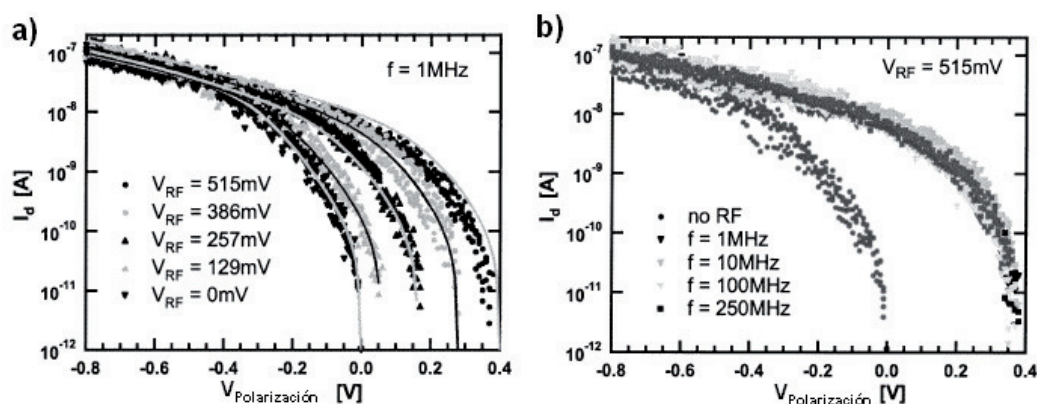


Figura 2.7: a); Grafica  $I_d$  en función de  $V_{polarización}$  para diferentes amplitudes de RF, se puede observar como la corriente aumenta al incrementar el valor pico ( $V_{RF}$ ) aplicado a la fuente. Las líneas solidas representan variaciones teóricas esperadas basadas en mediciones de curvas no lineales de (I-V) b); Grafica  $I_d$  en función de  $V_{gs}$  para diferentes frecuencias, donde se observa independencia de la frecuencia arriba de los 250 MHz, la amplitud de la señal RF es de 515 mV [21].

otra dirección. La corriente de encendido es mucho más grande que la que se genera cuando el dispositivo está apagado, lo que provoca un incremento en la corriente promedio para cada voltaje de compuerta. Calibrando la fuente RF se observa la respuesta del TECNTC a frecuencias desde 1 MHz hasta arriba de 250 MHz, ajustando un valor pico fijo que alimenta la terminal de la fuente de 515 mV, como se puede observa en la figura 2.7 b) no hay cambio en la respuesta del dispositivo debido al incremento en la frecuencia, lo que indicia que la respuesta de la concentración de portadores en el nanotubo es mucho más alta de la que es posible medir en este experimento.

## 2.4. TECNTC con Nanotubos de Multipared de Compuerta Trásera.

Cuando surgió la idea de fabricar dispositivos de tres terminales con nanotubos de carbón se estudió la posibilidad de utilizar NTCMP como canal en transistores de efecto de campo, el proceso de construcción fue muy similar a la de los transistores con NTCPS (figura 2.4) sin embargo, la compuerta de los dispositivos fabricados con NTCMP no presenta un control efectivo del flujo de portadores a través del canal, una curva característica se ilustra en la figura 2.8 (Curva A). Esta respuesta se debe en mayor medida por la estructura de bandas de energía en los NTCMP, una manera de solucionar este problema es deformar el nanotubo y así modificar sus propiedades eléctricas, induciendo que los voltajes aplicados en la compuerta afecten la conductancia del canal y pueda controlarse el flujo de huecos en el mismo, la

respuesta de esta deformación se ilustra en la figura 2.8 (Curva B), podemos observar que deformando el nanotubo como se muestra en el recuadro de la derecha en la figura 2.8 podemos modular la conductancia del canal aplicando voltajes en la compuerta ( $V_g$ ), y de esta manera modificar la corriente de saturación en el canal.

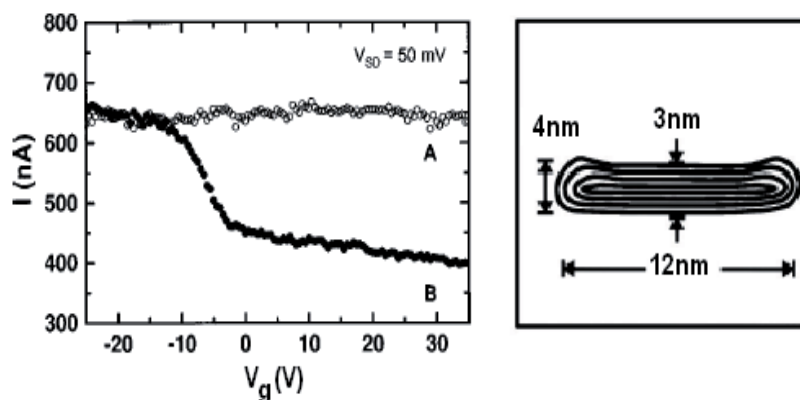


Figura 2.8: Curva  $I - V_g$  típica de dispositivos con NTCMP (Curva A); comparándose con la respuesta en I-V de un nanotubo que ha sido deformado en su sección transversal (Curva B) en el recuadro de la izquierda se ilustra un diagrama esquemático de un NTCMP deformado [20].

## 2.5. TECNTC de Compuerta Central

Los TECNTC de compuerta central se forman a partir de una oblea de silicio dopada y recubierta con un material aislante ( $SiO_2$ ), sobre esta oblea se coloca un NTCPS y también metalizaciones utilizando algún método de deposición que permita una perfecta alineación entre todos los elementos para evitar defectos de fabricación que degraden el funcionamiento, una segunda capa de material aislante recubre el nanotubo y una metalización que funciona también como compuerta es colocada sobre el sustrato que recubre el nanotubo, un diagrama esquemático se muestra en la figura 2.9

Una de las ventajas de esta configuración es que se puede utilizar diferentes materiales dieléctricos para modificar la constante dieléctrica de la interfaz que une al nanotubo con la compuerta central por lo que podemos cambiar la capacitancia intrínseca de acuerdo a las necesidades del control en la corriente de canal, el uso de materiales exóticos ( $HfO_2, Ta_2O_5, ZrO_2, Al_2O_3$ ) con constantes dieléctricas (K) muy elevadas disminuyen los efectos de corrientes de fuga en la compuerta y existe un mejor aprovechamiento de la potencia aplicada lo que será esencial para la nueva generación de dispositivos electrónicos [23], sin embargo, el uso de estos materiales en dispositivos semiconductores convencionales provocan una degradación en las propiedades eléctricas debido a los mecanismos de disper-



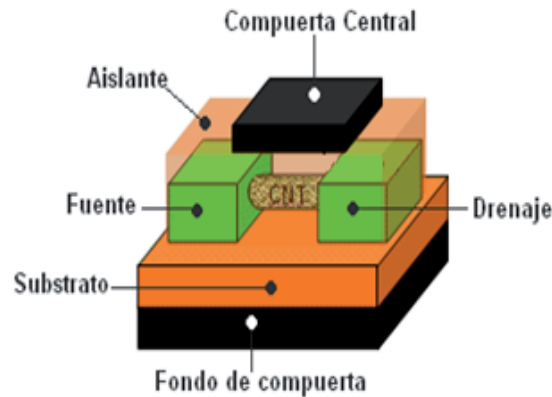


Figura 2.9: Diagrama esquemático de un TECNTC de compuerta central.

sión que se introducen al usarlos en las interfaces de los contactos, por ejemplo los TECMOS que utilizan depósitos dieléctricos con constantes ( $K$ ) muy elevadas tienen propiedades características inferiores que los TECMOS con interfaces de  $SiO_2$ . Javey y Lundstrom reportaron en [24] la fabricación de un TECNTC de compuerta central que trabaja en un régimen cercano al balístico tanto a temperatura ambiente como a baja temperatura, el diagrama esquemático del dispositivo se muestra en la figura 2.10, en el caso de este dispositivo se utiliza una interfaz de  $HfO_2$  y es una de las primeras excepciones ya que se reporta un funcionamiento en el régimen balístico lo que es un importante paso para el mejoramiento en altas frecuencias.

Debido a que el nanotubo no tiene contacto con el aire [24] la inducción de huecos es mínima por lo que es posible construir dispositivos de canal tipo N o tipo P lo cual nos da la posibilidad de en un futuro hacer una comparación con la tecnología TECMOS de silicio, otra gran ventaja es que con algunas leves modificaciones en el diseño, podríamos mejorar drásticamente la respuesta en altas frecuencias lo que no sería tan sencillo en el caso de los transistores de compuerta trasera, por lo que esta configuración es atractiva para el estudio de altas frecuencias.

El nanotubo de 50 nm de longitud que se usó para fabricar el dispositivo de prueba se obtuvo con la técnica de depósito por vapor químico (DVQ), y colocado sobre un sustrato de silicio dopado recubierto por  $SiO_2$ . Para depositar el material aislante (Óxido de Hafnio  $HfO_2$ ) de la compuerta central de un espesor de 8 nm y constante dieléctrica de  $K=15$  se utilizó la deposición por capas atómicas (DCA) posteriormente se colocó una metalización para la compuerta central de Aluminio (Al), para los contactos de drenaje y fuente se depositaron contactos de paladio (Pd) por evaporación de haz, todos los contactos fueron alineados para minimizar las capacitancias parásitas lo que es indispensable para aplicaciones en altas frecuencias, para todas las mediciones efectuadas la compuerta trasera (sustrato de Si) fue

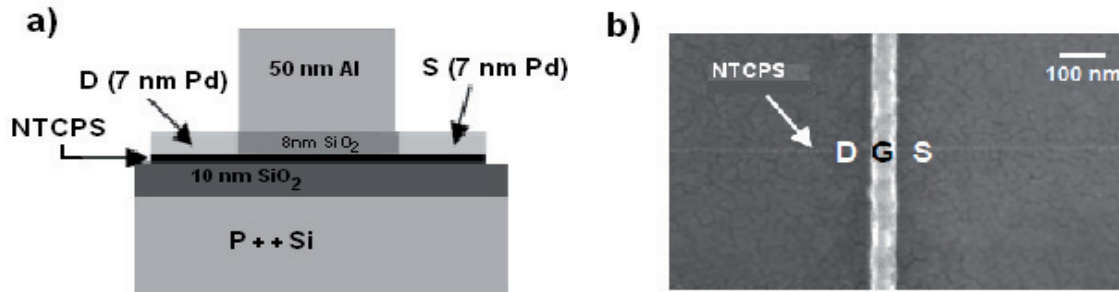


Figura 2.10: a) Transistor en configuración de compuerta central fabricado para la experimentación; b) Imagen tomada con un Microscopio de Barrido Electrónico (SEM por sus siglas en Inglés) de la vista superior del dispositivo, el nanotubo se aprecia por debajo de los electrodos de Pd [24].

aterrizada. La respuesta en DC se ilustra en la figura 2.11 y se estima utilizando simulaciones numéricas auto-consistentes, las variables de entrada se obtienen de las características eléctricas y físicas del dispositivo como el diámetro del nanotubo, su banda prohibida, el espesor del dieléctrico de la compuerta, el largo y ancho de los contactos, el grosor y largo de la compuerta, los resultados demuestran que lo que se conoce a cerca del transporte de portadores y su interacción con los demás elementos a madurado hasta el punto de tener una buena descripción y aproximación entre las mediciones y lo descrito por la teoría. Los resultados de la figura 2.11 demuestran que dentro del intervalo de polarización medido ( $-1.3V < Vg < 0.5V$  para un  $V_{drenaje} = -0.4V$ ) el 90 % de la corriente de drenaje-fuente es entregada por la primera sub-banda, la razón de esto es que la corriente es controlada por una barrera de potencial creada por el contacto Schottky en la interfaz del metal y el nanotubo lo que genera sub-bandas, el nanotubo tiene una diámetro de 1.7 nm lo que resulta en un espaciamiento entre las sub-bandas de 0.25 eV como resultado la barrera Schottky para la segunda sub-banda es mucho más grande que para la primer sub-banda, la corriente de túnel tiene un decrecimiento exponencial con el aumento de la altura de la barrera es por eso que la conducción en la sub-banda inferior predomina. Los resultados de las mediciones son ligeramente diferentes a los de las simulaciones, las diferencias son atribuidas a mecanismos de dispersión fonónica asociadas al transporte electrónico, esta comparación sugiere que el dispositivo de tres terminales experimental está muy cercano al régimen balístico esto es consistente con la longitud del nanotubo que se encuentra por debajo de la distancia de "vuelo libre".

Se utiliza un modelo cuasi-estático para evaluar el desempeño del transistor en altas frecuencias donde se extraen valores para el modelo en pequeña señal [25] (figura 2.12) los cuales fueron obtenidos con simulaciones auto-consistentes que toman en cuenta algunos efectos cuánticos.

Para analizar el rendimiento en altas frecuencias se utiliza la expresión de la frecuencia

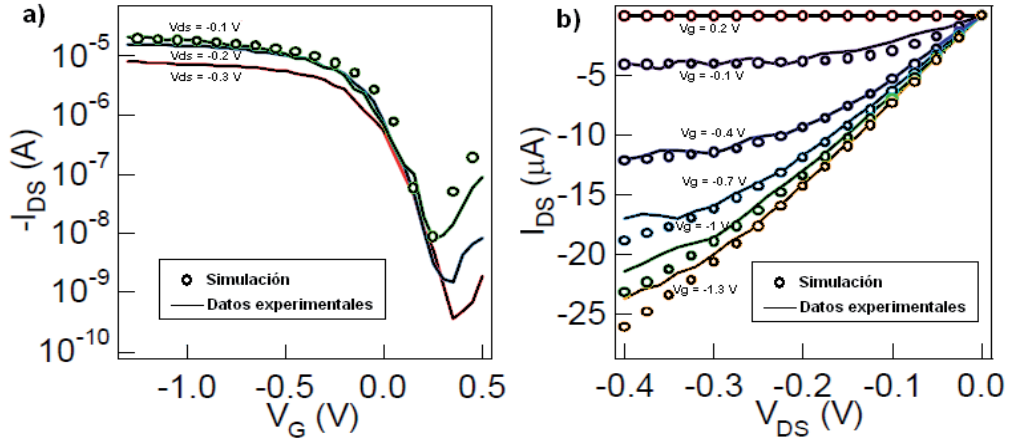


Figura 2.11: a) Corriente  $I_{DS}$  en función del Voltaje en  $V_G$  de un TECNTC de compuerta central compuesto de un NCPS de 50 nm y un diámetro de 1.7 nm para diferentes polarizaciones ( $V_{DS}$ ); b) Curva  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$  para diferentes  $V_g$  del mismo dispositivo. Las líneas sólidas son los datos experimentales y las líneas con círculos representan la simulación del transporte balístico [24].

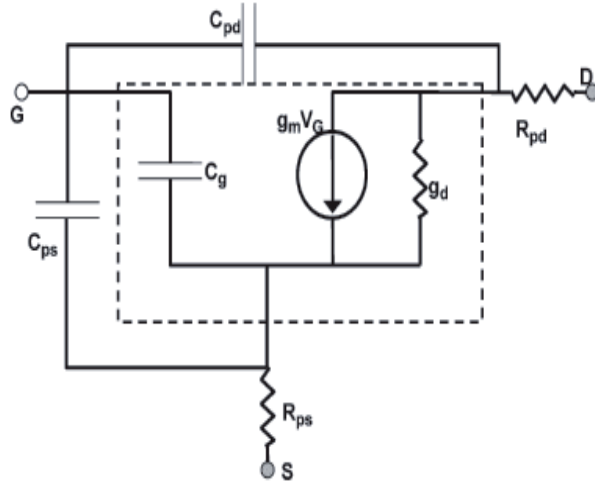


Figura 2.12: Modelo del circuito eléctrico equivalente en pequeña señal para un TECNTC, la línea punteada encierra el circuito eléctrico equivalente intrínseco. Todos los valores de los elementos extrínsecos son independientes de la polarización,  $R_{pd}$  y  $R_{ps}$  representan las resistencias parásitas del drenaje y la fuente [25].

de corte, la cual esta dada por la ecuación 2.1.

$$f_t \cong \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_g + C_{ps} + C_{pd}} \quad (2.1)$$

Donde  $g_m$  es la transconductancia,  $C_g$  es la capacitancia intrínseca de la compuerta,  $C_{ps}$  y  $C_{pd}$  son las capacitancias parásitas entre compuerta-fuente y compuerta-drenaje. Para calcular la frecuencia intrínseca de corte ( $f_{int}$ ) reescribimos la ecuación 2.1 sin incluir las capacitancias parásitas de los contactos ( $C_{ps}$  y  $C_{pd}$ ), esta frecuencia indica el desempeño

Tabla 2.1: Valores obtenidos de la respuesta en DC. Para encontrar las capacitancias parásitas se resuelve la ecuación de Laplace en dos dimensiones sobre la geometría de la figura 2.10 a).

$C_g \approx 2.29aF$	$g_m \approx 26\mu S$	$g_o \approx 4.7\mu S \approx 1/210K\Omega$	$C_{ps} \approx C_{pd} \approx 1.23fF$
----------------------	-----------------------	---	--

del transistor sin considerar los efectos parásitos. Un modelo de un circuito eléctrico más aproximado tendría que describir  $C_g$  (capacitancia intrínseca de compuerta) en función de la capacitancia que existe entre la compuerta-fuente y compuerta-drenaje aunque la separación no tiene ningún efecto en el cálculo de la frecuencia de corte. Analicemos la respuesta en frecuencia de este dispositivo y posteriormente se analizarán algunas formas de mejorar el rendimiento, se extraen valores para los parámetros del circuito eléctrico para un voltaje de polarización determinado ( $V_g = V_d = -0.4V$ ) los valores que se consideran se ilustran en la tabla 2.1

Con estos valores y sustituyéndolos en la ecuación 2.1 podemos estimar un valor  $f_t$  de 1.7 GHz para el punto de polarización aplicado, para el caso de la frecuencia de corte intrínseca  $f_{int}$  se estima un valor del orden de 1.8 THz esta diferencia se debe a que el espesor del electrodo (8 nm) es mucho más grande que el diámetro del nanotubo (1.7 nm) lo que provoca que la capacitancia parásita se incremente en un orden de magnitud de 3 veces más que la capacitancia intrínseca, por lo que se espera que la  $f_t$  experimental este muy por debajo de los límites de rendimiento, para reducir las capacitancias parásitas se utilizan arreglos en paralelo (figura 2.13) de nanotubos mientras se mantiene fijo el largo y ancho de los contactos, incrementando el número de nanotubos (N) se aumenta la transconductancia en  $Ng_m$  y la capacitancia intrínseca en  $NC_g$ , donde  $g_m$  y  $C_g$  es la transconductancia y la capacitancia intrínseca por nanotubo.

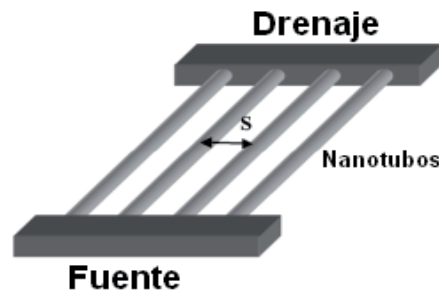


Figura 2.13: Arreglos de NTC, en el canal del transistor entre el drenaje y la fuente [25].

La figura 2.14 a) ilustra la gráfica de la frecuencia de corte simulada (normalizada con respecto a la frecuencia de corte intrínseca) contra el espaciado entre los tubos (normalizado con el diámetro del nanotubo). Cuando el espaciado (S) entre los nanotubos es considerable, la capacitancia parásita es mucho más grande en comparación con la capa-

citancia intrínseca de compuerta, si se reduce el espaciamento ( $S$ ) entre los nanotubos se reduce la capacitancia parásita y esto permite un incremento en la  $f_t$ . Esto se atribuye a que la capacitancia intrínseca de compuerta  $C_g$  por cada nanotubo domina sobre la capacitancia parásita, por lo que la frecuencia de corte extrínseca se aproxima a la frecuencia de corte intrínseca  $f_{int}$ . Un mal posicionamiento o una mala orientación de los nanotubos provocarían un contacto superficial entre los elementos y existiría transferencias de carga y barreras de potencial que disminuiría la velocidad de los portadores de carga afectando el rendimiento del dispositivo en altas frecuencias. Otra manera más simple de disminuir los efectos parásitos sería la de modificar el tamaño de los contactos a una escala nanométrica utilizando nano-cables que contacten a los nanotubos, podríamos reducir así el efecto de las capacitancias parásitas y habría una disminución o prácticamente una anulación de las barreras Schottky.

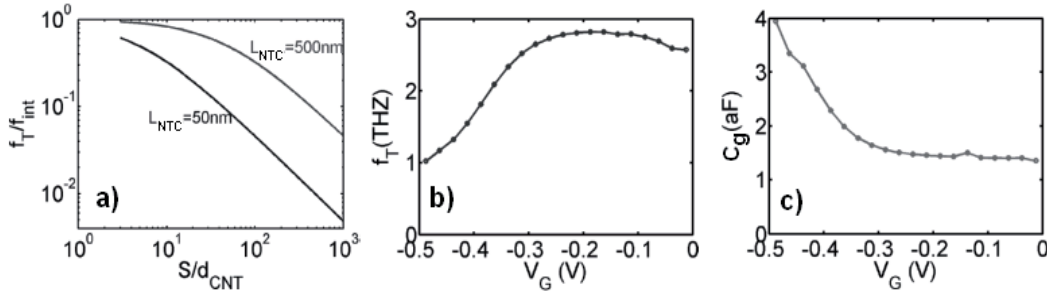


Figura 2.14: a) Frecuencia de corte ( $f_t$ ) simulada en función de la longitud de canal ( $S$ ) para dos longitudes de NTC.; b) Frecuencia de corte intrínseca ( $f_{int}$ ) simulada contra voltaje de compuerta ( $V_G$ ); c) capacitancia intrínseca ( $C_g$ ) simulada contra voltaje de compuerta ( $V_G$ ) [25].

La figura 2.14 b) muestra la frecuencia de corte intrínseca ( $f_{int}$ ) simulada de un TECNTC, existe una disminución de la barrera Schottky para valores considerables de  $|V_G|$ . En el caso de los TECMOS de tipo incremental cuando  $V_G$  se incrementa más allá del voltaje de umbral ( $V_T$ ), la densidad de los portadores libres en el canal inducido se incrementa, dando por resultado un nivel mayor de corriente de drenaje, estrictamente no sucedería lo mismo en el caso de un TECNTC sin embargo si existe un voltaje de umbral para el cual  $V_G$  no permitiría el paso de portadores de carga a través del canal. En la figura 2.14 c) se grafica la capacitancia intrínseca de compuerta simulada contra los voltajes de compuerta para un  $V_d = -0.4\text{V}$  se puede apreciar que la disminución de la  $f_{int}$  se debe al incremento de la capacitancia intrínseca ( $C_g$ ) debido al aumento de  $V_G$  para explicar este comportamiento se ilustra el diagrama de bandas del dispositivo en la figura 2.15.

De acuerdo a la figura 2.15 a bajos valores de voltaje de compuerta (figura. 2.15 (a)) solo un estado  $+k$  esta ocupado por los electrones en el canal, su densidad de carga contribuye a la capacitancia intrínseca de la compuerta, en contraste, a altos voltajes de compuerta

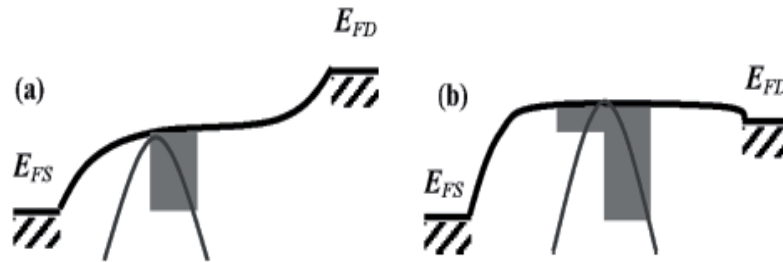


Figura 2.15: Diagrama de bandas de valencia del TECNTC a (a) un bajo voltaje de  $V_G$  y (b) a un alto voltaje de  $V_G$ . +k estados son ocupados acorde con  $E_{FS}$  y los -k estados están ocupados acorde a  $E_{FD}$  [25].

(figura. 2.15 (b)) el borde de la sub-banda del canal esta por debajo del nivel de Fermi del drenaje por lo que los estados + k y - k estan ocupados y contribuyen a un mayor aumento de la capacitancia del canal disminuyendo la frecuencia de corte.

## 2.6. TECNTC Coaxial.

La configuración del TEC coaxial se forma a partir de un NTCPS que se recubre por un material aislante, se agrega una metalización que rodea al material aislante y al NTCPS que puede o no cubrir totalmente al NTC y realiza la función de compuerta, de forma que obtenemos un cilindro con un nanotubo concéntrico, los contactos de drenaje y fuente se colocan a los extremos del cilindro para cerrar la estructura. Recientemente esta configuración fue utilizada para estudiar y comparar los efectos de 2 clases de contacto [26]. El contacto **underlap** que forma una barrera Schottky mucho menor que si fueran contactos metálicos y los segmentos extremos de un mismo canal de nanotubo altamente dopado ya sea con electrones o con huecos (figura. 2.16) por lo que es posible crecer dispositivos tipo P o tipo N controlando el perfil de dopaje.

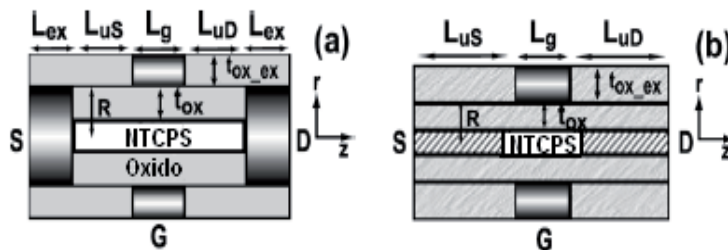


Figura 2.16: Sección transversal de un TECNTC coaxial (a) El contacto **underlap** drenaje/fuente ligeramente dopado forma una barrera Schottky (b) Los contactos de drenaje fuente son segmentos finitos del mismo canal con un nivel determinado de dopaje [26].

Para el modelado en DC de este experimento se usan soluciones auto-consistentes entre la ecuación de Poisson y las funciones fuera de equilibrio de Green, el canal de ambos dispositivos consiste en un nanotubo zigzag con un vector de quiralidad (19,0) con un nivel de banda prohibida de 0.53 eV y un diámetro de 1.5 nm en la figura 2.16 se ilustra la sección transversal de los dos dispositivos que se utilizan para este estudio: El TECNTC de barrera Schottky (TECNTC-BS) figura 2.16 (a) y el TECNTC con los segmentos finitos dopados (TECNTC-C) figura 2.16 (b). Cabe mencionar que para el caso del TECNTC-BS el contacto no es estrictamente Schottky ya que esto va a depender del nivel de dopaje, para un nivel ligero de dopaje la unión en el dispositivo se comporta más como una unión Schottky conforme se aumenta el grado de dopamiento la respuesta en las bandas de energía de los contactos se vuelve más plana y el contacto es óhmico, el término "Schottky" solo lo utilizamos para diferenciar del otro contacto.

Para observar el efecto de los niveles de dopaje en los contactos de drenaje/fuente del TECNTC-BS se ilustra en la figura 2.17 (a) la corriente de drenaje contra el voltaje de compuerta para 5 diferentes concentraciones uniformes de dopaje ( $0$ ,  $5 \times 10^{-4}$ ,  $1 \times 10^{-3}$ ,  $5 \times 10^{-3}$  y  $1 \times 10^{-2}$  dopantes por átomos de carbón). El rendimiento del transistor mejora conforme se aumenta el dopaje de  $5 \times 10^{-4}$  a  $1 \times 10^{-2}$  en el sentido de que existe una disminución de las corrientes de fuga que se introducen de la compuerta hacia el drenaje cuando el transistor se encuentra polarizado en la región de corte (estado apagado) si seguimos aumentando el dopaje la corriente de saturación (encendido) del transistor también aumentaría pero esto aumentaría significativamente las corrientes de fuga que se introducen por los contactos de drenaje/fuente, lo que degrada la relación entre las corrientes de encendido/apagado. Para explicar el porqué de este comportamiento en la figura 2.17 (b) se grafican los perfiles de la banda de conducción al pasar de dopajes menores a dopajes mayores ( $0$ - $1 \times 10^{-2}$ ).

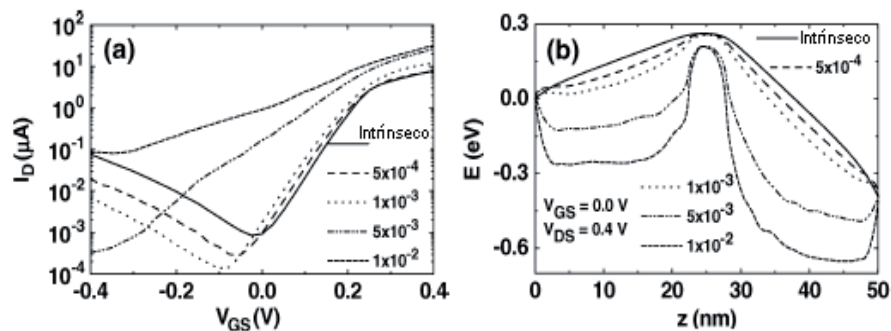


Figura 2.17: (a) Corriente  $I_D$  en escala logarítmica en función del voltaje de  $V_{GS}$  para diferentes concentraciones de dopado (b) Perfiles de las bandas de conducción en la región de corte para 4 concentraciones de dopaje, el voltaje de polarización entre el drenaje y la fuente  $V_{DS}$  es de 0.4 V y el voltaje entre la compuerta y la fuente  $V_{GS}$  es de 0 V [26].

Hay una reducción significativa en la longitud de la barrera así como en su altura conforme aumentamos el perfil de dopaje. Las corrientes de fuga se introducen debido a la corriente de túnel que entra por los contactos debido a la disminución del ancho de esta barrera, cuando hay grandes concentraciones de dopaje la corriente de fuga de electrones es la que domina sobre todo el rango de polarización aplicado. Por otro lado analicemos los 2 niveles más bajos de dopaje ( $5 \times 10^{-4}$  y  $1 \times 10^{-3}$ ) podemos observar en la figura que hay una pequeño cambio en el ancho de la barrera, esto incrementa la dispersión intrabanda, componente importante de la corriente de fuga, sin embargo la dispersión interbanda simultáneamente se reduce. Para explicar porque la componente de la corriente interbanda de fuga se reduce cuando el dopaje se incrementa de  $5 \times 10^{-4}$  a  $1 \times 10^{-3}$  en la figura 2.18 (a) se grafican las bandas de valencia y conducción y en la figura 2.18 (b) la distribución de corriente. La banda gris en la figura corresponde al dopaje de  $5 \times 10^{-4}$  y la banda negra corresponde al dopaje de  $1 \times 10^{-3}$ . El nivel de Fermi de la metalización de la fuente es de 0 eV y el nivel de Fermi de la metalización del drenaje es de -0.4 eV. Cerca del nivel de fermi del drenaje el incremento del dopaje produce un incremento en el campo eléctrico del drenaje el resultado esperado es un incremento en la corriente de túnel de interbandas, sin embargo para este caso con la metalización del drenaje fija a 50 nm el incremento en el campo eléctrico sirve para incrementar la distancia de la barrera entre la metalización del drenaje y el canal, notamos que para un voltaje de  $V_{GS}$  de 0 volts para el caso del TECNTC-BS dopado a  $1 \times 10^{-3}$  el 61 % de la corriente de fuga se debe a la corriente de túnel intrabanda (electrones que atraviesa la barrera de la compuerta) y el 34 % de esa corriente de fuga es debido a la corriente de túnel interbanda (corriente túnel de huecos que vienen del drenaje hacia la banda de valencia).

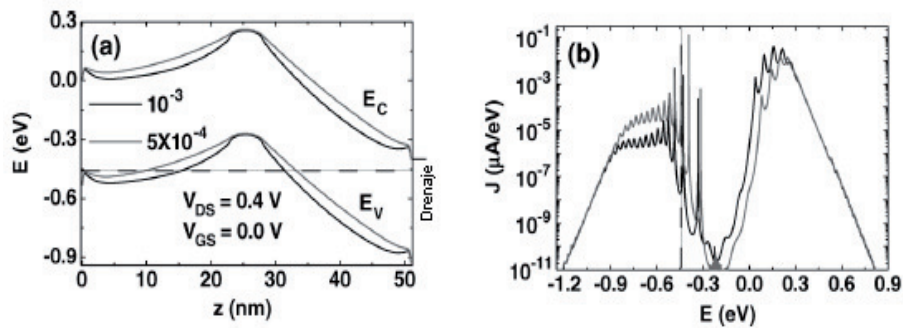


Figura 2.18: (a) Diagrama de bandas de valencia y conducción para el TECNTC-BS para dos niveles de dopamiento  $1 \times 10^{-3}$  y  $5 \times 10^{-4}$  (b) Densidad de corriente contra energía. La línea punteada en ambas figuras se inserta como una referencia de energía de -0.45 eV [26].

En la figura 2.19 (a) se observa la corriente  $I_D$  en función del voltaje de  $V_{GS}$ , se usan dos niveles de dopamiento ( $5 \times 10^{-3}$  y  $1 \times 10^{-2}$  dopantes por átomos de carbón) para simular la corriente y el perfil de bandas de un TECNTC-C, en la figura 2.19 (b) se observa el perfil de bandas a un voltaje de polarización de  $V_{GS} = 0$  V y un  $V_{DS} = 0.4$  V. Para



altos niveles de dopamiento tanto la corriente de saturación como las corrientes de fuga aumentan, no obstante el incremento en las corrientes de fuga es más significativo por lo que la relación de corriente de encendido/apagado se reducen en 2 órdenes de magnitud así que el comportamiento es muy parecido al del TECNTC-BS.

Al ser la capacitancia de compuerta ( $C_g$ ), la transconductancia en DC ( $G_m$ ), la Inductancia cinética ( $L_K$ ) [30], el tiempo de retardo de conmutación intrínseco ( $\tau_s$ ), la frecuencia intrínseca de corte ( $f_{int}$ ) y la frecuencia de oscilación ( $f_c$ ) parámetros de los que depende el desempeño en altas frecuencias, analicemos su comportamiento para el TECNTC BS y C.

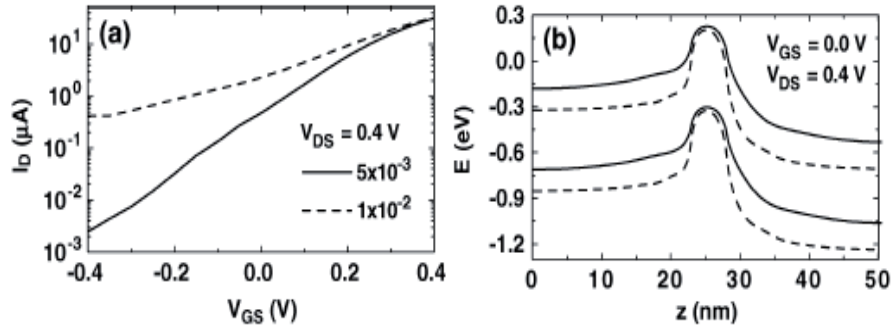


Figura 2.19: (a) La corriente  $I_D$  logarítmica simulada contra el  $V_{GS}$  y (b) los perfiles de la banda de conducción en la región de corte de un TECNTC-C para dos niveles de dopaje [26].

La capacitancia de compuerta  $C_g$  se calcula a partir del vector de densidad de flujo eléctrico normal a la superficie de la compuerta con la Ecuación 2.2 [26].

$$C_g = 2\pi R \int_0^{L_g} dz \frac{\partial D_r}{\partial V_g} + 2\pi \int_{t_{ox}}^{t_{ox-ex}} r dz \frac{\partial D_z}{\partial V_g} \quad (2.2)$$

En donde  $R$  representa la altura del centro del nanotubo hasta el sustrato,  $D_r$  y  $D_z$  representa la densidad de carga en la dirección  $r$  y  $z$  (ver plano de la figura 2.16),  $V_g$  es el voltaje de compuerta. En el primer término de la ecuación 2.2 se integra sobre la longitud de la compuerta ( $0 - L_g$ ), el segundo término integra sobre ambos lados de la superficie en la compuerta ( $t_{ox} - t_{ox-ex}$ ). La capacitancia total de compuerta entonces se calcula como  $C_g = C_{gs} + C_{gd}$  e incluye los efectos de las capacitancias cuánticas y los efectos de borde (**fringing**) que vienen de la compuerta hacia la fuente y de la compuerta hacia el drenaje. La inductancia cinética se calcula con la ecuación 2.3 [25].

$$L_k = \frac{h}{4q^2} \int_0^L \frac{dz}{V(z)} \quad (2.3)$$

Donde  $h$  es la constante de Planck,  $V(z)$  es la velocidad del electrón en el canal y  $L$  es la longitud del nanotubo. La velocidad del electrón es calculada por medio de la expresión 2.4.

$$V(z) = \frac{I_D}{qn_e A} \quad (2.4)$$

Donde  $n_e$  es la concentración de electrones y  $A$  representa el área de la sección transversal. La inductancia magnética se ignora por que la inductancia cinética es muy grande en magnitud comparada con la inductancia magnética [17]. La figura 2.20 muestra la capacitancia de compuerta, la inductancia cinética, la transconductancia en DC, el tiempo de retardo de conmutación intrínseco, la frecuencia intrínseca de corte y la frecuencia de oscilación para un dopamiento de  $1 \times 10^{-3}$  para el caso del TECNTC BS y de  $5 \times 10^{-3}$  para el TECNTC C. La capacitancia de compuerta (figura. 2.20 (a)) del TECNTC-C es más grande en comparación con el otro dispositivo debido a la alta concentración de dopaje utilizado para el TECNTC-C. La inductancia cinética (figura. 2.20 (b)) es grande a valores relativamente bajos de polarización de compuerta. La transconductancia (figura. 2.20(c)) muestra un valor pico cerca de 0.3 V de voltaje de compuerta porque a ese voltaje de polarización existe una condición de banda plana entre la fuente y el potencial de la compuerta y entonces la cantidad de portadores en el canal se incrementa y el control que la compuerta ejerce sobre éstos es máximo, el tiempo de retardo de conmutación intrínseco se calcula con la expresión  $\tau_s = C_g V_{DD} / I_{enc}$ . La frecuencia de corte se calcula con la expresión 2.1 y la frecuencia de oscilación se calcula con  $f_c = 1 / (2\pi \sqrt{L_k C_g})$ .

En la curva del tiempo de retardo de conmutación intrínseco (figura. 2.20 (d)) y en la de frecuencia de corte (figura. 2.20 (e)) se observa que el trazo presenta un comportamiento similar con la curva de transconductancia (figura. 2.20 (c)). El tiempo de retardo esta en el margen de los femtosegundos que es un tiempo relativamente corto y se debe a la capacitancia en la compuerta que presenta un valor muy bajo debido al tipo de aislante utilizado ( $SiO_2$ ) con una constante dieléctrica (K) muy baja. La frecuencia de corte esta en el margen de los terahertz. En la región de saturación la frecuencia intrínseca de corte del TECNTC-C es comparable con la frecuencia de oscilación. La razón de que la frecuencia de corte tenga un valor máximo para fuertes tensiones de compuerta se debe a que para estos valores de tensión la transconductancia tiene un valor máximo.

## 2.7. Otras Configuraciones de TECNTC.

Al ser los TECNTC un tecnología relativamente nuevas las estructuras de estos dispositivos tienen ciertas limitaciones, ya sea por que aún se desconocen, no se comprenden o no

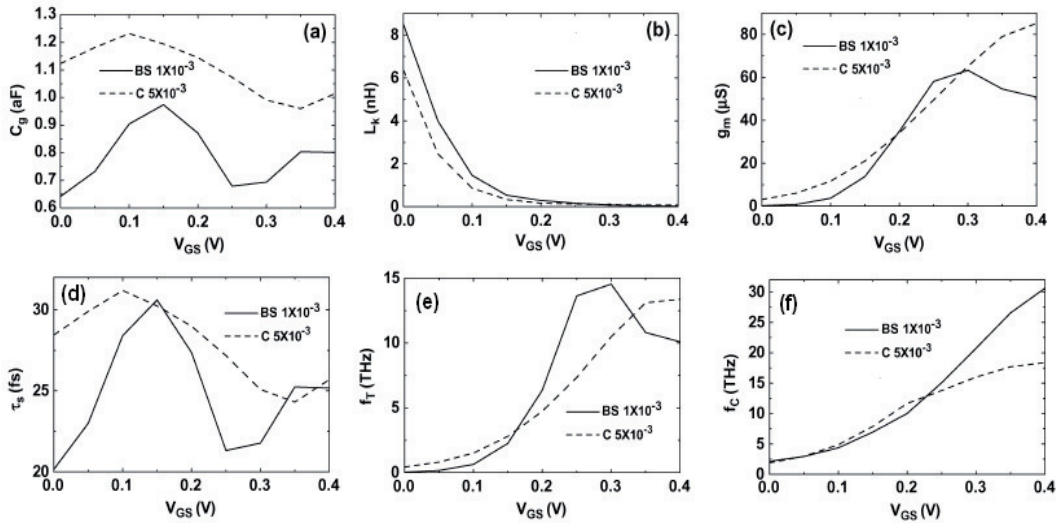


Figura 2.20: (a) Capacitancia de Compuerta; (b) Inductancia Cinética; (c) Transconductancia; (d) Tiempo de retardo de conmutación intrínseco; (e) Frecuencia de corte intrínseca (f) Frecuencia de oscilación. Todas las gráficas en función del voltaje de compuerta y para ambos dispositivos, con un dopamiento uniforme de  $1 \times 10^{-3}$  para el TECNTC-BS y de  $5 \times 10^{-3}$  para el TECNTC-C. El voltaje de polarización entre la fuente y el drenaje es de 0.4 V [26].

se modelan en su totalidad muchos de los fenómenos del transporte electrónico asociados a los nanotubos o porque la técnica de fabricación y alineación de los elementos del TECNTC tiene defectos provocando un aumento en los fenómenos de dispersión. En esta tesis clasificamos a los TECNTC basados en 3 configuraciones usualmente utilizadas por la mayoría de los investigadores, sin embargo se reportan otras configuraciones en base a diseños ya mencionados pero con algunas leves modificaciones por ejemplo arreglos de NTC con el fin de aumentar las transconductancias del dispositivo disminuir las capacitancias parasitas y aumentar las frecuencias de corte (figura. 2.13), otra posibilidad es la combinación de múltiples compuertas centrales conectadas en serie para combinar los efectos en una sola geometría de transistor (figura 2.21) [27].

El diagrama esquemático de la geometría del TECNTC de multiples compuertas se ilustra en la figura 2.21 (A) y una imagen SEM del transistor se ilustra en la figura 2.21 (B), en total son 100 compuertas y 50 contactos de drenaje/fuente formando 100 TECNTCs conectados eléctricamente en paralelo, la longitud del canal para cada uno de los TECNTC es de  $0.8 \mu\text{m}$  y la longitud de compuerta es de  $0.4 \mu\text{m}$  por lo que hay segmentos del nanotubo que aunque recubiertos por material aislante la compuerta no cubre sin embargo se espera que las propiedades eléctricas de cada uno de los TECNTC sean idénticas ya que el dispositivo se ha fabricado con un solo nanotubo de  $100 \mu\text{m}$ , los electrodos de drenaje/fuente/compuerta se conectan con guías de onda coplanares (no se muestran en la figura) estándar para compatibilidad con estaciones de prueba de RF comerciales. La respuesta en DC del dispositivo

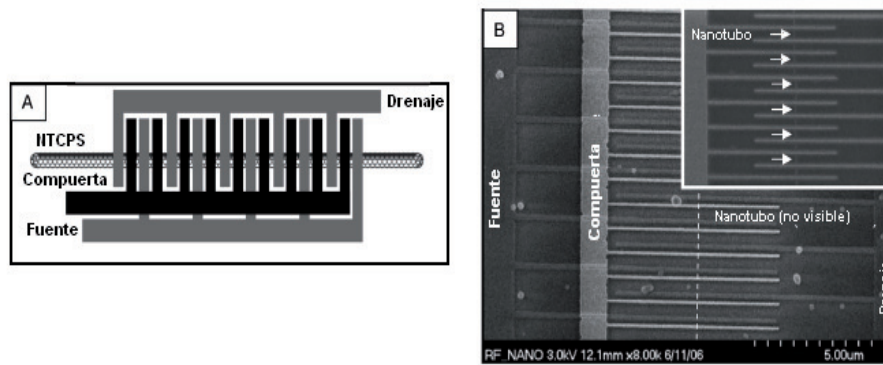


Figura 2.21: (A) Diagrama esquemático del TECNTC de multiples compuertas, en conjunto hay 100 compuertas. (B) imagen hecha con SEM de una porción del transistor que muestra 13 contactos de la compuerta de los 100 restantes, en el recuadro superior derecho el nanotubo es visible antes de depositar el dieléctrico; después de depositar el dieléctrico y la compuerta central el nanotubo ya no es visible y se indica su posición en la figura con una línea punteada [27].

y la capacitancia parásita medida se ilustra en la figura 2.22, La curva I-V se obtiene con mediciones hechas a temperatura ambiente, el recuadro de la figura 2.22 (A) ilustra la curva de transferencia  $I_{ds}$  contra  $V_{gs}$ , donde se observa un claro comportamiento tipo P con una transconductancia de DC del orden de 1.5 mS. Para medir la capacitancia parásita debido a los efectos de borde (**fringing**) que se producen entre las terminales de los contactos se mide la oblea (sin ningún nanotubo) con un analizador de redes vectoriales comercial previamente calibrado para estimar las pérdidas, de la medición de los parámetros S del dispositivo es posible obtener la matriz de parámetros Y donde a partir de estos datos es posible determinar el valor de 3 capacitancias importantes en el dispositivo:  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$  (2.22 (B)) claramente se observa una independencia de la frecuencia de las capacitancias inducidas por cada uno de los contactos.

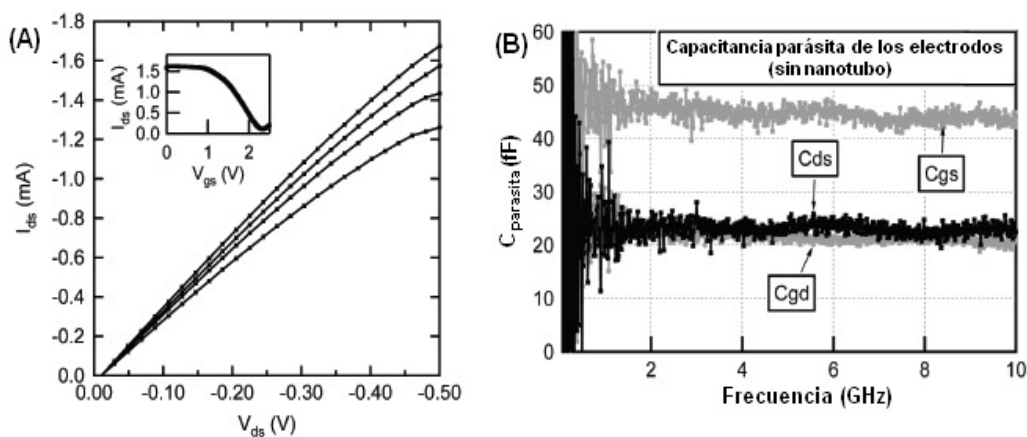


Figura 2.22: 14 (A) Curva característica I-V para un  $V_g = -1$  a 0.5 V en incrementos de 0.5 V en el recuadro superior la curva de transferencia a un  $V_{ds} = 0.5$  V (B) Medición de la capacitancia de los electrodos [27].

Como ya habíamos mencionado anteriormente la figura de merito más común que caracteriza a los transistores que funcionan a altas frecuencias es la frecuencia de corte  $f_t$  definida como la frecuencia a la cual la ganancia en corriente ( $H_{21}$ ) cae a 0 dB para el caso particular de este dispositivo la capacitancia parásita es mucho más grande comparada con la capacitancia necesaria para modular la conductancia del canal por lo que la frecuencia de corte se ve disminuida.

Cuando se conocen los efectos y valores de las capacitancias parásitas podemos "despreciar" estos efectos y determinar el comportamiento "intrínseco" del dispositivo. En la figura 2.23 (A) se muestra el comportamiento del  $H_{21}$  (ganancia en corriente) antes y después del proceso de de-embellido, para determinar la frecuencia de corte intrínseca se traza una curva de extrapolación de -20 dB por década y se obtiene una  $f_{int}$  de 7.6 GHz. Una segunda figura de mérito importante es la frecuencia máxima de oscilación ( $f_{max}$ ) y representa a la frecuencia a la cual la máxima estabilidad de ganancia (MSG) definida como  $S_{21}/S_{12}$  cae 0 dB. En la práctica las condiciones de estabilidad y la  $f_{max}$  dependen de los cuatro valores de parámetros S en la figura 2.23 (B) se ilustra la gráfica del MSG antes y después del de-embellido la extrapolación de la curva resulta en una  $f_{max}$  15 GHz. Podemos establecer que el proceso de de-embellido nos es muy útil para estimar el máximo rendimiento de nuestro dispositivo y poder estimar las pérdidas que se introducen al considerar elementos externos principalmente las metalizaciones de los contactos.

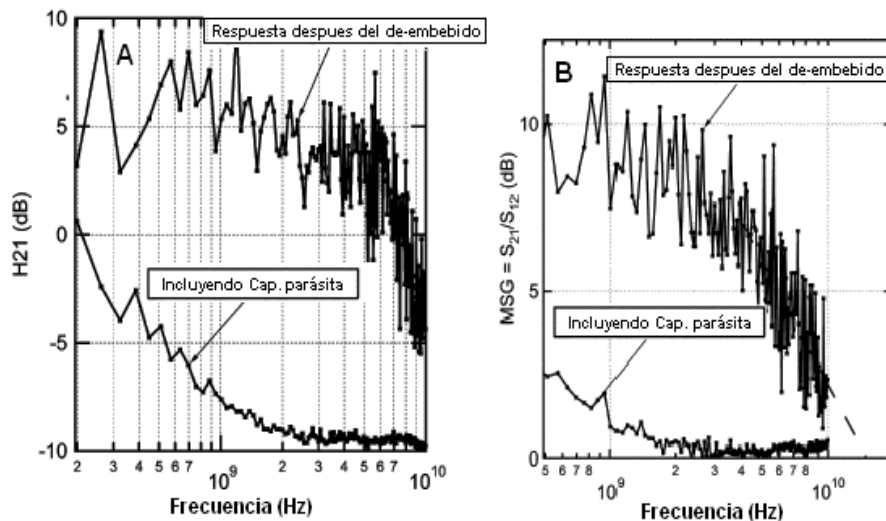


Figura 2.23: 14 A) la ganancia en corriente  $H_{21}$  contra la frecuencia antes y después del de-embellido a un  $V_{ds}=0.5$  V, y  $V_g=2$  V. (B) MSG antes y después del de-embellido [27].

## 2.8. Transistor de Efecto de Campo con Nanotubos de Carbón TECNTC Tipo n.

Hasta el momento hemos discutido las principales características y configuraciones de los diferentes tipos de TECNTC que se han reportado en la literatura y algunas mediciones que se han realizado en torno a estas estructuras. Durante los últimos 10 años se han desarrollado TECNTC con los dos tipos de portadores de carga que existen: tipo p y tipo n mostrando un significativo avance en el estado del arte de estos dispositivos, se han logrado construir algunos circuitos básicos de compuertas lógicas incluyendo inversores, compuertas NOR y NAND [28].

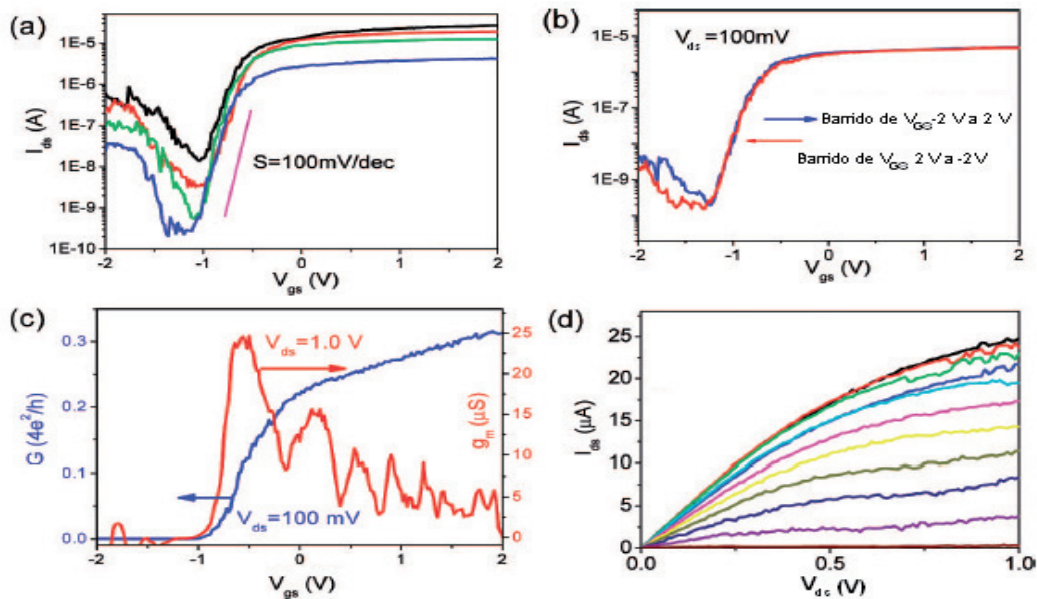


Figura 2.24: (a) Función de transferencia para un  $V_{ds} = 1.0, 0.5, 0.3$  y  $0.1$  V respectivamente de arriba hacia abajo (b) Dos curvas  $I_{DS} - V_{GS}$  obtenidas usando el mismo voltaje de  $V_{DS}$  pero cambiando el sentido del barrido en  $V_{GS}$  (c) Curva de conductancia ( $G$ ) (curva azul) y transconductancia contra voltaje de compuerta ( $V_{GS}$ ) para un  $V_{DS} = 1$  V (d) curva  $I_{DS} - V_{DS}$  en donde  $V_{GS}$  varía de  $1.0$  V (curva superior) a  $-1.0$  V (curva inferior) en pasos de  $-0.2$  V [29].

En la figura 2.24 se observa la respuesta típica de un TECNTC tipo n con una longitud de canal de  $120$  nm y con un diámetro de  $1.5$  nm, las cuatro figuras corresponden a un  $V_{ds} = 0.1$  V (azul),  $0.3$  V (verde)  $0.5$  V (rojo) podemos decir que el dispositivo es tipo N porque se alcanza la saturación para un voltaje positivo de compuerta. Es notable que el dispositivo muestre una ligera histéresis en su función de transferencia cuando se cambia el sentido de la polarización de la compuerta  $V_{gs}$  de  $-2$  V a  $2$  V y viceversa lo que sugiere que existen trampas energéticas en el dispositivo. Para que la respuesta en la función de transferencia esté libre de histéresis es necesario, en primer lugar de quitar todo residuo de oxígeno en el dispositivo, como pueden ser moléculas de agua que se filtran en el aislante de la compuerta. Segunda,

que las condiciones de crecimiento de las capas del dispositivo no generen trampas de energía y tercero que la superficie de la película del dieléctrico (para este dispositivo es  $HfO_2$ ) y la metalización de la compuerta esté libre de impurezas. El dispositivo de tipo n exhibe un pico de transconductancia de alrededor de  $25 \mu S$  para un voltaje de compuerta  $-0.5 V$  y el punto de saturación máxima se alcanza para un voltaje de  $V_{gs} > 2 V$  el valor de conductancia que presenta el dispositivo para este valor de saturación es de  $G_{SAT} \sim 0.32 \times 4e^2/h$  (figura. 2.24(c)). El dispositivo presenta una corriente de saturación de  $I_{D_{sat}}$  de  $25 \mu A$  como se observa en la figura 2.24 (d). La relación de corriente Encendido/Apagado para un  $V_{ds}=0.3$  es de  $10^4$ .

## 2.9. Sumario

En el desarrollo de este capítulo se han resumido algunas de las contribuciones reportadas en la literatura respecto a la caracterización eléctrica de las principales configuraciones de TECNTC así como algunas modificaciones que se hacen para mejorar el rendimiento de los mismos. Es de destacar que la mayoría del análisis que se hace a los TECNTC son con modelos matemáticos que describen el transporte electrónico, mediciones en DC y en algunos casos se reportan mediciones de RF ( $f_t$ ), ésto se debe a que es muy complicado medir las figuras de mérito con equipos de medición comerciales debido a las pérdidas en los cables y a las corrientes del orden de  $\mu A$  y nA que manejan los TECNTC. Uno de los grandes avances para estos dispositivos fue la posibilidad de fabricar TECNTC tanto tipo N como tipo P lo que abrió la posibilidad de fabricar algunos circuitos lógicos. El problema de los contactos y los efectos parásitos siempre han existido en la electrónica y para los TECNTC no es la excepción, y se vuelve más crítico debido a la magnitud del canal respecto a los contactos, en este sentido, y como una posible solución se utilizan segmentos dopados en el mismo nanotubo que sirvan como contactos para reducir los efectos parásitos debido a las metalizaciones, a lo largo de este capítulo notamos que las geometrías más comunmente utilizadas para estudios de RF son la configuración coaxial y la de compuerta central debido a la ventaja del recubrimiento del aislante en el nanotubo a diferencia de las geometrías abiertas. Por lo tanto el analisis y modelado que a continuacion se realiza será orientado hacia el tipo de geometría coaxial y compuerta central (o doble compuerta).

## Capítulo 3

# Teoría y Modelado Matemático del Transporte Balístico en Transistores de Efecto de Campo con Nanotubos de Carbón TECNTC.

### 3.1. Introducción

Antes de cualquier proceso de fabricación de un circuito o componente electrónico es necesario primero conocer el comportamiento de los fenómenos físicos presentes en la estructura y éstos a su vez deben ser descritos por modelos matemáticos que sean capaces de reproducir la respuesta eléctrica del dispositivo, de esta manera es posible modificar los parámetros geométricos del diseño y observar los efectos sin necesidad de fabricar los componentes, el caso de los TECNTC no es una excepción. Para esta nueva generación de transistores la mayoría de los modelos que describen el transporte de carga se basan en un proceso de transporte balístico, es decir, el electrón se desplaza varios nanómetros sin sufrir dispersión y las simulaciones numéricas proveen de información detallada de la operación de estos dispositivos de escalas nanométricas, en esta tesis se utilizan dos modelos analíticos para obtener la respuesta en DC para 2 configuraciones de TECNTC (coaxial y compuerta central o doble compuerta).

El primer modelo utilizado es una aproximación del propuesto por Kenji Natori [31] el cual describe un comportamiento balístico en el transporte electrónico de los portadores



en los TECMOS (Transistores de Efecto de Campo metal-óxido-semiconductor) y el modelo se amplía para considerar TECNTC coaxiales. La tecnología TECMOS es usualmente analizada desde un punto de vista macroscópico basado en un transporte difusivo en donde la movilidad electrónica es un concepto central, sin embargo, conforme se disminuyen las dimensiones se llega a un punto en donde en algunos casos un enfoque balístico describe mejor las características de los dispositivos, además hay una mejor entendimiento de las limitaciones introducidas por los mecanismos de dispersión.

El segundo modelo consiste en emplear el formalismo de las funciones fuera de equilibrio de Green [32] (NEGF, por sus siglas en inglés) que es una técnica para resolver ecuaciones dinámicas fuera de equilibrio. Las funciones fuera de equilibrio de Green proporcionan una base conceptual para el desarrollo de aplicaciones que simulan los mecanismos del transporte cuántico [33] más adecuadamente y que serán necesarios para el entendimiento y el desarrollo de dispositivos de nanoescala en el futuro. En este capítulo explicaremos con más detalle la base matemática de los 2 modelos analíticos antes mencionados.

### 3.2. Aproximación del Modelo de Natori para el Transporte Balístico de TECNTC Coaxiales

**FETTOY** [34] es un software que utiliza la aproximación del modelo analítico de Natori [35] para describir el transporte balístico, fue desarrollado por la universidad de Purdue y es uno de los simuladores utilizados en esta tesis para obtener resultados en DC. Un diagrama esquemático que nos permitirá describir el modelo empleado se ilustra en la figura 3.1.

Este modelo se enfoca en describir el comportamiento de la barrera de potencial en el canal inducida por la compuerta, ya que dicha barrera controla el flujo de carga a través del canal, el diagrama de la figura 3.1 ilustra la barrera de potencial ( $\varphi_s$ ) del transistor que se genera cuando se consideran los efectos de los tres contactos del transistor (Compuerta, Drenaje y Fuente) y la densidad de carga. La densidad de carga en el canal es representada por la parte sombreada y su valor depende de la densidad de estados disponibles, los niveles de Fermi de los contactos y por ultimo del potencial auto-consistente ( $\varphi_s$ ) (es auto-consistente porque es afectado tanto por la distribución de carga en el canal así como por el potencial inducido  $V_G$ ).

El cálculo de la barrera de potencial comienza con las terminales polarizadas en cero, esto dará condiciones de equilibrio a la densidad electrónica del canal (Ec. 3.1).

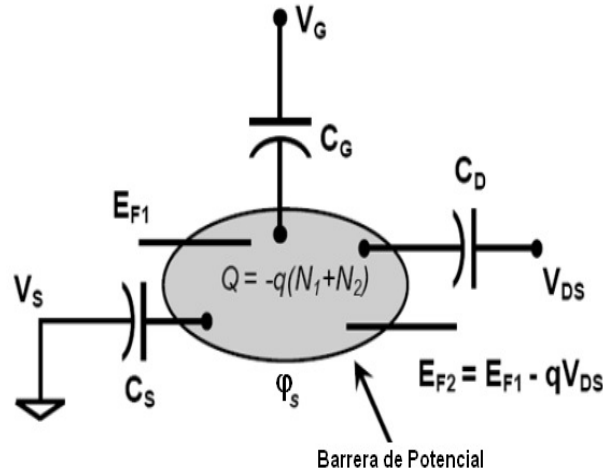


Figura 3.1: Modelo de un transistor balístico en 2D, Las dimensiones de la barrera de potencial son controladas por los voltajes en la entrada de los contactos representados por los tres capacitores. La movilidad de la carga es determinada por  $(\varphi_s)$  y por los dos niveles de Fermi. La capacitancia cuántica no se muestra explícitamente pero esta implícita en el modelo [35].

$$N_0 = \int_{-\infty}^{\infty} D(E) f(E - E_F) dE \quad (3.1)$$

$$f(E) = \frac{1}{1 + e^{(E)/k_B T}}$$

En donde  $D(E)$  representa la densidad de estados energéticos disponibles,  $f(E - E_F)$  representa la función en equilibrio de Fermi, la cual es una función de densidad de probabilidad (fdp) que indica la probabilidad de que algún estado energético  $E$  este ocupado por algún electrón y el nivel de Fermi ( $E_F$ ) establece un parámetro de energía para los portadores de carga, como una primera aproximación, cualquier estado energético por debajo de éste nivel de energía tiene una alta probabilidad de estar ocupado por electrones y viceversa cualquier estado energético superior a éste nivel tiene una baja probabilidad de estar ocupado por electrones, en la función de Fermi,  $k_B$  representa la constante de Boltzman y  $T$  la temperatura ambiente, la función  $D(E)$  es cero para cualquier valor negativo de su argumento y el valor que representa la mínima densidad de estados es  $E = 0$ . Cuando un voltaje de polarización es aplicado a la terminal de la compuerta y a la terminal del drenaje (la terminal de la fuente esta siempre aterrizada) ocurren dos cosas: el valor del potencial de la barrera depende de  $\varphi_s$  y segundo, que el potencial de la barrera  $\varphi_s$  esta en función a su vez de los 2 valores de Fermi que describen a los contactos y de la densidad de estados, por lo que la densidad de estados de los portadores esta dada por las ecuaciones (3.2) y (3.3).

$$N_1 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} D(E - \varphi_s) f(E - E_{F_1}) dE \quad (3.2)$$

$$N_2 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} D(E - \varphi_s) f(E - E_{F_2}) dE \quad (3.3)$$

Donde  $E_{F_1} = E_F$  y  $E_{F_2} = E_F - qV_{DS}$ , podemos reescribir las ecuaciones (3.2) y (3.3) haciendo un cambio de variable (3.4) y (3.5).

$$N_1 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} D(E) f_1(E) dE \quad (3.4)$$

$$N_2 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} D(E) f_2(E) dE \quad (3.5)$$

Donde

$$f_1 \equiv f(E + \varphi_s - E_{F_1}) \quad (3.6)$$

$$f_2 \equiv f(E + \varphi_s - E_{F_2}) \quad (3.7)$$

Dada una  $D(E)$  arbitraria podemos evaluar la densidad de electrones que atraviesan la barrera de potencial sumando las ecuaciones (3.4) y (3.5) siempre y cuando se conozca el valor de  $\varphi_s$ , entonces la densidad electrónica ( $N$ ) está dada por  $N = N_1 + N_2$ . Para calcular el potencial Auto-Consistente  $\varphi_s$  es necesario utilizar la ecuación de Poisson la cual va ser representada por los 3 capacitores que se ilustran en la figura 3.1 y el incremento en la densidad de carga  $\Delta N = (N_1 + N_2) - N_0$  inducida por el potencial. El potencial  $\varphi_s$  se separa en 2 componentes: En el potencial de Laplace ( $V_L$ ) de origen electrostático y el potencial debido a la movilidad de la carga ( $V_P$ ) por lo que  $\varphi_s$  es el resultado de la superposición de ambos potenciales. Calculamos el potencial de Laplace (3.8) en la barrera inducido por la polarización de las terminales.

$$V_L = -q(\alpha_G V_G + \alpha_D V_D + \alpha_S V_S) \quad (3.8)$$

En donde los coeficientes  $\alpha_G$ ,  $\alpha_D$ ,  $\alpha_S$  describen cómo la Compuerta el Drenaje y la Fuente influyen sobre la solución de Laplace y estan dados por:  $\alpha_G = C_G/C_\Sigma$ ,  $\alpha_D = C_D/C_\Sigma$ ,

$\alpha_S = C_S/C_\Sigma$  en donde  $C_\Sigma$  es la suma en paralelo de las 3 capacitancias de la figura 3.1. En un transistor de efecto de campo el potencial de la barrera es controlado únicamente por el campo eléctrico inducido por el potencial aplicado en la terminal de la compuerta, por lo que los valores de los coeficiente son:  $\alpha_G \approx 1$ ,  $\alpha_D \approx 0$ ,  $\alpha_S \approx 0$ .

La segunda parte de la solución consiste en considerar el potencial debido a la movilidad de la carga (Ec. 3.9).

$$V_p = -\frac{q^2}{C_\Sigma}(N_S + N_D) \quad (3.9)$$

$$N_S = \int_0^{+\infty} D_0 \frac{|E|}{\sqrt{E^2 - (E_g/2)^2}} f_1(E) dE$$

$$N_D = \int_0^{+\infty} D_0 \frac{|E|}{\sqrt{E^2 - (E_g/2)^2}} f_2(E) dE$$

Donde

$$D_0 = \frac{8}{3\pi a_{cc} \gamma_0}$$

$$E_g = \frac{2\gamma_0 a_{cc}}{d(nm)} = \frac{2(2.77eV)(0.144nm)}{d(nm)} = \frac{0.8}{d(nm)}$$

Cuando aplicamos un voltaje positivo a las terminales se disminuye el tamaño del potencial en la barrera como describe la ecuación 3.8, sin embargo, debido a la carga en el canal el potencial de la barrera aumenta, es claro que el valor de  $\varphi_s$  es la suma de ambos efectos, la solución se expresa en la ecuación (3.10).

$$\varphi_s = V_L + V_P = -q(\alpha_G V_G + \alpha_D V_D + \alpha_S V_S) - \frac{q^2}{C_\Sigma}(N_S + N_D) \quad (3.10)$$

Las ecuaciones (3.4) (3.5) y (3.10) representan ecuaciones no lineales acopladas para 2 incógnitas  $N$  y  $\varphi_s$ , éstas pueden ser resueltas iterativamente para encontrar la densidad de

portadores  $N$  así como el potencial  $\varphi_s$ . Finalmente la corriente en el drenaje es evaluada con la ecuación 3.11

$$I_D = \int_0^{+\infty} J(E)[f_1(E) - f_2(E)]dE \quad (3.11)$$

Donde  $J(E)$  es la "densidad de corriente de estados" definido en el apéndice de la referencia [35]. En resumen el procedimiento para determinar la  $I_D(V_G, V_{DS})$  consiste de los siguientes pasos.

1. Determinar analíticamente o numéricamente el valor de  $D(E)$  y  $J(E)$ .
2. Especificar el valor de  $V_G$ ,  $V_D$ ,  $V_S$  y el nivel de Fermi  $E_F$ .
3. Resolver iterativamente las ecuaciones 3.4, 3.5 y 3.10 para un  $\varphi_s$  y una  $N$ .
4. Evaluar la corriente con la ecuación 3.11 asumiendo un determinado valor para  $V_G$  y  $V_{DS}$ .

### 3.3. La ecuación de Schrödinger-Poisson y el Formalismo de las Funciones Fuera de Equilibrio de Green.

Las herramientas de simulación para esta nueva generación de dispositivos requiere funcionar con modelos analíticos que describan los mecanismos cuánticos, el formalismo de las funciones fuera de equilibrio de Green (también conocido como el formalismo de Keldysh o Kadanoff-Baym) proporciona la base conceptual para el desarrollo de estos nuevos simuladores. Los dispositivos electrónicos cuánticos unidimensionales (1-D) han sido modelados aplicando dicha técnica y se han obtenido buenos resultados, el principal objetivo de esta sección es mostrar que el Formalismo de las Funciones Fuera de Equilibrio de Green (NEGF por sus siglas en inglés) es aplicado para modelar el comportamiento de dispositivos electrónicos de nanoescala.

La mayoría de los modelos matemáticos que describen el funcionamiento en DC de los dispositivos electrónicos de nanoescala utilizan soluciones auto-consistentes entre la ecuación de Schrödinger y Poisson, así que comenzaremos planteando el problema primero en condiciones de equilibrio del dispositivo (figura. 3.2).

El primer paso es determinar un Hamiltoniano ( $H$ ) que pueda resolverse y que describa adecuadamente el dispositivo aislado (el nanotubo sin contactos). Cuando al dispositivo se le agregan contactos hay una transferencia de carga hacia adentro y hacia afuera del dispositivo,

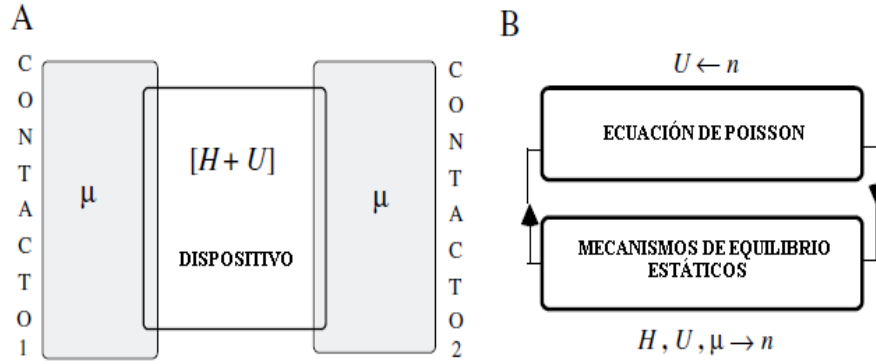


Figura 3.2: A. Diagrama esquemático de un dispositivo en equilibrio; B. Procedimiento auto-consistente para el análisis de dispositivos electrónicos en equilibrio [32].

lo que origina un potencial  $U(r)$  que tiene que ser calculado auto-consistentemente. En la figura 3.2 B se ilustra un diagrama de la solución auto-consistente entre la ecuación de Schrödinger y Poisson. El proceso iterativo se da entre la ecuación de Poisson que determina el potencial  $U(r)$  dado por la densidad electrónica  $n(r)$  (3.12).

$$\nabla \cdot (\varepsilon \nabla U) = q^2 [N_D - n] \quad (3.12)$$

y la ley de Mecanismos Estáticos en Equilibrio la cual nos describe la densidad electrónica  $n(r)$  para un potencial  $U(r)$

$$n(r) = \sum_{\alpha} |\Psi_{\alpha}(r)|^2 f_0(\varepsilon_{\alpha} - \mu) \quad (3.13)$$

llenando los eigenestados  $\Psi_{\alpha}$  de la ecuación de Schrödinger

$$[H + U]\Psi_{\alpha}(r) = \varepsilon_{\alpha}\Psi_{\alpha}(r) \quad (3.14)$$

acorde con la ecuación de Fermi.

$$f_0(E - \mu) = (1 + \exp[(E - \mu)/k_B T])^{-1} \quad (3.15)$$

Donde  $\mu$  representa el nivel de Fermi. Ahora consideremos un caso más interesante, un dispositivo que se conecta a dos contactos con dos niveles de Fermi diferentes  $\mu_1$  y  $\mu_2$  (figura. 3.3). ¿Cual es la densidad de electrones  $n$ ? Ya que no se puede utilizar la ecuación 3.13 porque tenemos dos niveles de Fermi diferentes, lo que se hace es considerar una densidad

de probabilidad  $f_\alpha$  que tiene un valor intermedio entre la función de Fermi de la fuente  $f_0(\varepsilon_\alpha - \mu_1)$  y la función de Fermi del drenaje  $f_0(\varepsilon_\alpha - \mu_2)$ :

$$n(r) = \sum_{\alpha} \Psi_{\alpha}(r) \Psi_{\alpha}^{*}(r) f_{\alpha} \quad (3.16)$$

Sin embargo, una respuesta general es mucho más complicada que eso. Diferentes estados energéticos se ocupan de una manera correlacionada y se describe con una matriz de densidad  $\rho_{\alpha\beta}$ :

$$n(r) = \sum_{\alpha, \beta} \Psi_{\alpha}(r) \Psi_{\alpha}^{*}(r) \rho_{\alpha\beta} \quad (3.17)$$

el tema central es determinar la matriz de densidad  $\rho_{\alpha\beta}$ ; una vez obtenida, todas las cantidades de interés (carga, corriente, energía, etc) pueden ser calculadas

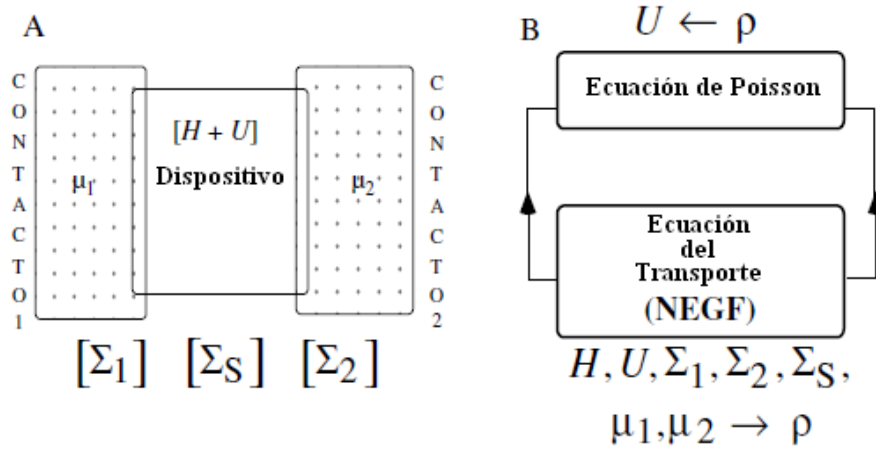


Figura 3.3: A. Diagrama de un dispositivo fuera de equilibrio debido a 2 contactos con 2 niveles de Fermi diferentes  $\mu_1$  y  $\mu_2$ ; B. Procedimiento auto-consistente para determinar la matriz de densidad  $\rho$  de todas las cantidades de interés (densidad de electrones, corriente, etc.) [32].

**NanoTCAD Vides** [36] es otro software que se usa para el análisis en DC de TECNTC en configuración de doble compuerta. El simulador se basa en la solución auto-consistente de la ecuación de Poisson-Schrödinger en 3 dimensiones en condiciones de frontera abierta dentro del formalismo de las funciones fuera de equilibrio de Green. La estructura del transistor se ilustra en la figura 3.4.

El perfil de potencial en 3D en la simulación obedece a la ecuación de Poisson (3.18.)

$$\nabla[\epsilon(\vec{r})\nabla\phi(\vec{r})] = -q[p(\vec{r}) - n(\vec{r}) + N_D^+(\vec{r}) - N_A^-(\vec{r}) + \rho_{fix}] \quad (3.18)$$

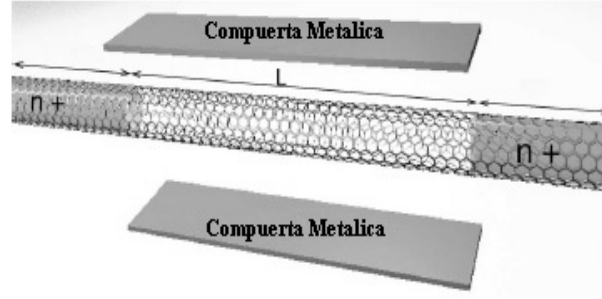


Figura 3.4: Estructura del TECNTC en 3-D que se considera para la simulación [36].

En donde  $\phi(\vec{r})$  es el potencia electrostático,  $\epsilon(\vec{r})$  es la constante dieléctrica,  $N_D^+(\vec{r})$  y  $N_A^-(\vec{r})$  es la concentración de iones donadores y aceptores, respectivamente, y  $\rho_{fix}$  es la carga fija. La concentración de electrones y huecos (n y p) es calculada resolviendo la ecuación de Schrödinger en condiciones de frontera abierta por medio del formalismo NEGF. La función de Green puede ser expresada con la matriz (3.19).

$$G(E) = [EI - H - \Sigma_S - \Sigma_D]^{-1} \quad (3.19)$$

Donde  $E$  es la energía,  $I$  la matriz identidad,  $H$  el Hamiltoniano del nanotubo de carbón, y  $\Sigma_S$  y  $\Sigma_D$  las energías propias de la fuente y el drenaje, como se puede ver el transporte electrónico se asume completamente balístico. Una vez que la longitud y la quiralidad del nanotubo son definidas se genera una malla considerando la posición de cada uno de los átomos de carbón. Con la ecuación (3.20) y (3.21) se calcula la concentración de electrones y de huecos. Hay que mencionar que existen algunas consideraciones para hacer válidas estas ecuaciones, dichas consideraciones se encuentran en la referencia [37].

$$n(\vec{r}) = 2 \int_{E_i}^{+\infty} dE [|\psi_S(E, \vec{r})|^2 f(E - E_{F_S}) + |\psi_D(E, \vec{r})|^2 f(E - E_{F_D})] \quad (3.20)$$

$$p(\vec{r}) = 2 \int_{-\infty}^{E_i} dE \{ |\psi_S(E, \vec{r})|^2 [1 - f(E - E_{F_S})] + |\psi_D(E, \vec{r})|^2 [1 - f(E - E_{F_D})] \} \quad (3.21)$$

donde  $\vec{r}$  es la cordenada del sitio donde se encuentra el carbón,  $f$  es el factor de ocupación de Fermi-Dirac,  $|\psi_S|^2$  ( $|\psi_S|^2$ ) son la probabilidad de estados disponibles inducidos por la fuente y drenaje,  $E_{F_S}$ ,  $E_{F_D}$  son los niveles de Fermi de la fuente y el drenaje. La corriente es calculada con la expresión (3.22).



$$I = \frac{2q}{h} \int_{-\infty}^{+\infty} dE \mathcal{T}(E) [f(E - E_{F_S}) - f(E - E_{F_D})] \quad (3.22)$$

donde  $q$  es la carga del electrón,  $h$  es la constante de Planck y  $\mathcal{T}$  es el coeficiente de transmisión que se calcula como en la referencia [32]. El modelo matemático considera un transporte 1-D entre los segmentos del drenaje y la fuente. Las corrientes de fuga de compuerta no se consideran en este modelo porque son despreciables con respecto a la corriente en el drenaje. Hemos descrito las ecuaciones utilizadas por el simulador **NanoTCAD Vides**, sin embargo existen muchas consideraciones que no hemos mencionado aquí debido a que el objetivo de esta tesis no es el modelado matemático sin embargo se pueden consultar las referencias [37] [38] [39] para más información.

Para resolver el sistema no lineal de ecuaciones se utiliza el método de Newton-Raphson (NR) con un esquema de corrección. La ecuación de Schrödinger se resuelve con NEGF en el inicio de cada ciclo NR, para un determinado potencial de inicio  $\tilde{\phi}$  mientras la densidad de carga se mantiene fija hasta que el ciclo NR converja. El algoritmo se repite cíclicamente hasta que la norma de la diferencia entre dos potenciales subsecuentes de dos ciclos NR sea más pequeño que la referencia (figura. 3.5).

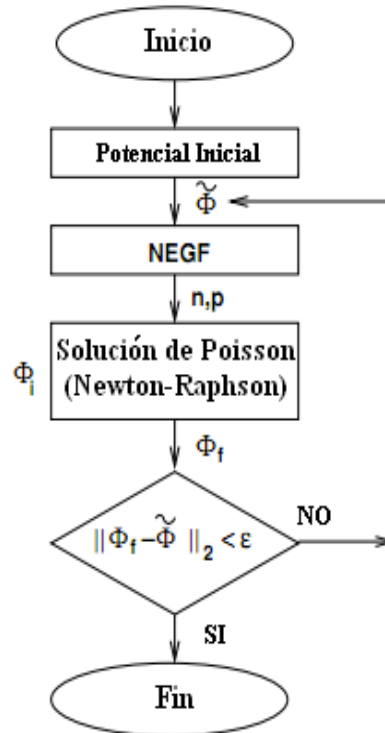


Figura 3.5: Diagrama a bloques de la solución auto-consistente Poisson-Schrödinger, donde  $\tilde{\phi}$  representa un potencial electrostático inicial,  $\tilde{\phi}_i$  es el potencia electrostático calculado en el  $i$ -ésimo paso [39].

### 3.4. Sumario

En este capítulo estudiamos los dos modelos analíticos que utilizan tanto FETTOY para TECNTC coaxiales, como NanoTCAD Vides para TECNTC de compuerta central, para que en base a los parametros geometricos como variables de entrada en cada uno de los simuladores y para cada uno de los TECNTC calculemos la respuesta en DC. En el siguiente capítulo llevaremos a cabo el análisis en DC con ayuda de dichos simuladores del transporte electrónico y en AC con el circuito eléctrico equivalente y reportaremos los resultados para las dos estructuras de TECNTC.

## Capítulo 4

# Análisis en DC y Modelado en Pequeña Señal del Transistor de Efecto de Campo con Nanotubos de Carbón TECNTC.

### 4.1. El Método del Circuito Eléctrico Equivalente en Pequeña Señal para el Calculo de la $f_t$

Como se ha visto en los capítulos 1 y 2 de esta tesis, los nanotubos de carbón aplicados en transistores de efecto de campo prometen ser una tecnología muy viable para el futuro de la radiofrecuencia. Su rendimiento en DC así como los valores de transconductancia superan a su equivalente dimensional de metal-óxido semiconductor [25]. Sin embargo, los alcances en RF no han sido completamente analizados debido a las dificultades en las mediciones y a los efectos parásitos de los contactos. Una manera de investigar los alcances en RF de los TECNTC sería alimentando los valores de un circuito eléctrico equivalente en pequeña señal que describa adecuadamente el rendimiento en altas frecuencias, donde posteriormente una frecuencia de corte  $f_t$  podría ser obtenida [40].

### 4.2. Circuito Eléctrico Equivalente del TECNTC.

El circuito eléctrico equivalente [15][18][25][42] que utilizamos para este estudio se ilustra en la figura 4.1, a continuación describiremos cada uno de sus elementos.

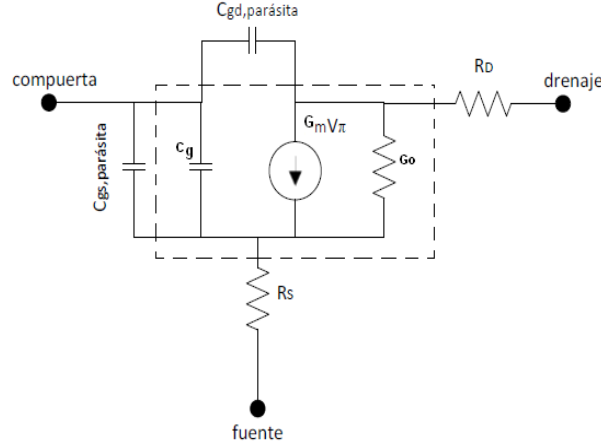


Figura 4.1: Modelo del Circuito Eléctrico Equivalente del TECNTC.

El circuito eléctrico equivalente que corresponde a la parte intrínseca del TECNTC se encuentra dentro del recuadro punteado.  $C_g$  representa la capacitancia de compuerta compuesta por un conjunto de efectos capacitivos: la capacitancia cuántica y la capacitancia electrostática [17][42], la capacitancia cuántica  $C_Q$  esta relacionada con los mecanismos del transporte electrónico y la capacitancia electrostática  $C_E$  esta relacionada con las contribuciones electrostáticas que se deben a la geometría del transistor.

Para estimar el valor de la capacitancia electrostática  $C_E$  utilizamos la expresión 4.1.

$$C_E = \frac{2\pi\epsilon}{\cosh^{-1}(2h/D_n)} \quad (4.1)$$

donde  $\epsilon$  es el valor de la constante dieléctrica del material aislante del TECNTC,  $h$  es el espesor del dieléctrico en nm y  $D_n$  representa el diámetro del canal, que en este caso es el diámetro del nanotubo en nm, las unidades de  $C_E$  estan dadas en  $aF/\mu m$  por lo que hay que multiplicar por la longitud de compuerta en  $\mu m$ .

Para estimar el valor de la capacitancia cuántica  $C_Q$  utilizamos la expresión 4.2.

$$C_Q = \frac{e^2}{\hbar\pi v_F} \quad (4.2)$$

donde  $\hbar$  es la constante de Planck y  $v_F$  es la velocidad de Fermi, la cual es  $v_F = 8 \times 10^5$  para el grafeno y los nanotubos de carbón [17], las unidades de  $C_Q$  estan dadas en  $aF/\mu m$ . La expresión de la capacitancia cuántica se considera como una aproximación, ya que el valor depende en realidad de otros factores como la polarización que se aplique a las terminales

del TECNTC. Para calcular  $C_g$  utilizamos la expresión 4.3 y representa la suma de ambas contribuciones.

$$C_g = \frac{C_E C_Q}{C_E + C_Q} \quad (4.3)$$

Después tenemos una fuente de corriente controlada por voltaje  $G_m V_\pi$ . El voltaje que controla dicha fuente de corriente esta en función del voltaje de la señal que se aplique entre las terminales de compuerta y drenaje. El valor de esta fuente de corriente se obtiene multiplicando la transconductancia por el voltaje que se genera en  $V_{GS}$  para ese caso particular. La transconductancia es una medida del control de la compuerta sobre los portadores de carga, entre mayor transconductancia es más probable que el transistor responda mejor a cambios bruscos de la polarización de la señal (altas frecuencias) aunque en realidad esto depende de otros factores como veremos mas adelante. La unidad de la transconductancia se expresa en siemens (S) y se calcula con la ecuación 4.4.

$$G_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_D} \quad (4.4)$$

El otro elemento intrínseco corresponde a la resistencia en paralelo con la fuente  $G_m V_\pi$ , y representa la conductancia del canal, la cual se calcula con la ecuación 4.5 y describe las variaciones de la corriente en el canal con respecto a las variaciones de voltaje que se apliquen para un determinado voltaje de compuerta  $V_G$ .

$$G_o = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_G} \quad (4.5)$$

Todos los demás elementos extrínsecos fuera del recuadro (resistencias y capacitancias) son valores que dependen de los materiales que se elijan para los contactos externos, a diferencia de los valores de los elementos intrínsecos los cuales dependen directamente de la polarización que se aplique al dispositivo, usualmente se utilizan contactos de oro, platino o paladio para reducir los efectos parásitos que degradan en gran medida el rendimiento en altas frecuencias.

Para determinar el rendimiento en altas frecuencias es necesario conocer los valores para cada uno de los elementos del circuito eléctrico equivalente que se obtienen de las características de DC del TECNTC, ya que partimos de estos valores para analizar con ADS la respuesta en altas frecuencias del circuito eléctrico equivalente del TECNTC para un punto de polarización determinado de DC.

### 4.3. Modelado en DC de un TECNTC Coaxial.

Para determinar el comportamiento en DC del TECNTC coaxial utilizamos el software **FETTOY** [34] basado en el modelo analítico de Natory [35]. La estructura del TECNTC coaxial se ilustra en la figura 4.2, el canal del transistor consiste en un nanotubo de carbón de pared simple con un comportamiento eléctrico semiconductor, rodeado de un material aislante de un grosor de 1 nm y con una constante dieléctrica de 3.9, la sección transversal del TECNTC tiene una longitud de  $1 \mu m$  y en cada uno de los extremos tenemos contactos óhmicos, toda la estructura coaxial está rodeada de una metalización que se utiliza como el contacto de compuerta en el transistor.

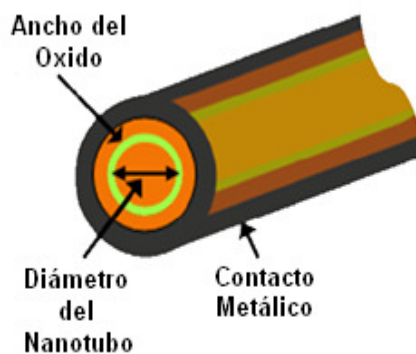


Figura 4.2: Diagrama esquemático del TECNTC coaxial utilizado para la experimentación [35].

Con el fin de analizar el impacto que tiene el nanotubo como canal realizamos el experimento de simular la respuesta en DC utilizando 3 valores típicos de diámetro (1 nm, 1.5 nm, 2 nm) mientras mantenemos los demás valores antes descritos constantes (espesor del dieléctrico, constante dieléctrica, sección transversal). Al simular el transporte electrónico (la respuesta en DC) se obtuvieron las curvas I-V para diferentes voltajes de polarización de  $V_G$  para un barrido de  $V_{DS}$  de 0-1 V, El resultado se ilustra en la figura 4.3.

Si observamos las tres curvas I-V de la figura 4.3 (a),(b) y (c) podemos determinar que el comportamiento del transistor es muy similar al de un TECMOS tipo incremental de canal N para los 3 diámetros. En la misma simulación **FETTOY** determina la gráfica de la capacitancia cuántica en función del voltaje de compuerta  $V_G$ , al ser una medida de la interacción entre los portadores dentro del canal su valor cambia con respecto a la polarización aplicada en éste, por lo que se elige un punto de polarización de  $V_{DS}$  en donde la curva  $I_{DS} - V_{DS}$  del transistor tiene un comportamiento lineal, este valor es de  $V_{DS}=0.52$  V para los 3 casos, la gráfica de la capacitancia cuántica para los 3 valores de diámetro se ilustra en la figura 4.4, podemos observar que  $C_Q$  describe el mismo comportamiento en

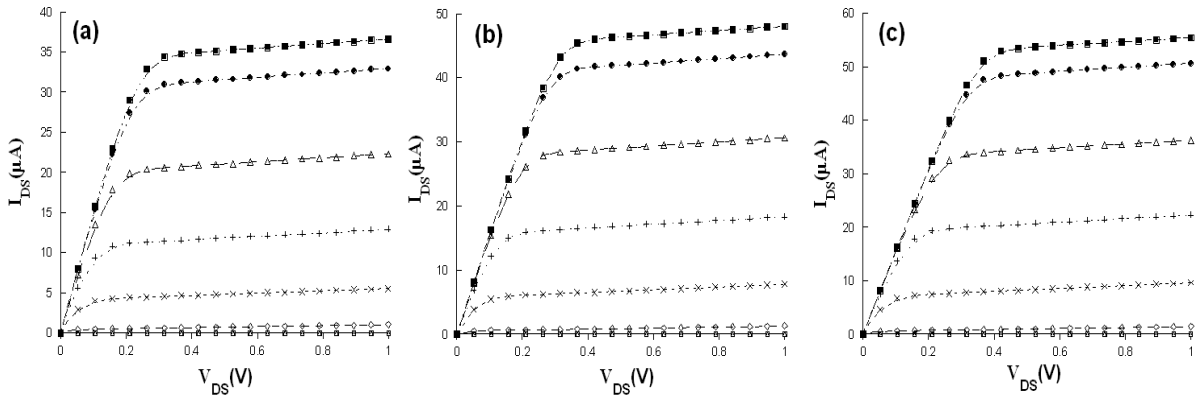


Figura 4.3: Curva  $I - V_{DS}$  para un (a)  $D = 1nm$  (b)  $D = 1.5nm$  (c)  $D = 2nm$  los valores de  $V_G$  que se aplican son  $V_G = 0, 0.157, 0.315, 0.473, 0.631, 0.789, 0.947, 1V$  donde con  $V_G = 0$  se obtiene el mínimo valor de corriente mientras que para  $V_G = 1V$  se obtiene el máximo valor de corriente en el canal.

función de  $V_G$  en los 3 casos y que lo que varía son los valores de la  $C_Q$  al cambiar la longitud de los diámetros y la polarización en  $V_G$ .

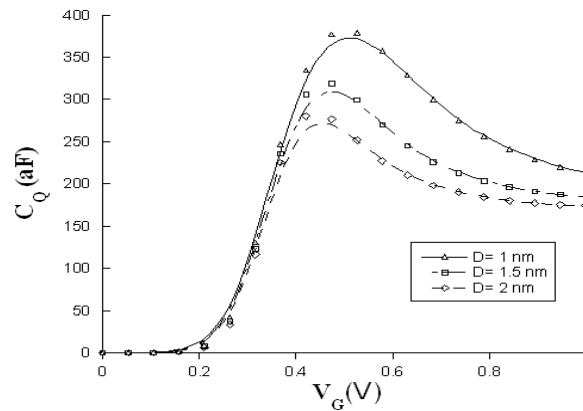


Figura 4.4: Capacitancia Cuántica  $C_Q$  para los 3 valores de diámetro para un  $V_{DS}$  de 0.52 V.

Es posible realizar un post-procesamiento de las características I-V de la figura 4.3 para calcular la función de transferencia (figura. 4.5(a)), que es la curva  $I_{DS}$  en función del voltaje en  $V_G$  la cual nos puede auxiliar para calcular el voltaje de umbral ( $V_T$ ), es decir, el voltaje mínimo que hay que aplicar a la compuerta para que el transistor se encienda y exista corriente en el canal, para determinar los voltajes de umbral ( $V_T$ ) utilizamos el método gráfico descrito en la referencia [41], el resultado se observa en la figura 4.6, para el caso de  $V_T$  observamos que el valor es muy similar para los 3 diámetros, el punto en que la línea recta cruza con el eje de las abscisas corresponde a un valor aproximado de  $V_T = 0.38 V$  para los 3 valores de diámetro, por lo que se determina que la longitud del diámetro no afecta significativamente el voltaje de umbral  $V_T$  en ninguno de los TECNTC coaxiales.

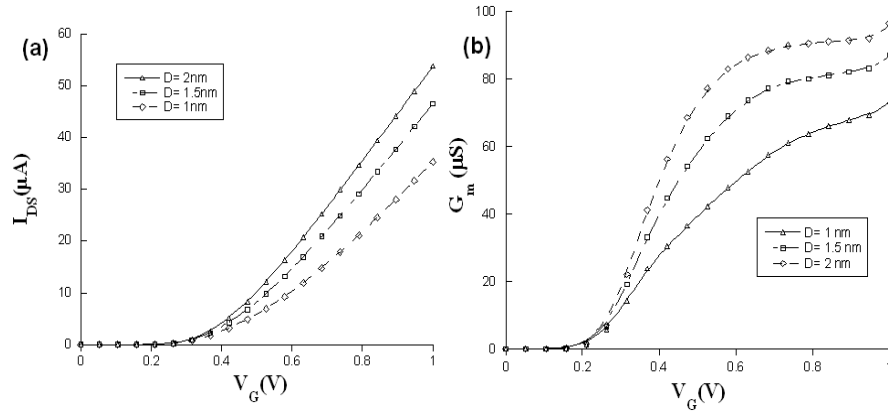


Figura 4.5: (a) Función de transferencia, La corriente  $I_{DS}$  en función  $V_G$  (b) Curva de transconductancia para un voltaje de  $V_{DS} = 0.526V$ . Ambas graficas se obtuvieron de las curvas I-V de la figura 4.3.

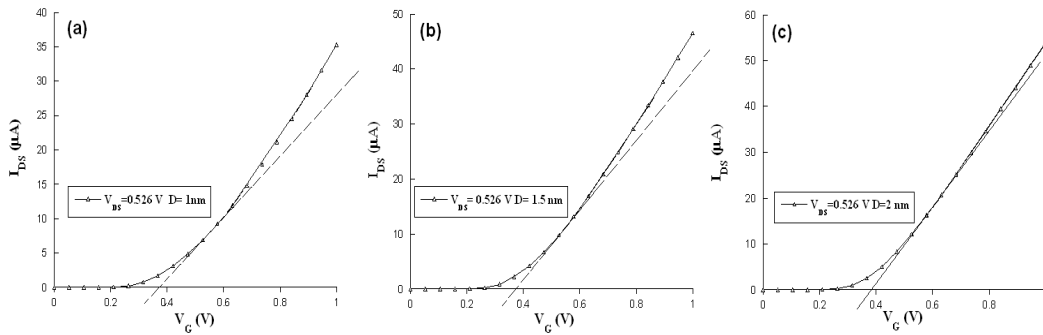
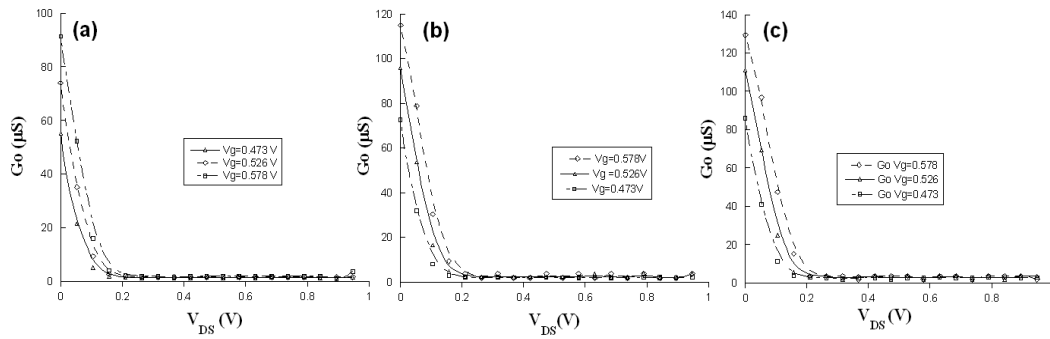


Figura 4.6: Calculo de  $V_T$  para el transistor de (a)  $D=1$  nm (b)  $D=1.5$  nm (c)  $D=2$  nm.

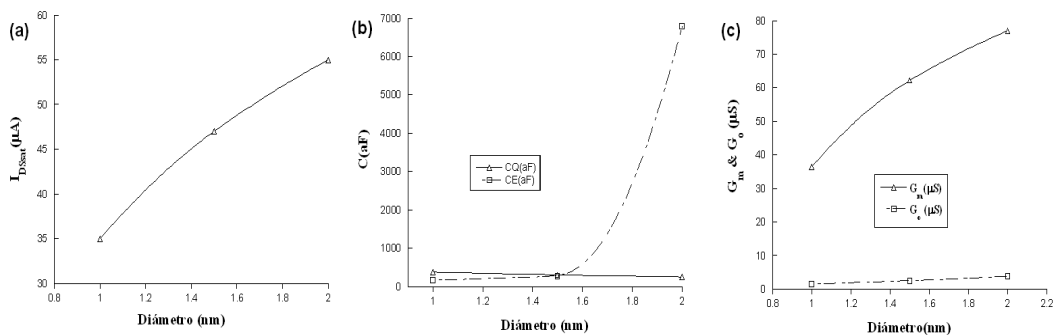
Por otro lado aplicamos la ecuación 4.4 a las curvas I-V de la figura 4.3 para calcular la transconductancia (figura 4.5(b)) observamos que cambia en función del voltaje de compuerta  $V_G$ , en general, al aumentar el voltaje de  $V_G$  la transconductancia del transistor aumenta hasta determinado punto, esto se debe a que el control sobre los portadores de carga es mejor cuando aplicamos un voltaje mayor en la compuerta. Por último y para terminar el análisis en DC del TECNTC coaxial calculamos la conductancia para los 3 diámetros y para 3 valores de polarización, la respuesta se ilustra en la figura 4.7, podemos observar como los 3 voltajes de compuerta ( $V_G$ ) modulan la conductancia del TECNTC en todo el rango de polarización de  $V_{DS}$ .

Elegimos un valor arbitrario de  $V_G$  para analizar cómo es que el diámetro del nanotubo afecta a los parámetros de DC (figura 4.8). En la figura 4.8 (a) observamos la corriente de saturación en función del diámetro para un  $V_G = 1$  V, notamos que hay un incremento en la corriente de saturación al aumentar el diámetro del nanotubo ( $I_{DS1nm} \approx 35\mu A$ ,  $I_{DS1.5nm} \approx 47\mu A$ ,  $I_{DS2nm} \approx 55\mu A$ ), esto se debe a que hay un aumento en la densidad de estados energéticos disponibles para la ocupación de portadores de carga en el nanotubo y




 Figura 4.7: Conductancia de los 3 TECNTC coaxiales en función de  $V_{DS}$ .

un espaciamento menor entre ellos, por lo que las sub-bandas tienden a ser continuas al aumentar el diámetro del nanotubo. En la figura 4.8 (b) la Capacitancia Cuántica disminuye al aumentar el diámetro, debido a que la interacción de la carga en las bandas de energía es menor al disminuir la distancia entre ellas, por otro lado, para determinar la capacitancia estática aplicamos la ecuación 4.1 y observamos que al aumentar el diámetro del nanotubo los efectos de la capacitancia electrostática aumentan debido a las contribuciones electrostáticas de la carga en el nanotubo y al aumentar el diámetro se vuelven más significativas que las contribuciones de la capacitancia cuántica. En la figura 4.8 (c) graficamos la transconductancia y la conductancia del canal en función del diámetro, observamos que hay un incremento en ambos parámetros aunque no en la misma proporción y esto se debe a que existe un aumento en la carga electrostática con respecto al aumento del diámetro del canal.


 Figura 4.8: (a) Corriente de saturación para un  $V_G = 1$  V, (b) Capacitancia Cuántica y Capacitancia Estática (c) Transconductancia y conductancia, para un  $V_G = 526$  mV en función de la longitud del diámetro.

#### 4.4. Modelado en AC de un TECNTC Coaxial.

En la sección anterior determinamos el comportamiento en DC del TECNTC coaxial y cómo es que la respuesta en DC varía en función de la longitud del diámetro, al mismo

Tabla 4.1: Parámetros de DC del TECNTC coaxial para los diámetros de 1 nm, 1.5 nm, 2 nm y una longitud de canal de 1  $\mu\text{m}$ .

TECNTC D=1nm						
$V_G$	$G_m(\mu S)$	$G_o(\mu S)$	$G_O(K\Omega)$	$C_Q(aF)$	$C_E(aF)$	$C_g(aF)$
473 mV	36.45	1.33	751.8	377	164	287
526 mV	42.15	1.52	657.8	379	164	170
578 mV	46.70	1.90	526.3	358	164	166
TECNTC D=1.5nm						
$V_G$	$G_m(\mu S)$	$G_o(\mu S)$	$G_O(K\Omega)$	$C_Q(aF)$	$C_E(aF)$	$C_g(aF)$
473 mV	56.06	2.46	406.5	236	271	126
526 mV	62.20	2.47	404.8	306	271	143
578 mV	68.90	1.90	526.3	319	271	146
TECNTC D=2nm						
$V_G$	$G_m(\mu S)$	$G_o(\mu S)$	$G_O(K\Omega)$	$C_Q(aF)$	$C_E(pF)$	$C_g(aF)$
473 mV	68.47	2.66	375.90	277	0.0068	266
526 mV	77.00	3.80	263.15	252	0.0068	242
578 mV	82.90	3.80	263.15	227	0.0068	219

tiempo determinamos los valores necesarios para utilizar el circuito eléctrico equivalente y determinar el comportamiento en altas frecuencias (AC), utilizamos los valores de DC obtenidos para 3 polarizaciones de  $V_G$  (473, 526, 578 mV) y para cada uno de los valores de diámetro (1, 1.5, 2 nm), los valores se reportan en la tabla 4.1.

Con estos valores alimentamos el circuito eléctrico equivalente de la figura 4.1 y con ADS un software ampliamente utilizado para el análisis de circuitos de radio frecuencia y microondas obtuvimos 2 figuras de mérito ( $S_{21}$  y  $f_t$  intrínseca y extrínseca). Para modelar la respuesta en altas frecuencias del cualquier dispositivo utilizando el simulador ADS es necesario realizar el siguiente procedimiento:

1. Implementar el modelo o circuito eléctrico equivalente a analizar sobre el espacio de trabajo.
2. Determinar en la red o circuito, el puerto de entrada y de salida.
3. Añadir el bloque de calculo o simulación de los parametros a calcular (en este caso son los parámetros S y Y).
4. Determinar el rango de frecuencias en el que se desea analizar el comportamiento del circuito.
5. Implementar la simulación.

En la pantalla de resultados de ADS es posible determinar el  $S_{21}$  y las gráficas de los parámetros Y para realizar la operación  $Y_{21}/Y_{11}$  y determinar la frecuencia de corte intrínseca ( $f_{int}$ ). El resultado de la simulación se ilustra en la figura 4.9 y 4.10

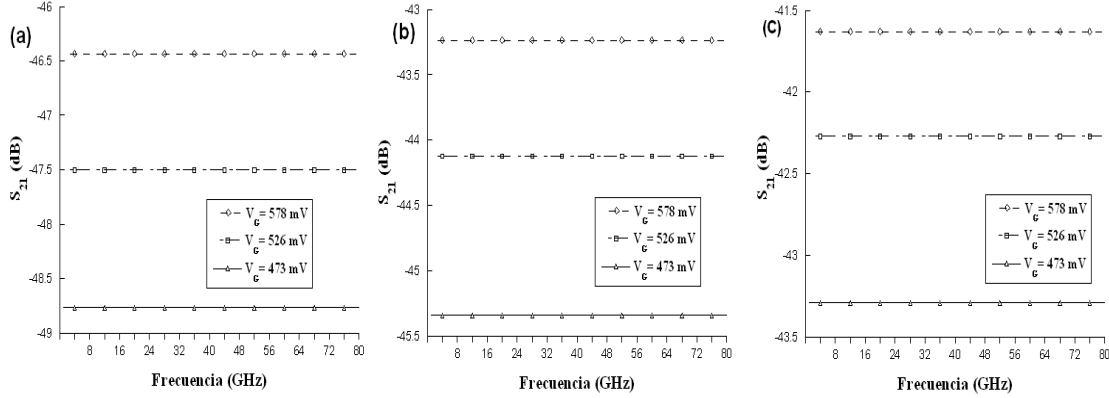


Figura 4.9: Coeficiente de Transmisión  $S_{21}$  para (a)  $D_n=1$ nm (b)  $D_n=1.5$ nm (c)  $D_n=2$ nm simulada con ADS.

Lo que podemos observar en la figura 4.9 (a), (b) y (c) es que el coeficiente de transmisión ( $S_{21}$ ) se mantiene constante en todo el rango de frecuencias, lo que indica que la señal no se degrada al atravesar la red de dos puertos. Consideremos el voltaje de  $V_G = 473$  mV para cada uno de los 3 diámetros, podemos notar que hay un aumento en dB conforme aumentamos el diámetro del nanotubo, este comportamiento se debe a que existe un aumento de carga en el canal conforme el diámetro del nanotubo se incrementa, como hemos determinado en el análisis de DC.

Analicemos ahora las gráficas de la frecuencia de corte intrínseca  $f_{int}$  que se obtuvieron con el modelo eléctrico por medio de la simulación en ADS, para calcular dicha frecuencia es necesario dividir el parámetro  $Y_{21}$  entre el parámetro  $Y_{11}$  en dB y graficar en función del rango de frecuencia determinado en la simulación en una escala logarítmica, posteriormente se tiene que extrapolar el resultado con respecto a una línea de -20 dB por década, el resultado se ilustra en la figura 4.10.

Con la finalidad de validar el modelo eléctrico, comparamos la frecuencia de corte que obtuvimos con el circuito eléctrico equivalente por medio de la simulación en ADS y el modelo analítico, es decir, calculando la frecuencia de corte intrínseca con la expresión 4.6. El resultado se ilustra en la tabla 4.2 para cada uno de los diámetros, vemos que ambas  $f_{int}$  calculadas por medio de ADS y la expresión 4.6 coinciden por lo que el modelo eléctrico describe adecuadamente el comportamiento en AC, notamos que para los 3 casos la  $f_{int}$  aumenta conforme aplicamos más tensión en la compuerta lo que es consistente con el aumento en la transconductancia de DC, por otro lado, comparemos la  $f_{int}$  para cada uno de los diámetros con respecto a un  $V_G = 526$  mV (figura 4.11) podemos observar que existe un incremento en

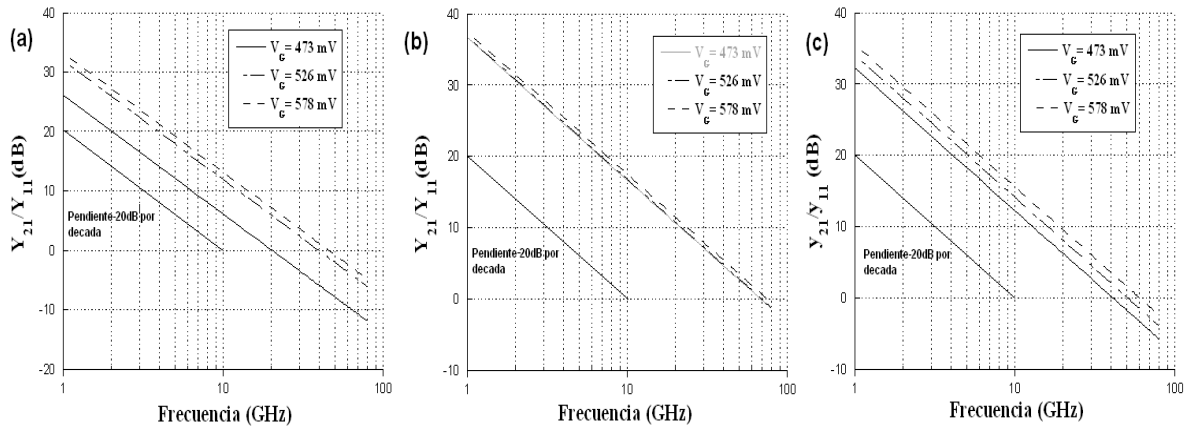


Figura 4.10: Gráfica de la frecuencia de corte intrínseca ( $f_{int}$ ) en función del rango de frecuencias simulado con ADS para un TECNTC de (a)  $D_n = 1$  nm (b)  $D_n = 1.5$  nm (c)  $D_n = 2$  nm. La  $f_{int}$  se determina para tres voltajes de polarización.

la  $f_{int}$  al aumentar el diámetro pero debido a que los efectos de la capacitancia electrostática dominan sobre la cuántica (figura 4.8) la  $f_{int}$  se degrada.

$$f_{int} = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{G_m}{C_g} \right] \quad (4.6)$$

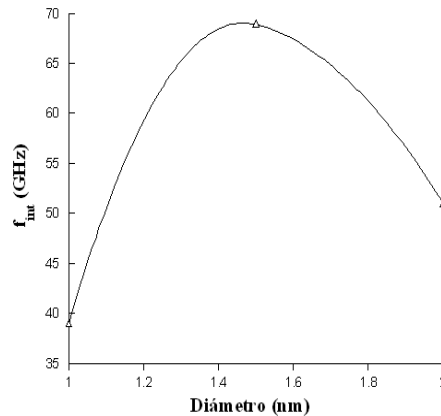


Figura 4.11: Frecuencia de corte intrínseca  $f_{int}$  en función del diámetro para un  $V_G = 526$  mV.

Hasta el momento solo hemos considerado la parte intrínseca del modelo eléctrico, sin embargo, es importante considerar los efectos parásitos en cualquier dispositivo electrónico ya que es un estudio más real del comportamiento del dispositivo, para esto hemos considerado valores reportados en la literatura [25] [43] para los elementos parásitos ( $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $R_S$  y  $R_D$ ) del circuito eléctrico equivalente, utilizar estos valores es válido desde el punto de vista de que los efectos parásitos de estos elementos dependen directamente de los materiales y no

Tabla 4.2: Comparación de las frecuencias de corte intrínsecas  $f_{int}$  entre el modelo eléctrico obtenidas con ADS y el modelo analítico

TECNTC D=1nm		
$V_G$	$f_{int}(\text{GHz})(\text{Modelo Eléctrico (ADS)})$	$f_{int}(\text{GHz})(\text{Modelo Analítico})$
473 mV	20	20
526 mV	39	39
578 mV	45	45.60
TECNTC D=1.5nm		
$V_G$	$f_{int}(\text{GHz})(\text{Modelo Eléctrico (ADS)})$	$F_{int}(\text{GHz})(\text{Modelo Analítico})$
473 mV	68	68.20
526 mV	69	69.10
578 mV	75	74.05
TECNTC D=2nm		
$V_G$	$F_{int}(\text{GHz})(\text{Modelo Eléctrico (ADS)})$	$F_{int}(\text{GHz})(\text{Modelo Analítico})$
473 mV	41	40.92
526 mV	51	50.59
578 mV	60	60.18

de la polarización que se aplique, en la tabla 4.3 se muestran los valores de los elementos extrínsecos.

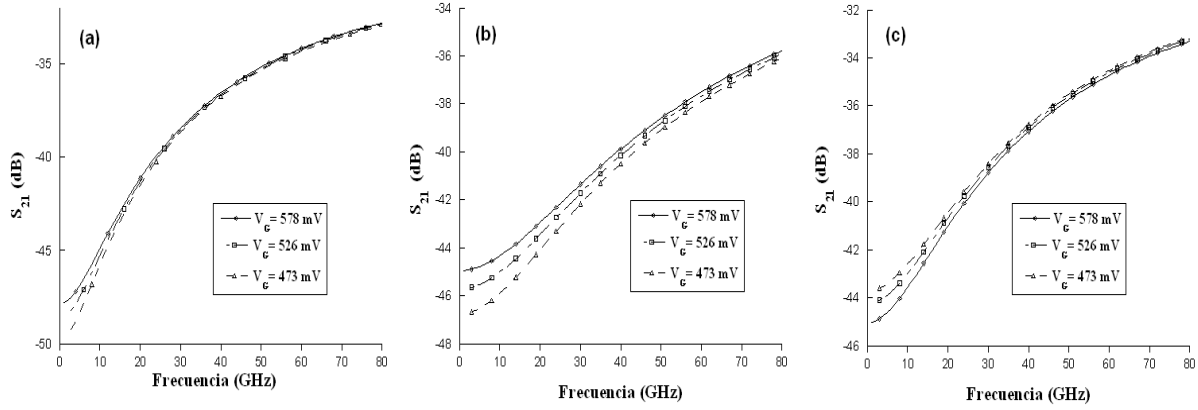
Los valores de la tabla 4.3 en conjunto con los de la tabla 4.1 se utilizan para alimentar el circuito eléctrico equivalente considerando la parte intrínseca y la parte extrínseca. En la figura 4.12 se muestra el coeficiente de transmisión  $S_{21}$  extrínseco obtenido después de implementar el circuito eléctrico equivalente en ADS. En las 3 gráficas observamos que existe un ligero aumento en dB al incrementarse la frecuencia, éste efecto se debe al lazo cerrado que forma el elemento extrínseco  $C_{gd}$  en el modelo del circuito eléctrico equivalente por lo que el efecto de las contribuciones parásitas en el coeficiente de transmisión es la de modificar la señal de entrada con respecto a la de la salida, consideremos ahora un  $V_G = 473$  mV y hagamos un análisis del efecto de los diámetros, notamos que hay una diferencia en dB en toda la respuesta y esto se debe al incremento de carga en el canal del nanotubo.

Por otro lado la frecuencia de corte extrínseca  $f_t$  se ilustra en la figura 4.13, podemos observar que los efectos parásitos tienen un impacto negativo en el rendimiento del TECNTC por lo que la frecuencia de corte se ve disminuida, sin embargo, es la frecuencia que más se acercaría a una frecuencia de corte real de trabajo.

En la tabla 4.4 se reportan y comparan las frecuencia de corte extrínsecas de la figura 4.13 tanto con el modelo eléctrico (ADS) como con el modelo analítico (ecuación 4.7), así mismo, comparamos la frecuencia de corte intrínseca ( $f_{int}$ ) con la extrínseca ( $f_t$ ) obtenidas tanto con

Tabla 4.3: Valores de los elementos extrínsecos para cada uno de los diámetros

TECNTC D=1nm		
$V_G$	$C_{gs}, C_{gd}$ (aF)	$R_S, R_D$ (K $\Omega$ )
473 mV	574	3
526 mV	574	3
578 mV	574	3
TECNTC D=1.5nm		
$V_G$	$C_{gs}, C_{gd}$ (aF)	$R_S, R_D$ (K $\Omega$ )
473 mV	300	3
526 mV	300	3
578 mV	300	3
TECNTC D=1.5nm		
$V_G$	$C_{gs}, C_{gd}$ (aF)	$R_S, R_D$ (K $\Omega$ )
473 mV	484	3
526 mV	484	3
578 mV	484	3


 Figura 4.12: Coeficiente de transmisión  $S_{21}$  extrínseco obtenido con ADS en función de la frecuencia para los 3 diámetros (a)  $D_n = 1$  nm, (b)  $D_n = 1.5$  nm, (c)  $D_n = 2$  nm.

el modelo analítico (ecuación 4.7) y el modelo eléctrico (ADS).

$$f_t = \frac{G_m}{2\pi} \frac{1}{(C_g + C_{gs} + C_{gd})((R_S + R_D)G_o + 1) + C_{gd}G_m(R_S + R_D)} \quad (4.7)$$

Notamos que tanto el modelo analítico como el modelo eléctrico describen un valor muy similar para las frecuencias de corte intrínsecas y extrínsecas, los efectos parásitos debidos a los contactos degradan la respuesta intrínseca del transistor hasta 4 o 5 veces su orden de magnitud.

Con la finalidad de validar tanto el modelo analítico como el modelo eléctrico es necesario

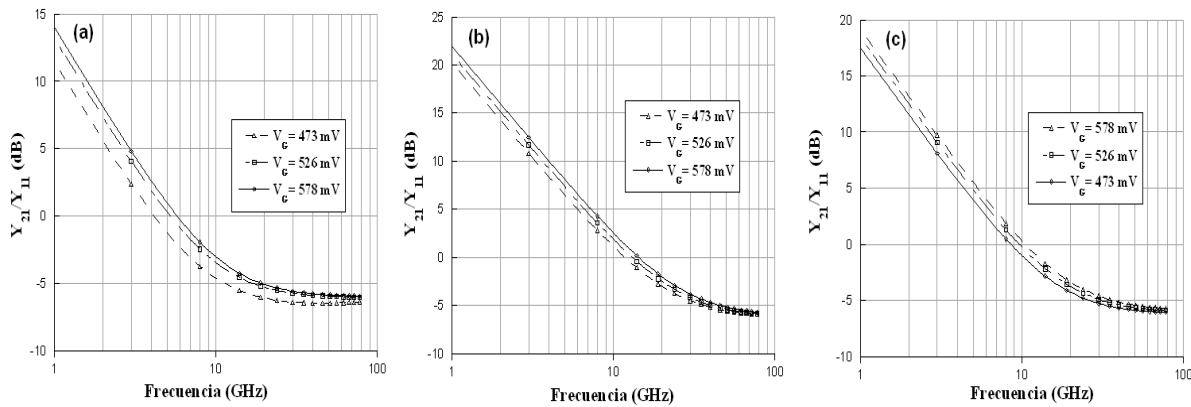


Figura 4.13: Frecuencia de corte extrínseca  $f_t$  obtenida con ADS en función de la frecuencia

comparar con mediciones hechas del  $S_{21}$  previamente reportadas. Para este propósito, hemos recurrido a [44] una de las pocas referencias en donde se reportan mediciones de parámetros S hechas en el orden de GHz, la comparación se ilustra en la figura 4.14

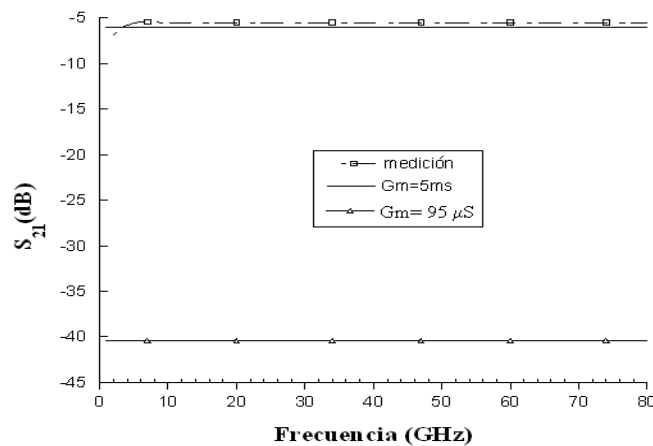


Figura 4.14: Gráfica comparativa del  $S_{21}$  obtenido con el modelo eléctrico para diferentes valores de transconductancia y un  $S_{21}$  medido

Para realizar la comparación, elegimos el TECNTC coaxial con un diámetro de 2 nm polarizado a 578 mV, ya que es el nanotubo que más se acerca a las características del canal del transistor utilizado para medir el parámetro S intrínseco. Podemos observar que existe una diferencia de un poco mas de 30 dB, esto se debe a que el modelo eléctrico que utilizamos requiere de un elemento extra, una resistencia dinámica en serie a la capacitancia de compuerta, sin embargo, este elemento se ha excluido porque no hay manera de conocer el valor con las herramientas de simulación, sin embargo hemos optimizado los valores de transconductancia para ajustar el modelo eléctrico con las mediciones hechas del parámetro  $S_{21}$ , por si solo un solo nanotubo no podría proporcionar ese valor de transconductancia, sin embargo,

Tabla 4.4: Comparación de las frecuencias de corte intrínsecas y extrínsecas entre el modelo eléctrico (ADS) y el modelo analítico, para los 3 diámetros.

TECNTC D=1nm				
$V_G$	$f_{int}$ (GHz)(M. Eléctrico)	$f_{int}$ (GHz)(M. Analítico)	$f_t$ (GHz)(M. Eléctrico)	$f_t$ (GHz)(M. Analítico)
473 mV	20	20	4.10	3.60
526 mV	39	39	5.20	4.54
578 mV	45	45.60	5.70	4.98
TECNTC D=1.5nm				
$V_G$	$f_{int}$ (GHz)(M. Eléctrico)	$f_{int}$ (GHz)(M. Analítico)	$f_t$ (GHz)(M. Eléctrico)	$f_t$ (GHz)(M. Analítico)
473 mV	68	68.20	11.51	10.0
526 mV	69	69.10	12.91	11.0
578 mV	75	74.05	14.0	12.4
TECNTC D=2nm				
$V_G$	$f_{int}$ (GHz)(M. Eléctrico)	$f_{int}$ (GHz)(M. Analítico)	$f_t$ (GHz)(M. Eléctrico)	$f_t$ (GHz)(M. Analítico)
473 mV	41	40.92	8.50	7.50
526 mV	51	50.59	9.60	8.38
578 mV	60	60.18	10.60	9.06

un arreglo de nanotubos podría ser la opción para alcanzar ese valor de transconductancia.

#### 4.5. Modelado en DC de un TECNTC de Compuerta Central.

En esta sección analizaremos otra estructura típica de los TECNTC, se trata de la estructura de doble compuerta o compuerta central (figura 4.15), para realizar la simulación del transporte electrónico y obtener la respuesta en DC utilizamos un software diferente que en el caso del TECNTC coaxial, se trata de **NanoTCAD Vides** [36] el cual se basa en la solución auto-consistente de la ecuación de Poisson-Schrödinger en 3 dimensiones en condiciones de frontera abierta dentro del formalismo de las funciones fuera de equilibrio de Green, para este experimento variamos la longitud de compuerta en tres ordenes de longitud ( $L_g = 5$  nm, 10 nm, 15 nm) con el fin de determinar si existe alguna dependencia entre la longitud de compuerta y los parámetros de DC, mientras mantenemos los demás parámetros fijos como son: quiralidad (13,0) lo que corresponde a un  $D_n$  aproximado de 3 nm, el dieléctrico es de  $SiO_2$  con 1 nm de espesor y se simulan dos segmentos dopados en el nanotubo de 5 nm que corresponden al drenaje y a la fuente, para los 3 casos la longitud del canal varía en la misma proporción que la compuerta.

A diferencia del modelo de Natory aplicado en el caso anterior con el TECNTC coaxial, con el modelo de Poisson-Schrödinger es posible observar otros fenómenos que se presentan



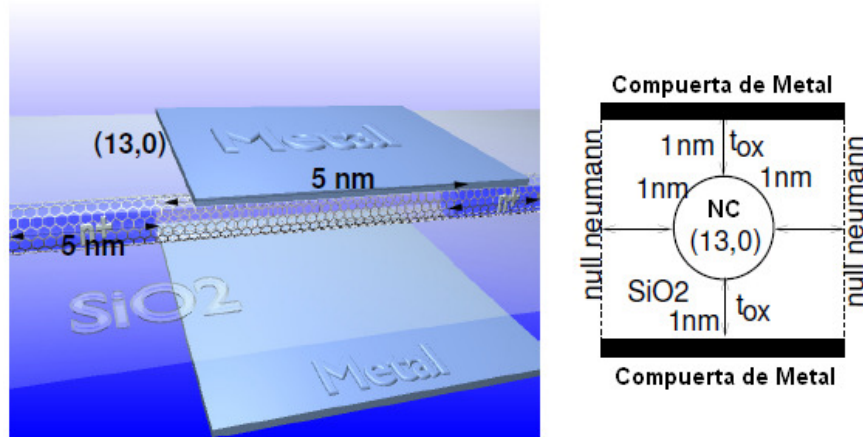
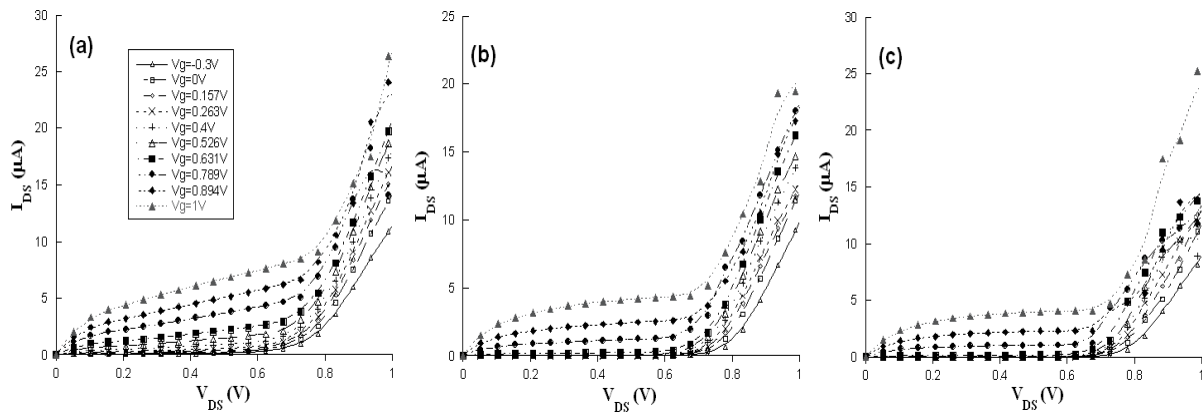


Figura 4.15: Diagrama esquemático TECNTC de Doble Compuerta o Compuerta Central

en la estructura que no son posibles de visualizar con otros modelos analíticos, sin embargo, la desventaja es que se requiere mucho tiempo y procesamiento de computo para obtener los resultados. En la figura 4.16 podemos ver la respuesta en DC de los 3 TECNTC de doble compuerta.


 Figura 4.16: Curva  $I_{DS} - V_{DS}$  (a)  $L_g = 5$  nm (b)  $L_g = 10$  nm (c)  $L_g = 15$  nm.

Lo que se observa en las gráficas (a), (b) y (c) de la figura 4.16 es que la corriente de saturación en el canal es inversamente proporcional al aumento de la longitud de la compuerta, por lo que se espera que la transconductancia se vea disminuida por éste efecto. Otro fenómeno que podemos observar es que existe una corriente de fuga considerable en el dispositivo y que se atribuye a una corriente túnel que se produce en los contactos de drenaje/fuente, o una corriente parásita que va del canal hacia la compuerta logrando atravesar el dieléctrico, todos estos fenómenos pueden ser la causa del aumento exponencial de corriente a partir de un voltaje de  $V_{DS} = 0.7$  V y esto provoca que la compuerta pierda el control en el flujo de los portadores. Partiendo de los valores de las gráficas (a), (b) y (c) de la

figura 4.16 podemos obtener la función de transferencia para las 3 longitudes de compuerta y determinar el voltaje de umbral, el resultado se ilustra en la figura 4.17.

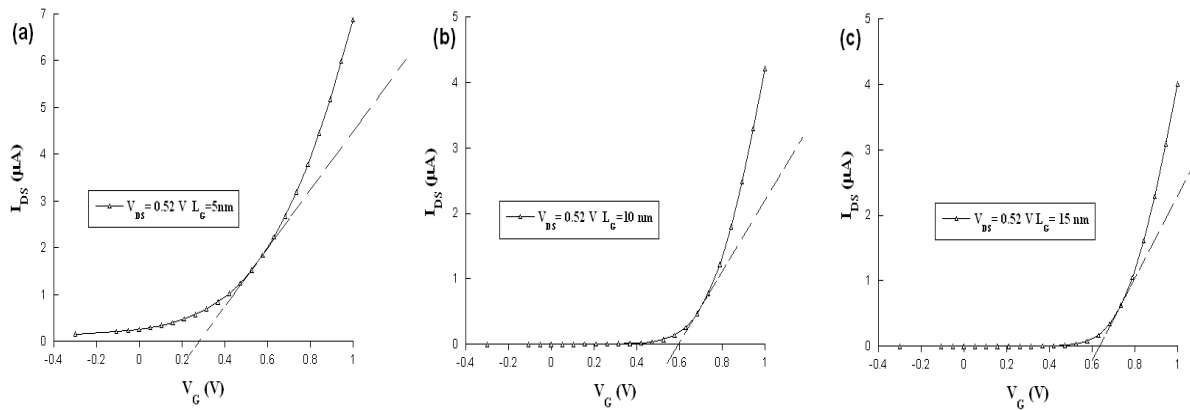


Figura 4.17: Curva  $I_{DS} - V_{VG}$  (a)  $L_g = 5$  nm (b)  $L_g = 10$  nm (c)  $L_g = 15$  nm.

En la gráfica de la función de transferencia se observa una estimación del voltaje de umbral ( $V_T$ ) para las 3 longitudes de compuerta, para el TECNTC de  $L_g = 5$  nm tenemos un  $V_T \approx 0.35$  V, para el TECNTC de  $L_g = 10$  nm tenemos un  $V_T \approx 0.6$  V y para el TECNTC de  $L_g = 15$  nm tenemos un  $V_T \approx 0.63$  V, el hecho de que los voltajes de umbral sean directamente proporcionales al aumento de la longitud de la compuerta implica una fuerte dependencia de los voltajes de encendido ( $V_T$ ) con respecto a la compuerta.

Utilizando la ecuación 4.4 y 4.5 calculamos la transconductancia (para un  $V_{DS} = 0.52$  V) y la conductancia para las 3 longitudes de compuerta, para el caso particular de la conductancia elegimos 3 puntos de polarización ( $V_G = 473$  mV,  $V_G = 526$  mV,  $V_G = 578$  mV), el resultado se ilustra en la figura 4.18 y 4.19 respectivamente.

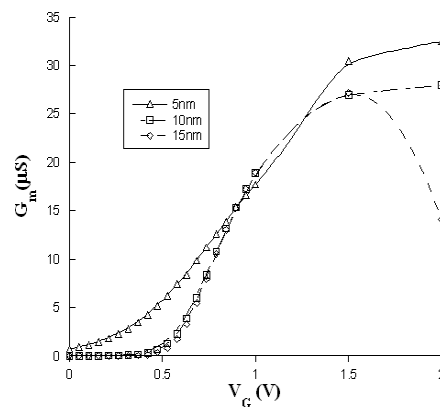


Figura 4.18: Transconductancia  $G_m$  contra  $V_G$ . Las tres curvas son para un  $V_{DS} = 0.52$  V

Como podemos observar en la figura 4.18 la transconductancia disminuye conforme se aumenta la longitud de compuerta y esto se debe a que el control de la compuerta sobre los

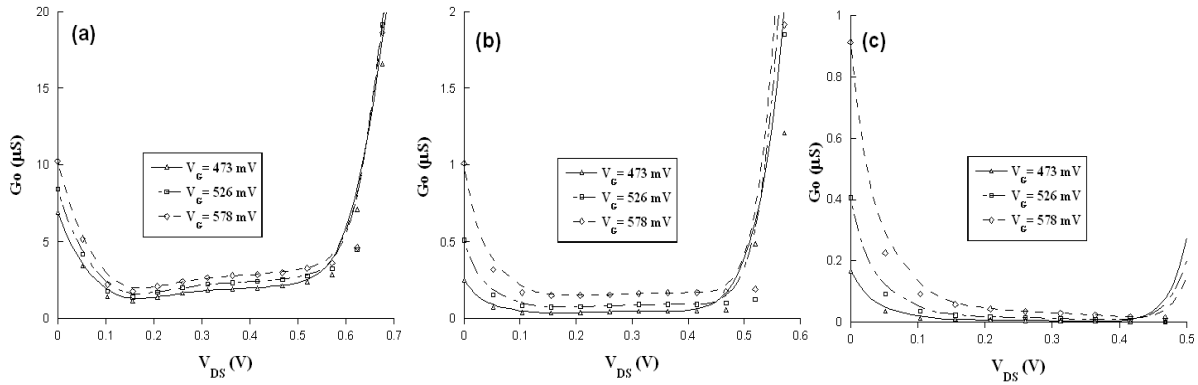


Figura 4.19: Curva  $G_o$  contra  $V_{DS}$  (a)  $L_g = 5$  nm (b)  $L_g = 10$  nm (c)  $L_g = 15$  nm. Las tres curvas son para un  $V_G = 0.52$  V

portadores de carga es menor al aumentar la longitud de la compuerta, para el caso de la figura 4.19 la conductancia  $G_o$  se mantiene casi invariable en una determinada región para las 3 longitudes de compuerta y para los 3 valores de polarización, en esta región la compuerta tiene un excelente control sobre los portadores de carga al mantener un valor casi constante de conductancia para los voltajes de compuerta que se analizan.

#### 4.6. Modelado en AC de un TECNTC de Compuerta Central.

Para realizar un análisis en AC usamos el circuito eléctrico equivalente de la figura 4.1, pero antes es necesario conocer cómo es que se comporta la capacitancia cuántica  $C_Q$ , al ser un parámetro que depende de la polarización, de la cantidad de carga y los efectos de borde (**Fringing**) que se generan en la estructura es difícil conocer su comportamiento, si bien el simulador que utilizamos **NanoTCAD Vides** describe correctamente las características I-V no es posible acceder a todos los datos que se generan en la simulación para calcular  $C_Q$ , vamos a partir entonces de una estimación formulada por Burk usando la expresión 4.2 [17] [30] [42] en donde la capacitancia cuántica toma un valor inicial de 0.5 aF para una longitud de canal de 5 nm, 1 aF para una longitud de canal de 10 nm y 1.5 aF para una longitud de 15 nm. Para el caso de la capacitancia electrostática  $C_E$ , la fórmula utilizada en el TECNTC coaxial no puede ser aplicada para valores en donde el diámetro del nanotubo es mucho más grande que el espesor del dieléctrico (para éste TECNTC el dieléctrico de la compuerta tiene un espesor de 1 nm y el diámetro del nanotubo tiene un valor de 3 nm) por lo que directamente no podemos estimar el valor, sin embargo, al ser  $C_E$  una componente de  $C_g$  podemos considerarla dentro de un intervalo de capacitancias acorde a la longitud de canal [25]. Comenzaremos este estudio calculando las frecuencias de corte intrínsecas ( $f_{int}$ )

Tabla 4.5: Valores de  $G_m$  y  $G_o$  utilizados para el cálculo de la frecuencia de corte intrínseca.

TECNTC $L_g=5\text{nm}$		
$V_G$	$G_m\mu\text{S}$	$G_o\mu\text{S}$
473 mV	1.245	2.40
TECNTC $L_g=10\text{nm}$		
$V_G$	$G_m\mu\text{S}$	$G_o\mu\text{S}$
473 mV	0.659	0.489
TECNTC $D=1.5\text{nm}$		
$V_G$	$G_m\mu\text{S}$	$G_o\mu\text{S}$
473 mV	0.363	0.205

para dicho intervalo de capacitancias con la expresión de la frecuencia de corte intrínseca (modelo analítico) como con el modelo eléctrico por medio de ADS para las 3 longitudes de compuerta, para ésto hemos dispuesto de nuestros valores obtenidos en la simulación del transporte electrónico (la respuesta en DC) y elegido un valor de  $V_G = 473$  mV para las 3 longitudes de compuerta, lo que nos da como resultados valores de transconductancia y conductancia que se reportan en la tabla 4.5. Al calcular la frecuencia de corte para cada valor de capacitancia graficamos la respuesta en función de  $C_g$  y se ilustra en la figura 4.20.

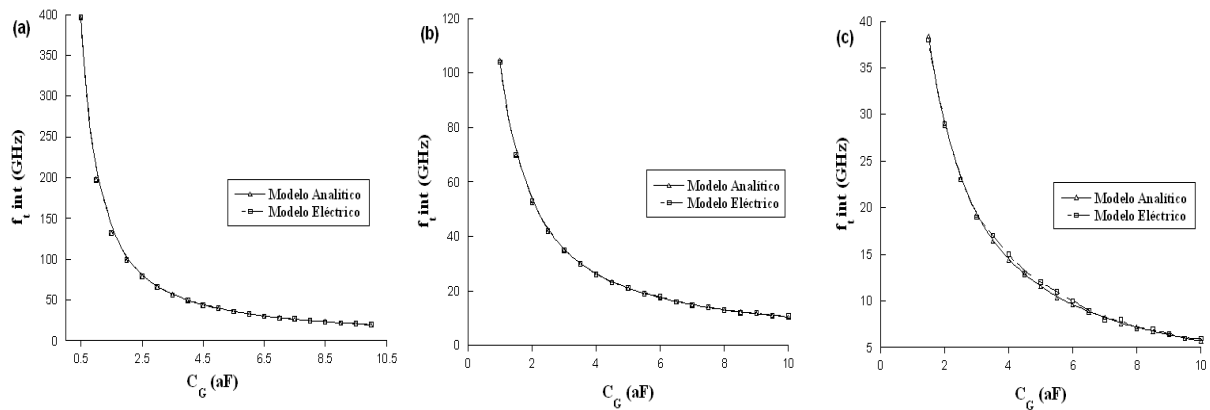


Figura 4.20: Curva  $f_{int}$  en función de  $C_g$ . Las frecuencias de corte se calcularon tanto con el modelo analítico como con el modelo eléctrico utilizando ADS.

Lo que podemos observar de la curva en la figura 4.20 es que al aumentar la capacitancia de  $C_g$  disminuye gradualmente la frecuencia de corte intrínseca, esto es importante considerarlo cuando se diseñan dispositivos en estas dimensiones y en general para cualquier dispositivo electrónico que se desee aplicar en RF. Con la finalidad de observar cómo es que la longitud de la compuerta influye también en la frecuencia de corte hemos escogido 3 valores de capacitancias para las 3 longitudes de compuerta y graficamos la frecuencia de corte intrínseca con respecto a la longitud de compuerta la figura 4.21 ilustra el resultado.

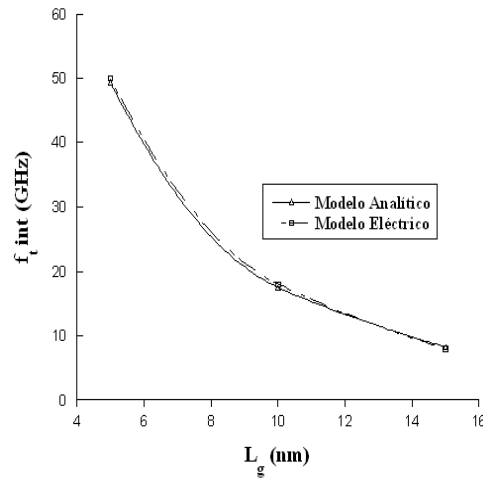


Figura 4.21: Curva  $f_{int}$  en función de la longitud de compuerta  $L_g$ .

Podemos observar en la figura 4.21 que la tendencia de la curva es a una disminución de la frecuencia de corte intrínseca conforme el aumento en la longitud de compuerta, ésto puede explicarse debido a que al aumentar la longitud de compuerta disminuye la transconductancia como se observa en la figura 4.18 y a su vez hay un aumento en la capacitancia de  $C_g$ , el aumento en la capacitancia se atribuye al aumento en la longitud de la compuerta, si bien partimos de valores estimativos de  $C_g$  para utilizar el modelo eléctrico y analítico y realizar un estudio de las frecuencias de corte intrínsecas hay una gran posibilidad de que dichos valores pudieran obtenerse con determinada polarización o configuración de TECNTC, ya que el rango de valores de capacitancia que se han escogido para este estudio son valores típicos de  $C_g$  para TECNTC medidos y reportados en la literatura.

## 4.7. Sumario

En este capítulo realizamos el análisis tanto en DC (obteniendo curvas IV, capacitancias, transconductancias y conductancias) determinando los voltajes de umbral  $V_T$  así como en AC ( $f_t$  intrínseca y extrínseca y  $S_{21}$ ) de las dos estructuras típicas para aplicaciones y estudio de radiofrecuencia, determinamos como es que los parámetros geométricos como son el diámetro del canal y la longitud de compuerta afectan en primer plano a la respuesta en DC lo que influye directamente en el comportamiento en altas frecuencias, obtuvimos las dos curvas que describen como es que la longitud de diámetro y de compuerta afectan a la frecuencia de corte, factor indicativo del rendimiento en altas frecuencias para los TEC, determinamos que tanto las frecuencias de corte intrínsecas como extrínsecas obtenidas tanto con el modelo eléctrico por medio de ADS como con el modelo analítico indican que estos dispositivos son

aptos para trabajar en el regimen de las microondas, así mismo, determinamos que los efectos parásitos son un factor que debe disminuirse si se desea aprovechar al maximo las propiedades de dichas estructuras, en el siguiente capítulo discutiremos cuales son los factores tecnológicos y posibles valores en función de los parámetros geométricos para una posible optimización en la respuesta en altas frecuencias de los TECNTC.

## Capítulo 5

# Conclusiones

A lo largo de este trabajo realizamos el análisis en DC de las principales configuraciones de TECNTC para estudios en RF y telecomunicaciones basados en modelos analíticos que describen la física del transporte electrónico, posteriormente y en función de los resultados del análisis en DC utilizamos uno de los métodos mas frecuentemente usados para optimizar y analizar el funcionamiento en altas frecuencias (AC) de dispositivos electrónicos, que es, el uso de un modelo eléctrico el cual condensa en pocos elementos la física del transporte electrónico, utilizamos los resultados obtenidos del análisis en DC para conocer los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente e implementar el circuito en ADS para conocer su comportamiento en AC, en el desarrollo de este trabajo se refleja la importancia de saber ¿como es que la corriente fluye en dispositivos de dimensiones nanométricas?, ya que de esto depende el aprovechamiento de sus propiedades eléctricas, la respuesta en DC y la mejora en el rendimiento en altas frecuencias, como pudimos observar en todos los experimentos realizados la respuesta en DC se ve afectada directamente por los parámetros geométricos del TEC, ya sea afectando la corriente de saturación, lo que afecta la transconductancia de DC, aumentado o disminuyendo las capacitancias, modificando los valores de conductancia del TECNTC, etcétera, todo esto provoca que la respuesta en AC se modifique, por lo que los parámetros de DC como la respuesta en AC estan en función de los parámetros geométricos.

Podemos concluir que el diámetro de un nanotubo de carbón implementado como canal en un TECNTC debe ser de entre 1.5 hasta 3 nm ya que si es mas grande los efectos capacitivos debido a la carga estática comienza a dominar, por lo que la frecuencia de corte se disminuye, lo que degrada la respuesta en altas frecuencias. Por otro lado, concluimos que cuando se tienen longitudes de compuerta pequeñas del orden de 5 nm se tiene un mejor control de los portadores en el canal lo que induce una alta transconductancia de DC, que a su vez se refleja positivamente en las frecuencias de corte, también es deseable tener una longitud de

canal mínima ya que los efectos capacitivos por las contribuciones estáticas se disminuyen, lo que contribuye a tener frecuencias de corte de mayor magnitud. En conclusión es posible encontrar una configuración ideal en función de los parámetros geométricos para obtener la respuesta en DC deseada y en consecuencia optimizar el funcionamiento en altas frecuencias del TECNTC para aplicaciones directas, y sea en algún amplificador de potencia, o en uno de bajo ruido.

Al comparar los resultados de la frecuencia de corte extrínseca con la intrínseca, concluimos que los efectos parásitos debido a las metalizaciones degradan el comportamiento del transistor independientemente de los parámetros geométricos. Por otro lado observamos que obtuvimos la misma frecuencia de corte (tanto extrínseca como intrínseca) con el modelo eléctrico del transistor (utilizando ADS) y con el modelo analítico de la frecuencia de corte por lo que se concluye que el modelo eléctrico describe eficientemente el comportamiento en altas frecuencias, por otro lado las frecuencias de corte obtenidas nos dicen que los TECNTC pueden responder eficientemente en aplicaciones de microondas.

De este trabajo se derivan una serie de cuestionamientos y trabajos futuros. Si bien tanto el modelo eléctrico como el modelo analítico describen el mismo comportamiento en DC y en AC es necesario comparar estos datos con mediciones hechas de dispositivos fabricados con las características físicas y en base a estas comparaciones introducir más elementos al modelo eléctrico y al modelo analítico para que se ajusten de mejor manera. Para desarrollar este trabajo utilizamos software que simula correctamente el transporte electrónico, sin embargo, es necesario generar un código o programa que se adapte a las necesidades de un estudio más minucioso y detallado implementando métodos numéricos para resolver la ecuación de Poisson-Schrödinger auto-consistentemente.



# Bibliografía

- [1] Harry B. Gray, *Principios Basicos de Química*, Reverté Barcelona (1972)
- [2] Sumio Iijima, *Helical microtubules of graphitic carbon*, Nature, Vol. 354 7 November (1991)
- [3] M.S Dresselhaus, *Science of Fullerenes and Carbon Nanotubes*, Academic Press, Pag. (756-863) (1996)
- [4] Slava V Rotkin, *Applied Physics of Carbon Nanotubes. Optics and Transport Devices* (2005)
- [5] I. Takesue, *Superconductivity in Entirely End-Bonded Multiwalled Carbon Nanotubes*, The American Physical Society, (057001) (2006)
- [6] Qingfeng Liu, *Semiconducting properties of cup-stacked carbon nanotubes*, Shenyang National Laboratory for Materials Science, Institute of Metal Research, Chinese Academy of Sciences, Shenyang 110016, China 13 November (2008)
- [7] Michael Keidar, *Study of the Anodic Arc Discharge for Carbon Nanotube Synthesis*, Department of Aerospace Engineering, University of Michigan, Ann Arbor MI 48109, keidar@engin.umich.edudu
- [8] Xiaojun He, *Effect of different gas medium on carbon nanotubes synthesis by arc discharge*, School of Chemistry and Chemical Engineering, China IEE (2008)
- [9] Richard E. Smalley, *Self-Assembly of Tubular Fullerenes*, Rice Quantum Institute and Departments of Physics and Chemistry, Rice University, (1995) American Chemical Society Houston, Texas 77251 -1892
- [10] M. Daenen, *The Wondrous World of Carbon Nanotubes*, Eindhoven University of Technology

- [11] Y. Asai, *Growth of Suspended Single-Walled Carbon Nanotubes by Laser-Irradiated Chemical Vapor Deposition*, The Institute of Scientific and Industrial Research, Osaka University doi:10.1088/1742-6596/61/1/010
- [12] Chen M., *Preparation of high yield multi-walled carbon nanotubes by microwave plasma chemical vapor deposition at low temperature*, Journal of Materials Science, Volume 37, Number 17, 1 September 2002, pp. 3561-3567(7)
- [13] Mukul Kumar, *Chemical Vapor Deposition of Carbon Nanotubes: A Review on Growth Mechanism and Mass Production*, Journal of Nanoscience and Nanotechnology Vol. 10, 37393758, (2010).
- [14] Sander J. Tans, *Room-temperature transistor based on a single carbon nanotube*, Department of Applied Physics and DIMES, Delft University of Technology, Nature (Vol 393) 7 May (1998).
- [15] Peter Russer, *Nanoelectronics in Radio-Frequency Technology* IEEE Microwave Magazine, May (2010).
- [16] Mark T. Bohr *Nanotechnology Goals and Challenge for Electronic Application*, IEEE Transactions on Nanotechnology, Vol. 1 No. 1. March (2002).
- [17] P. J. Burke *Luttinger Liquid Theory as a Model of the Gigahertz Electrical Properties of Carbon Nanotubes*, IEEE Transactions on Nanotechnology, VOL. 1, NO. 3, Sep (2002)
- [18] Chris Rutherglen, *Nanotube Electronics for Radiofrequency Applications*, Nature Nanotechnology, Vol. 4 December (2009)
- [19] Shengdong Li, *Carbon Nanotube Transistor Operation at 2.6 GHz*, Nanoletters Vol.4, No. 4 753-756 (2004)
- [20] R. Martel, *Single- and multi-wall carbon nanotube field-effect transistors*, IBM Research Division, Applied Physics Letters, Vol. 73, Num. 17, 26 October (1998)
- [21] J. Appenzellera *Frequency dependent characterization of transport properties in carbon nanotube transistors*, Applied Physics Letters, Vol. 84, Num. 10, 8 Marzo (2004)
- [22] Coane, Philip. *Introduction to Electron Beam Lithography* Louisiana Tech University, Institute for Micromanufacturing.
- [23] Mark Lundstrom, *High-K dielectrics for advanced carbon nanotube transistors and logic gates*, Nature materials Vol. 1 Dec. (2002)

- [24] Ali Javey, *Self-Aligned Ballistic Molecular Transistors and Electrically Parallel Nanotube Arrays*, Department of Chemistry and Laboratory for Advanced Materials, Stanford University, Stanford, CA 94305, USA,
- [25] Jing Guo, *Assessment of High-Frequency Performance Potential of Carbon Nanotube Transistors*, IEEE Transactions on Nanotechnology Vol. 4 No. 6 Nov. (2005)
- [26] Khairul Alam, *Role of Doping in Carbon Nanotube Transistors With Source/Drain Underlaps* IEEE Transactions on Nanotechnology Vol. 6 No. 6 Nov. (2007)
- [27] D. Wang, *Ultrahigh Frequency Carbon Nanotube Transistor Based on a Single Nanotube*, IEEE Transactions on Nanotechnology Vol. 6 No. 4 Jul. (2007)
- [28] Adrian Bachtold, *Logic Circuits with Carbon Nanotube Transistor*, Science Vol. 294 Nov. 2001.
- [29] Zhiyong Zhang, *Self-Aligned Ballistic n-Type Single-Walled Carbon Nanotube Field-Effect Transistors with Adjustable Threshold Voltage*, Nanoletter Vol. 8 No. 11 3696-3701 (2008)
- [30] P. J. Burke, *An RF Circuit Model for Carbon Nanotubes*, IEEE Transactions on Nanotechnology Vol. 2 No. 1 March. (2003)
- [31] Kenji Natori, *Ballistic metal-oxide-semiconductor field effect transistor*, Appl. Phys. 76 (8), 15 Oct. (1994).
- [32] Supriyo Datta, *Nanoscale device modeling: the Green's function method*, School of Electrical and Computer Engineering, Purdue University, Superlattices and Microstructures, Vol. 28, No. 4, (2000)
- [33] Supriyo Datta, *Quantum Transport Atom to Transistors*, Cambridge University Press (2005)
- [34] *FETTOY*, Anisur Rhaman<sup>1</sup> , Jing Wang<sup>1</sup>, Jing Guo<sup>2</sup> ,Md. Sayed Hasan<sup>1</sup> , Yang Liu<sup>1</sup>, Akira Matsudaira<sup>3</sup>, Shaikh S. Ahmed<sup>4</sup>, 1 Purdue University; 2. University of Florida; 3. University of Illinois at Urban-Champaign; 4; Southern Illinois University Carbondale
- [35] Anisur Rahman, *Theory of Ballistic Nanotransistors*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50, No. 9, Sep. (2003)
- [36] Gianluca Fiori, Giuseppe Iannaccone (2009), *NanoTCAD ViDES* DOI: 10254/nanohub-r5116.5. (DOI: 10254/nanohub-r5116.5)

- [37] Gianluca Fiori, *A Three-Dimensional Simulation Study of the Performance of Carbon Nanotube Field-Effect Transistors With Doped Reservoirs and Realistic Geometry*, IEEE Transactions on Electron Devices Vol. 53 No. 8 August (2006)
- [38] Gianluca Fiori, *Coupled Mode Space Approach for the Simulation of Realistic Carbon Nanotube Field-Effect Transistors*, IEEE Transactions on Electron Devices Vol. 6 No. 4 Jul (2007)
- [39] Gianluca Fiori, *NanoTCAD Vides User's Manual*, Universidad de Pisa Copyright ©2004-2009
- [40] L.C. Castro, *Method for Prediction  $f_t$  for Carbon Nanotube FETs*, IEEE Transactions on Nanotechnology, Vol. 4, No. 6, November (2005)
- [41] S.M. Sze, Kwuk k. NG. *Physics of Semiconductor Devices*, tercera edicion.
- [42] Peter J. Burke, *AC performance of nanoelectronics: towards a ballistic THz nanotube transistor*, Solid-State Electronics 48 19811986 (2004)
- [43] J. Chaste, *Single Carbon Nanotube Transistor at GHz Frequency*, Nano Letters 8,2 (2008)
- [44] Min Zhang, *Radio-Frecuency Transmission Properties of Carbon Nanotubes in a Field-Effect Transistor Configuration*, IEEE Electron Devices, Vol. 27, NO. 8, August 2006.

# Análisis del transporte de carga en función de la longitud de compuerta en un CNTFET.

Luis Miguel Díaz Albarrán, Mauro Alberto Enciso Aguilar, Luis Manuel Rodríguez Mendez  
Instituto Politécnico Nacional

Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Sección de Posgrado e Investigación  
Unidad Profesional Adolfo López Mateos, Edif. Z-4 3er. Piso, Col. Lindavista, México D.F.  
[menciso@ipn.mx](mailto:menciso@ipn.mx); [ldiaza@ipn.mx](mailto:ldiaza@ipn.mx);

*Resumen. En este artículo se estudia el impacto que tiene la longitud de la compuerta en la corriente de drenaje para una configuración de CNTFET de compuerta central, con el fin de determinar una configuración que proporcione un máximo rendimiento y control sobre la corriente. Para desarrollar este trabajo utilizamos CNTFET LAB, aplicación que utiliza en principio la técnica de las funciones de no equilibrio de Green para modelar los mecanismos de transporte electrónico y la ecuación de Poisson por el método del elemento finito para determinar la densidad de carga, ambas soluciones se retroalimentan para calcular la corriente de drenaje.*

Palabras Clave – CNTFET, CNTFET-LAB.

## I. INTRODUCCIÓN

El primer transistor de efecto de campo con nanotubos de carbón fue reportado en 1998 [3], era un dispositivo fabricado de un nanotubo de pared simple depositado en la parte superior de una oblea dopada de silicio recubierta de óxido, con contactos de oro o de platino que funcionaban como drenaje y fuente, mientras que la oblea dopada de silicio funcionaba como compuerta, al analizar las curvas de I-V el transistor presenta un comportamiento característico de un FET tipo P esto se debe a que el nanotubo está expuesto al aire el cual contiene gases alcalinos y provoca una transferencia de carga con el material puro del nanotubo análoga a un dopamiento de un material semiconductor convencional, con una baja transconductancia, sin ninguna corriente de saturación y requiere de un gran nivel de voltaje de compuerta para encender el dispositivo, a partir de este hecho muchos investigadores han propuesto configuraciones y materiales para mejorar las características físicas y eléctricas del dispositivo y así aprovechar la ventaja del transporte balístico que caracteriza a él nanotubo como canal. En este artículo se estudia el impacto que tiene el tamaño de la compuerta en la corriente de drenaje para una configuración de CNTFET de compuerta central, con el fin de determinar una configuración que proporcione un máximo rendimiento y control sobre la corriente de drenaje. Para desarrollar este trabajo utilizamos CNTFET LAB [2], aplicación que utiliza en principio la técnica de las funciones de no equilibrio de Green para modelar los mecanismos de transporte electrónico y la ecuación de Poisson para determinar el potencial electrostático en 3D por el método del elemento finito para determinar la densidad de carga, ambas soluciones se retroalimentan para calcular la corriente de drenaje.

## II. CNTFET DE COMPUERTA CENTRAL

La figura 1 muestra la geometría de CNTFET de compuerta central [1] misma que consideramos para este estudio en particular.

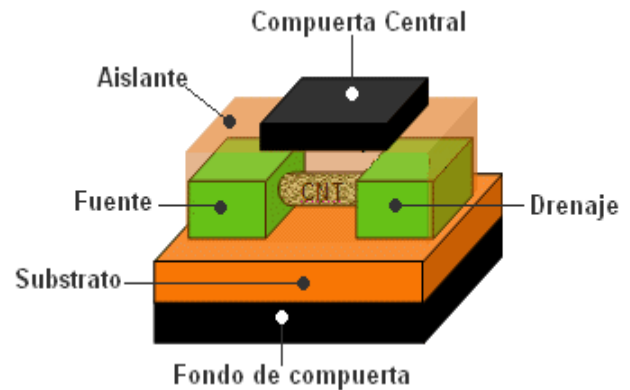


Figura 1 Configuración en compuerta central de un Transistor de efecto de campo.

En esta clase de geometría el nanotubo se encuentra rodeado por el aislante, por lo que no existe contacto con el aire, para el caso de geometrías abiertas la presencia de oxígeno en el contacto metal/nanotubo tiene un efecto en el doblamiento de las bandas de valencia y conducción por lo que el nivel de Fermi se acerca a la banda de valencia provocando que los huecos sean inyectados con mayor facilidad, esto permite la fabricación de dispositivos de tipo N y P, además de tener la ventaja de funcionar a altas frecuencias, la compuerta central tiene un mejor control sobre la corriente debido a la capacitancia que proporciona el aislante a diferencia de las geometrías abiertas.

Para este estudio consideramos un nanotubo semiconductor zigzag como canal con una quiralidad de (13,0) y una longitud 50nm, el material aislante y substrato tiene una constante  $\epsilon=16$ , la altura y ancho de los contactos es de 7 y 15 nm respectivamente, la altura del aislante es de 120 Å y la del substrato de 9nm, para la compuerta central consideramos una altura de 5nm con un ancho de 20nm. Tomando estos valores constantes, se simula la respuesta en DC para 3 longitudes diferentes de compuerta ( $L_g=5\text{nm}$ ,  $L_g=20\text{nm}$ ,  $L_g=50\text{nm}$ ), para un voltaje de polarización de 0 V a 0.5V entre la fuente y el drenaje, para diferentes voltajes de compuerta. Los resultados se muestran en la figura 2.

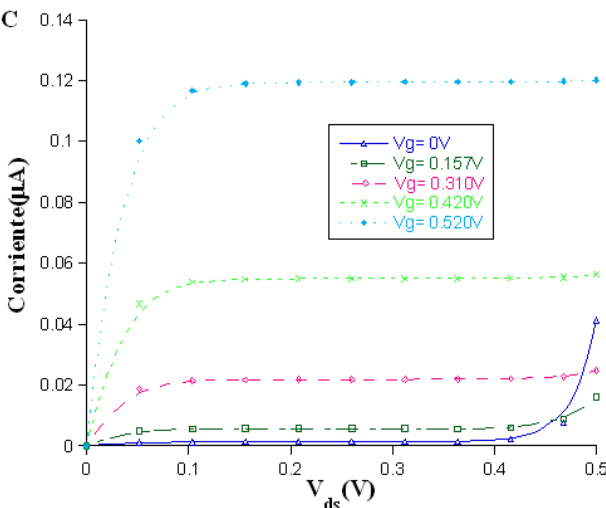
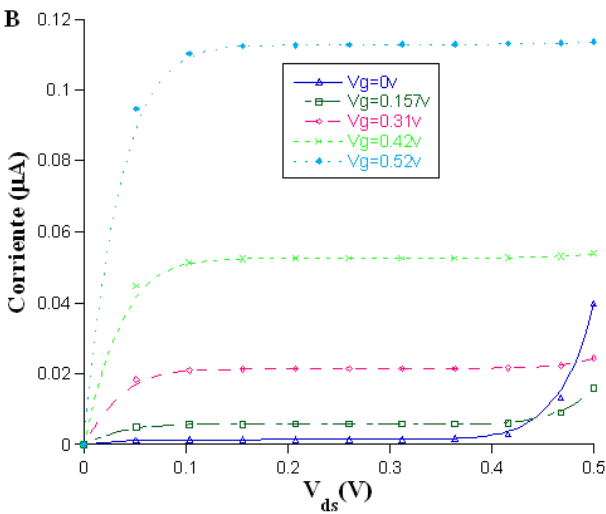
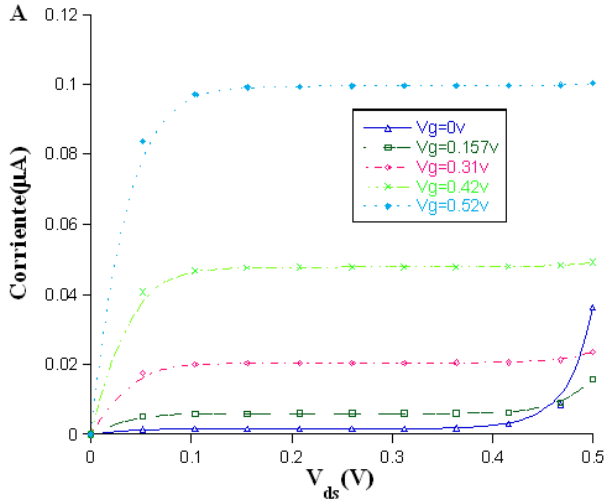


Figura 2 Curva I-V para un  $V_g$  variable. A.  $L_g=5\text{nm}$  B.  $L_g=20\text{nm}$  C.  $L_g=50\text{nm}$

De acuerdo a los resultados arrojados por el simulador podemos observar en la figura 2 que el dispositivo tiene un excelente control del canal. Por arriba de 0.4V de voltaje de

drenaje aparece un incremento exponencial de la corriente debió a la existencia de una corriente de fuga a este fenómeno se le conoce como de apantallamiento, el cual se reduce gradualmente y es prácticamente nulo para voltajes de compuerta mayores a 0.31 V.

Con un voltaje de 0V en la compuerta el canal todavía está poblado, pero el dispositivo puede ser bloqueado por completo (pinched off) con la aplicación de un pequeño voltaje de compuerta, esto es una evidencia del buen confinamiento de portadores en el canal. El excelente comportamiento en saturación revela las elevadas propiedades de transporte de electrones en el canal. El voltaje de codo es pequeño ( $<0.05\text{V}$ ), tal voltaje de saturación reducido es favorable para aplicaciones de baja potencia.

Vamos a realizar un análisis comparativo del voltaje máximo y mínimo de polarización de compuerta aplicado para este caso y así observaremos si la variación de la longitud de compuerta tiene algún efecto en la respuesta de DC, el resultado se muestra en la figura 3.

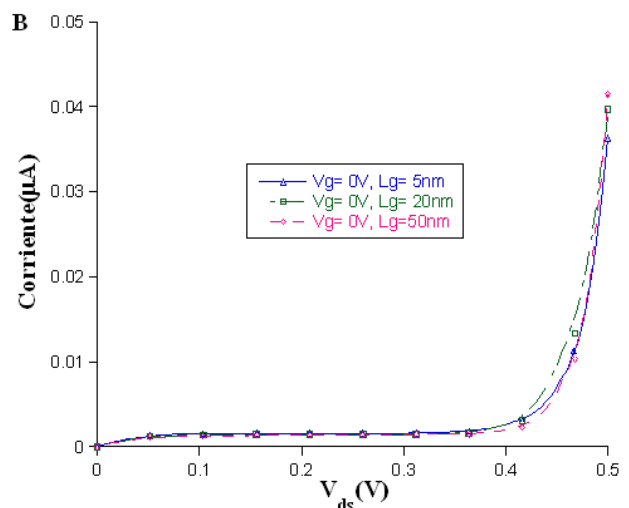
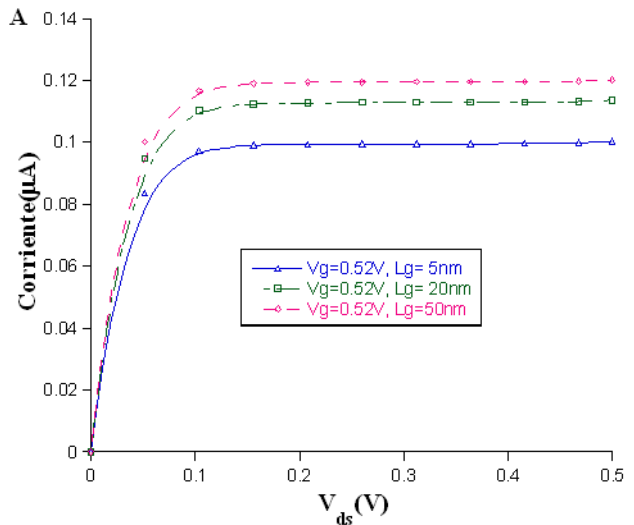


Figura 3. Curva Comparativa I-V A.  $V_g=0.52\text{V}$  B.  $V_g=0.105\text{V}$

De la figura 3.A se observar que tenemos una corriente de saturación mayor cuando tenemos una longitud de compuerta comparable al tamaño del canal y conforme disminuimos la longitud de la compuerta la corriente de saturación se reduce, esto quizás se deba a que existe un menor control en el flujo de los electrones por parte de las compuertas de menor dimensión, por lo que existen fenómenos de dispersión. Para la figura 3.B observamos que el fenómeno de apantallamiento sigue ocurriendo prácticamente para el mismo valor de polarización por lo que podemos intuir que este fenómeno es independiente de la longitud de la compuerta y que más bien está relacionado con el potencial aplicado a la compuerta. Con los valores reportados en la figura 2 podemos calcular la transconductancia para cada uno de los valores de compuerta. El resultado se muestra en la figura 4.

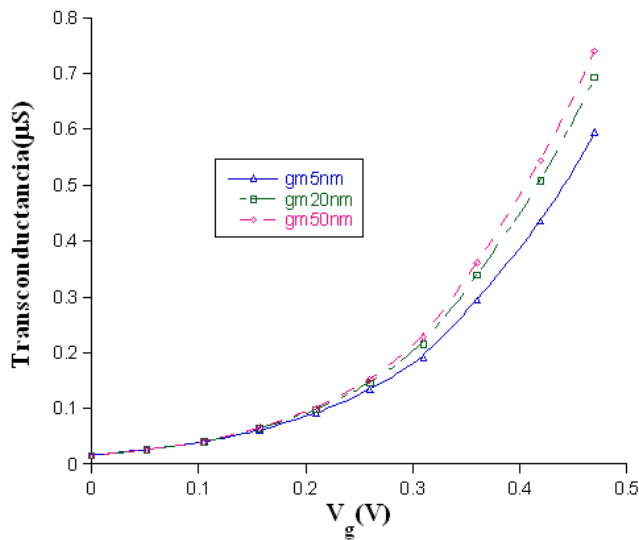


Figura 4. Transconductancia obtenida con post-procesamiento de los resultados en DC. de la figura 2

La figura 3 sugiere que para longitudes mayores de compuerta existan valores superiores de transconductancias esto se debe a que la constante dielectrica del aislante es muy grande. La transconductancia es una medida del control que tiene la compuerta y la capacidad de respuesta de un dispositivo a reaccionar a cambios repentinos en la polaridad de la señal por lo que a mayor control en el flujo de los electrones en el canal debido a la constante dielectrica, el dispositivo responderá mejor a altas frecuencias.

### III. CONCLUSIONES.

Del análisis de las curvas obtenidas con CNTFET Lab. Podemos concluir que para potenciales muy débiles aplicados a la compuerta existe una corriente de túnel que se desplaza a la compuerta, debido a que la barrera de potencial no es lo suficientemente fuerte para controlar y frenar el flujo de electrones a través del canal, por lo que es necesario

aplicar voltajes mayores para hacer que dicha barrera de potencial aumente y que los electrones se dirijan al drenaje.

Al disminuir gradualmente la longitud de la compuerta también hay una disminución en la corriente de saturación cuando no existe una corriente de fuga que se dirija a la compuerta. Cuando tenemos un buen control en el flujo de la corriente a través del canal se ve reflejado positivamente en la respuesta en altas frecuencias del dispositivo por lo que es de esperar que se tengan valores altos en la transconductancia.

### REFERENCIAS

- [1] Heng Chin Chuan "Modeling and Analysis of Ballistic Carbon Nanotube Field Effect Transistor (CNTFET) with Quantum Transport Concept Tesis de maestria, Director de tesis: Ph. Razali Ismail, University Teknologi Malaysia. Mayo 2007
- [2] CNTFET Lab por Gerhard Klimeck<sup>1</sup>, Neophytos<sup>2</sup> Shaikh S. Ahmed<sup>3</sup>, Saumitra Raj Mehrotra<sup>1</sup> 1 Purdue University; 2. Technical University of Vienna; 3 Southern Illinois University Carbondale; Simulates ballistic transport properties in 3D Carbon Nanotube Field Effect Transistor (CNTFET) devices
- [3] R. Martel, T. Schmidt, H.R. Shea, T. Hertel, and Ph. Avouris, Single- and Multi-wall Carbon Nanotube Field-effect Transistors, Applied Physics Letters, October 1998.

# Modelado en Pequeña Señal de las propiedades de Alta Frecuencia de un Transistor de Efecto de Campo de Nanotubo de Carbón (TECNTC) de Pared Simple.

Luis Miguel Díaz Albarrán, Mauro Alberto Enciso Aguilar, Luis Manuel Rodríguez Mendez  
Instituto Politécnico Nacional

Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Sección de Posgrado e Investigación  
Unidad Profesional Adolfo López Mateos, Edif. Z-4 3er. Piso, Col. Lindavista, México D.F.  
hokum430@hotmail.com

*Resumen. Utilizando las propiedades de transmisión de nanotubos de pared simple reportados en la literatura, es posible predecir el comportamiento en RF de transistores de efecto de campo con nanotubos de carbón. Con la obtención de los parámetros de DC por medio de la herramienta de simulación FETTOY se logra obtener un circuito eléctrico equivalente en pequeña señal que reproduce adecuadamente el comportamiento en altas frecuencias de algunos TECNTCs que han sido reportados previamente en la literatura.*

*Palabras Clave – TECNTC, Microondas, Transporte electrónico, FETTOY.*

## I. INTRODUCCIÓN

Uno de los dispositivos que se predice será la próxima generación de transistores en aplicaciones de RF son los transistores de efecto de campo con nanotubos de carbón (TECNTC). Los nanotubos son estructuras obtenidas teóricamente por medio de una lamina de grafeno que se dobla para formar una estructura cilíndrica, la cual presenta un comportamiento eléctrico de un metal o de un semiconductor, (esto en función del vector de quiralidad) además de tener características eléctricas sobresalientes como la de soportar una gran densidad de corriente eléctrica y tener una movilidad electrónica superior a cualquier material conocido. En estas estructura se considera que la propagación es unidimensional, (los parámetros ideales para los nanotubos en aplicaciones de electrónica son de un diámetro entre 1.5-2.0nm y una longitud  $L > 1\mu\text{m}$ ) y el transporte electrónico se lleva a cabo en un régimen balístico. Para el caso de los TECNTC, la uniformidad a lo largo de todo el nanotubo es de suma importancia ya que la estructura de bandas de energía está en función de las variaciones del diámetro (En la Figura. 1 se muestra la variación del ancho de banda prohibida en función del diámetro del nanotubo). Uno de los métodos más comúnmente utilizados para crecer nanotubos de carbón uniformes directamente sobre substratos es el depósito por vapor químico (DVQ). En general, un substrato que contiene partículas metálicas catalizadoras es colocado dentro de un horno con un gran flujo de gas compuesto de hidrogeno y carbono a una temperatura superior a los 900°C, en este ambiente y bajo estas condiciones los nanotubos crecen debido a la interacción del gas con las partículas catalizadoras, el diámetro de los nanotubos está relacionado con el tamaño de dichas partículas. Los nanotubos que son producidos por la técnica de DVQ con un gas como el metano da como resultado un conjunto de nanotubos que en proporción son dos terceras partes semiconductores y una tercera parte metálicos, para los TECNTC la presencia de

nanotubos metálicos en el canal degradan el rendimiento del transistor [6].

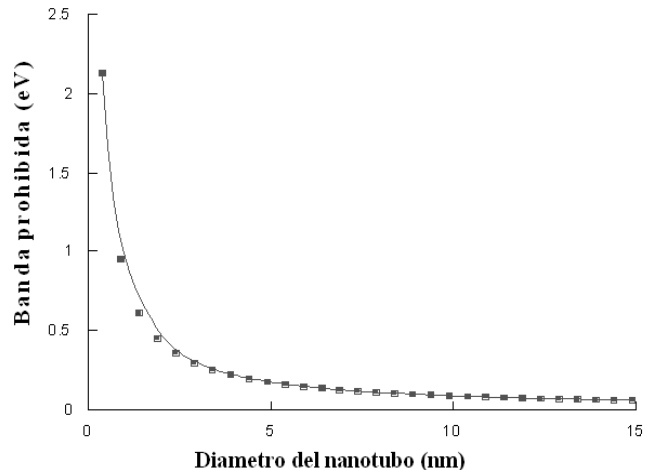


Fig. 1 Cambio de la banda prohibida en función del diámetro (obtenido con simulador FETTOY).

## II. HERRAMIENTA DE SIMULACION FETTOY

Para obtener los parámetros de DC se utiliza un software llamado FETTOY [2] el cual se encuentra respaldado por la NSF (National Science Foundation) agencia Federal de los Estados Unidos y la Universidad de Purdue.

FETTOY (Field EffectTransistorToy) es un software que calcula las características de DC considerando un transporte balístico para diferentes tecnologías de transistores, para este estudio utilizamos el bloque CNTFETToy, el cual asume una geometría optima de un TECNTC en donde se tiene un arreglo coaxial de un nanotubo semiconductor como canal, rodeado de un material aislante con un contacto metálico alrededor funcionando como la compuerta, que controla el flujo de electrones a través de la estructura (Fig. 2). Para la simulación se requiere una serie de parámetros divididos en tres categorías, dispositivo, modelo y entorno. El primero se refiere a la construcción del dispositivo en donde se especifica un diámetro, un ancho de dieléctrico y una constante dieléctrica del material. La segunda categoría considera a los niveles de voltaje de umbral de la fuente y dos parámetros de control tanto para la compuerta como para el drenaje los cuales sirven para ajustar el impacto que tienen dichos contactos sobre el flujo en el canal. El tercero se refiere a valores de temperatura y polarización del dispositivo, así como las resistencias en serie de los contactos a considerar en dispositivos no óptimos. El



CNTFETToy utiliza la base teórica del modelo de Natori [7], [8] para transistores que operan en regímenes Balísticos, es común que las simulaciones numéricas de fenómenos de transporte en dispositivos de nanoescala se lleven a cabo resolviendo la ecuación del transporte de Boltzmann o mediante la técnica de funciones fuera de equilibrio de Green las cuales proveen de un análisis detallado del fenómeno, pero estas suelen ser expresiones matemáticas muy complejas de resolver y muy demandantes en tiempo y recursos de computo, por lo que el objetivo de FETTOY es proporcionar un modelo más simple para determinar las características de DC y que estos resultados sean óptimos sin la necesidad de analizar por completo el complejo fenómeno que toma lugar en el dispositivo [1].

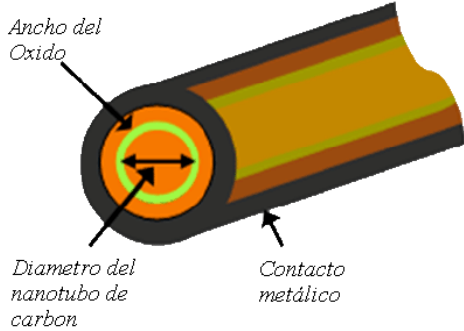


Fig. 2 Geometría Óptima asumida por CNTFETToy (imagen tomada directamente del programa).

### III. PARAMETROS DE DC OBTENIDOS CON FETTOY

El CNTFET que se simula tiene un nanotubo de pared simple con un diámetro de 1.65nm, un grosor de dieléctrico de 120Å, constante dieléctrica de 3.9 y resistencias de contactos de 50KΩ al las cuales se les aplica una polarización  $V_{ds}=1V$  para diferentes voltajes de compuerta, la característica I-V se ilustra en la figura 3.

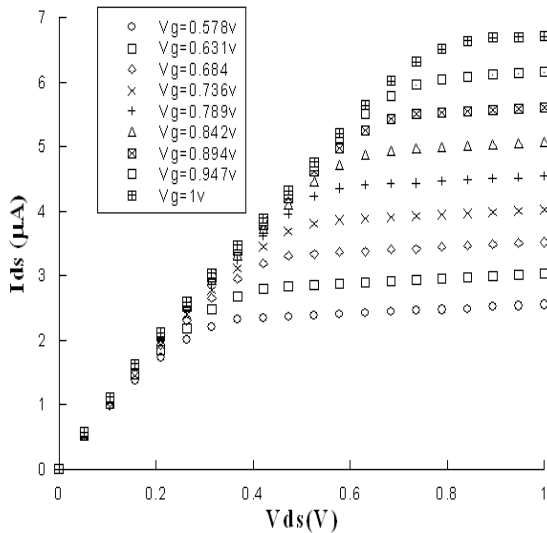


Fig. 3 Curva I-V obtenida con FETTOY

Es posible realizar un post-procesamiento de los datos obtenidos en la característica I-V mostrada en la figura 3, para calcular la transconductancia del dispositivo dada por:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_g} \right|_{V_d} \quad (1)$$

La figura 4 ilustra el comportamiento de la transconductancia en función del voltaje de compuerta fuente para  $V_{ds}=1V$ . Como se observa el dispositivo presenta un comportamiento típico de un transistor de efecto de campo en lo que a la transconductancia se refiere.

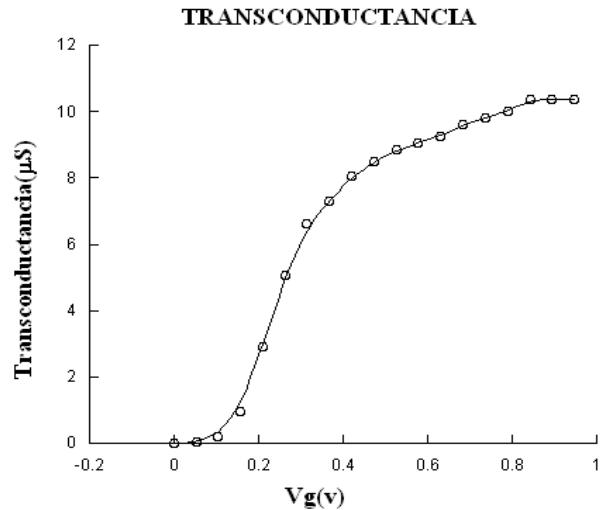


Fig. 4 Curva de Transconductancia obtenida en base a los datos de la curva I-V (fig. 3).

CNTFETToy calcula la capacitancia cuántica del dispositivo (Fig. 5), esta capacitancia toma en cuenta parte de las interacciones que ocurren entre las partículas a través del canal, éste fenómeno puramente cuántico se considera en nuestro circuito eléctrico equivalente.

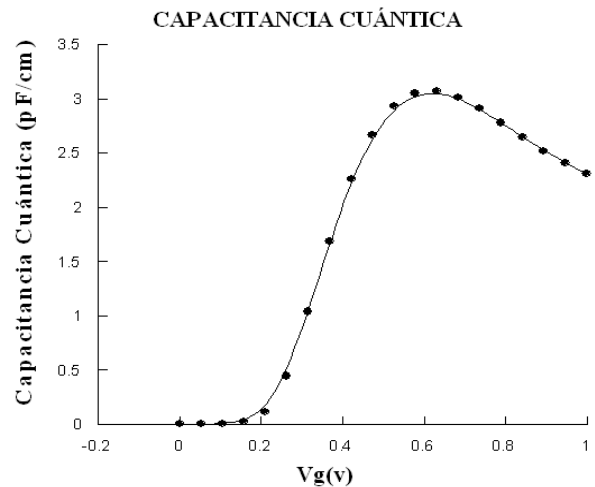


Fig. 5 Curva de capacitancia cuántica obtenida con FETTOY.

#### IV. CIRCUITO ELECTRICO EQUIVALENTE INTRINSECO.

A partir de resultados de DC obtenidos anteriormente (transconductancia y capacitancia cuántica) se propone un circuito eléctrico equivalente intrínseco que describa el comportamiento del TECNTC en altas frecuencias el cual ha sido previamente reportado y caracterizado en [5] (Fig. 6).

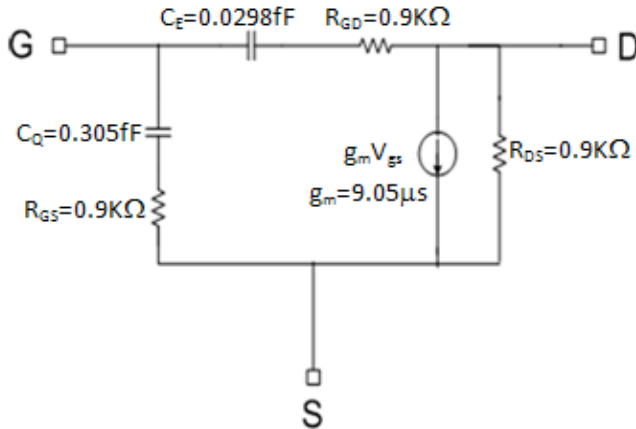


Fig. 6 Circuito eléctrico equivalente intrínseco basado en un FET

Para los valores del circuito eléctrico equivalente se han tomado la transconductancia y la capacitancia cuántica para un voltaje arbitrario de  $V_g = 0.57$  V. La longitud del canal del CNTFET es de  $1 \mu\text{m}$

Para la capacitancia electrostática QE aplicamos la ecuación 2 la cual se obtiene con la técnica de igualar la energía capacitiva con la energía electrostática almacenada y utilizando la relación que existe entre el campo electrostático (E) y la carga (Q) en la geometría de interés [3] (fig. 2).

$$QE = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{a}{d}\right)} \quad (2)$$

Los valores de las resistencias intrínsecas de contacto  $R_{GS}$ ,  $R_{GD}$ ,  $R_{DS}$  y el valor de la capacitancia cuántica son valores que dependen de la densidad de carga y el voltaje de polarización aplicado y están relacionadas con el transporte electrónico, por lo que tomaremos valores iniciales reportados en la literatura y posteriormente ajustaremos estos valores con datos medidos [4][5][9].

Mediante el apoyo del simulador comercial disponible de altas frecuencias comercial (ADS) orientado al análisis y diseño de circuitos y dispositivos para altas frecuencias se ha aplicado un barrido de 0.1MHz a 12 GHz al circuito eléctrico equivalente, para determinar su coeficiente de transmisión (ganancia) (figura 7).

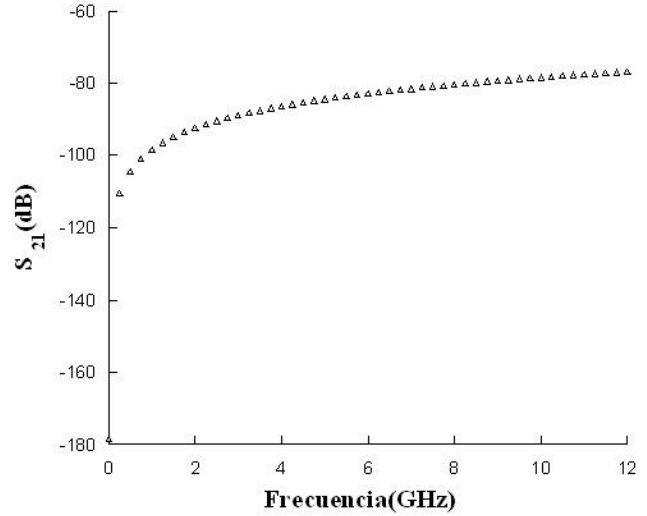


Fig. 7 Respuesta en magnitud del  $S_{21}$ .

Para validar y optimizar los resultados numéricos obtenidos, éstos se comparan con datos experimentales reportados en la literatura (fig. 8) [4] ajustando el coeficiente de transmisión del circuito eléctrico propuesto.

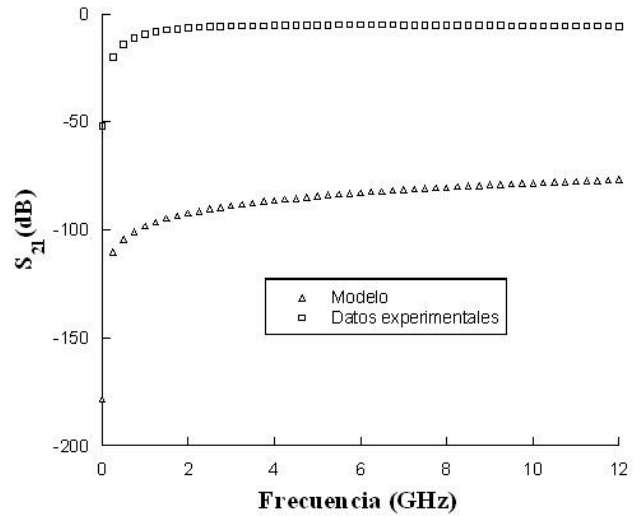


Figura 8. Curva comparativa del coeficiente de transmisión del modelo propuesto con los datos experimentales.

La figura 8 muestra el coeficiente de transmisión de los datos experimentales y del modelo en pequeña señal sin optimizar, existe una gran diferencia entre ambos resultados, esto se debe a que el modelo eléctrico equivalente solo considera parte de los efectos del transporte electrónico así que es necesario ajustar nuestro modelo propuesto para acoplar con los resultados experimentales, para esto, es necesario modificar los valores del circuito que más influyan en la ganancia.

Para aumentar la ganancia y ajustar con los datos experimentales se modifican los parámetros clave de nuestro circuito como es la transconductancia, la capacitancia cuántica, las resistencias intrínsecas de los contactos y en menor escala, la capacitancia electrostática (fig. 9).

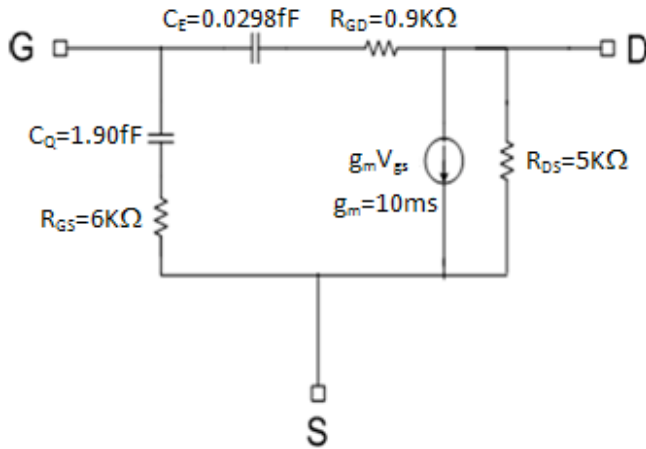


Figura 9. Circuito eléctrico equivalente con valores ajustados a los datos experimentales

Después de la optimización de los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente de la figura 9 la comparación con los datos experimentales se muestra en la figura 10.

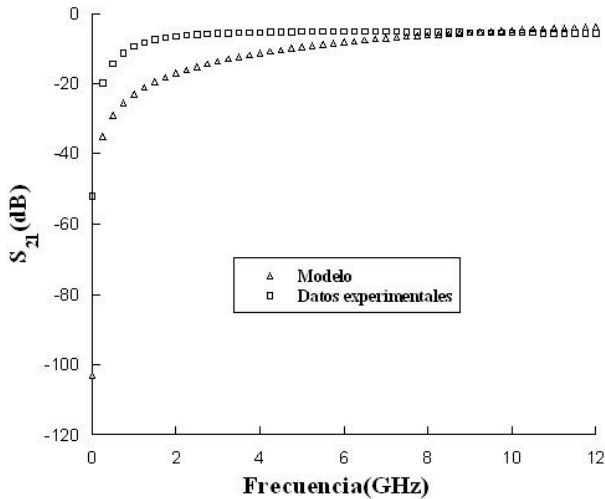


Figura 10. Curva comparativa entre datos experimentales y el modelo ajustado.

La transconductancia está representada en el circuito por una fuente de corriente controlada por voltaje, por otro lado la capacitancia cuántica es una medida de la interacción de la densidad de carga que se encuentran en el nanotubo y que es dependiente al mismo tiempo de las excitaciones externas al igual que las resistencias intrínsecas, por lo que tienen una gran influencia en el transporte electrónico en comparación con los demás parámetros.

## V. CIRCUITO ELECTRICO EQUIVALENTE EXTRINSECO.

Con la finalidad de conocer el desempeño del TECNTC integrado en un bloque encapsulado o con planos metalizados de acceso se agregan contactos a nuestro circuito eléctrico equivalente previamente ajustado y se comparan con resultados experimentales tal como hicimos con el caso intrínseco (fig. 11).

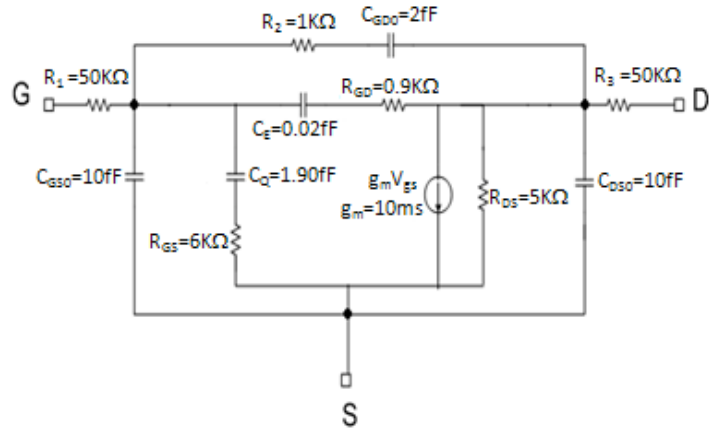


Figura 11. Circuito eléctrico equivalente extrínseco.

Los valores de  $C_{GS0}$ ,  $C_{GD0}$ ,  $C_{DS0}$ , son valores de mediciones reportadas en la literatura que representan una capacitancia extrínseca con cada uno de los contactos [4], y para el caso de las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  fueron previamente ajustadas para que el coeficiente de reflexión en el modelo se acoplara lo máximo posible con la curva del coeficiente de reflexión extrínseco experimental [4], el resultado se muestra en la figura 12.

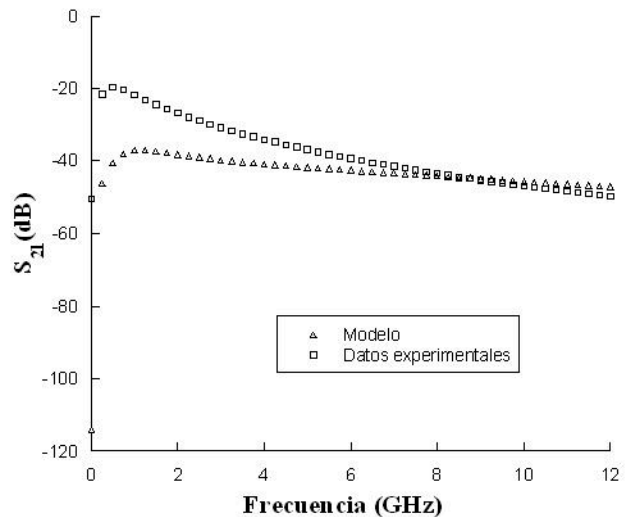


Figura 12. Curva comparativa del modelo extrínseco con datos experimentales.

Podemos observar en la figura 12 que existe una caída en la ganancia con el aumento de la frecuencia, esto se debe

principalmente a los contactos que presentan una alta impedancia.

Por último, se calcula la frecuencia de corte intrínseca  $f_T$  figura de merito que indica el alcance en frecuencia del TECNTC intrínseco, para esto utilizamos la ecuación (3).

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (3)$$

$$\text{donde } C_{gs} = \frac{C_E C_Q}{C_E + C_Q}$$

Al sustituir los valores en la ecuación (3) obtenemos una frecuencia de corte  $f_T$  de 55 THz. Si consideramos la capacitancia parasita compuerta/fuente y compuerta/drenaje de los contactos ( $C_{GS0}$  y  $C_{DS}$ ) obtenemos una frecuencia de corte de 57 GHz. Esto datos nos permiten tener una estimación del impacto de los elementos parásitos o extrínsecos, así como de vislumbrar tendencias sobre el desempeño de este tipo de dispositivos en el margen de las frecuencias de microondas.

## VI. CONCLUSIONES

La frecuencia de corte intrínseca, aunque ideal permite vislumbrar el potencial de estos dispositivos para aplicaciones en las telecomunicaciones inalámbricas. En la simulación se han considerado algunos de los efectos parásitos que afectan al rendimiento del transistor teniendo una clara idea del comportamiento y del alcance de estos dispositivos. Los resultados arrojados en el análisis demuestran que los efectos de los contactos tienen un fuerte impacto en el desempeño del CNTFET, por lo que una de las principales dificultades en esta tecnología implica disminuir los efectos parásitos.

El modelo en pequeña señal podrá ser optimizado en un futuro cuando se cuente con suficientes datos experimentales en etapas subsecuentes.

## REFERENCIAS

- [1] Joel L. Hoffa, "Simulation of Carbon Nanotubes Based Field Effect Transistors" Tesis de maestría, Director de tesis: Kenneth P Roenker, Division of Research and Advance Studies of the University of Cincinnati, 2007.
- [2] FETTOY. Anisur Rhaman<sup>1</sup>, Jing Wang<sup>1</sup>, Jing Gou<sup>2</sup>, Md. Sayed Hasan<sup>1</sup>, Yang Liu<sup>1</sup>, Akira Matsudaira<sup>3</sup>, Shaikh S. Ahmed<sup>4</sup>, 1 Purdue University; 2. University of Florida; 3. University of Illinois at Urbana-Champaign; 4; Southern Illinois University Carbondale
- [3] P. J. Burke "Luttinger Liquid Theory as a Model of the Gigahertz Electrical Properties of Carbon Nanotube" IEEE Transactions on Nanotechnology, vol 1, no. 3 September 2002.
- [4] Min Zhang, "Radio-Frequency Transmission Properties of Carbon Nanotubes in a Field-Effect Transistor Configuration". IEEE Electron Devices, Vol. 27, NO. 8, August 2006.
- [5] J. Chaste, "Single Carbon Nanotube Transistor at GHz Frequency", Nano letters 8, 2(2008)525''.

- [6] Chris Rutherglen, "Nanotube Electronics for radiofrequency applications", Nature Nanotechnology Published online:29 Nov. 2009
- [7] Anisur Rahman "Theory of Ballistic Nanotransistors" IEEE Transactions on electron devices, Vol. 50, No. 9 September 2003
- [8] K. Natori "Ballistic metal-oxide-semiconductor field effect transistor," J. Appl. Phys., vol. 76, pp. 4879-4890, 1994
- [9] Jing Guo "Assessment of High-Frequency Performance Potential of Carbon Nanotube Transistors" IEEE Transactions on nanotechnology, Vol. 4, NO. 6 November 2005.