

Científica

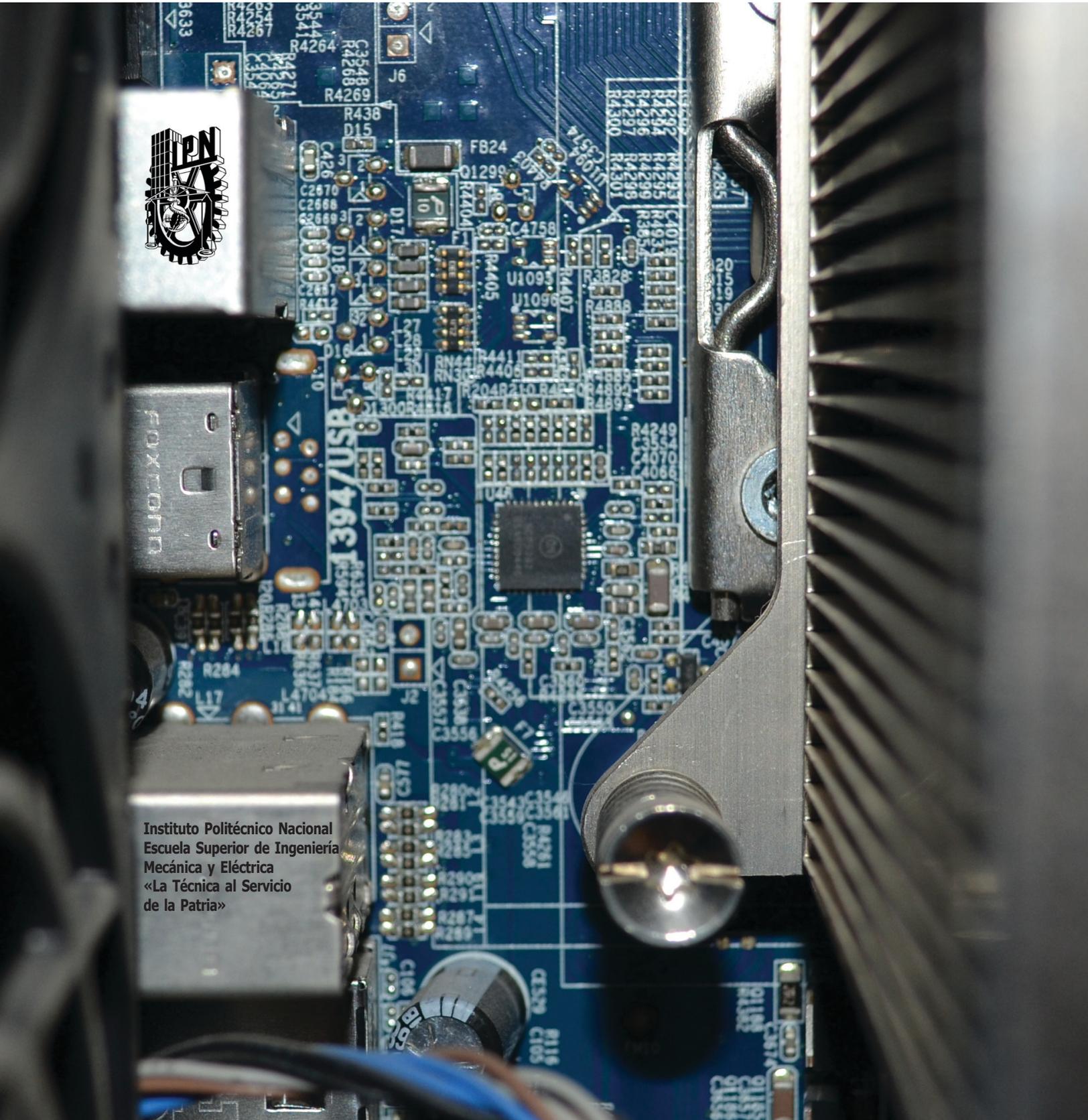
ISSN
1685-0854



Científica: The Mexican Journal of Electromechanical Engineering • Volumen 19 Número 2 • edición semestral: julio-diciembre 2015 • México • ISSN 1665-0654



Instituto Politécnico Nacional
Escuela Superior de Ingeniería
Mecánica y Eléctrica
«La Técnica al Servicio
de la Patria»



DIRECTORIO

Guillermo
Urriolagoitia Calderón

Director

Alma Vicenta
Miranda Godínez

**Coordinadora
Editorial**

Cuauhtémoc
Jiménez Pérez

**Editor
Técnico**

Luis Alberto
Mendez Cruz

**Página
Web**

Margarita
Sam Rodríguez

Revisión

Indizada en:

Latindex: Sistema Regional
de Información en Línea para
Revistas Científicas de América Latina,
el Caribe, España y Portugal.
www.latindex.org

Periódica:
Índice de Revistas Latinoamericanas
en Ciencias.
www.dgbiblio.unam.mx

Redalyc: Red de Revistas Científicas
de América Latina y el Caribe,
España y Portugal.
www.redalyc.org

Sistema de video llamadas seguras empleando una PBX-Asterisk

Secure Video Call System Using Asterisk PBX

Rafael **Soria-Vargas**, Marco Antonio **Acevedo-Mosqueda**,
Jaime **Hernández-Castillo**, Miguel **Sánchez-Meraz**.

México

47-51

Adjustment of Free Space Propagation Model for 3.3 Ghz Measurements Made in Mexico City

Ajuste del modelo de propagación del espacio libre sobre mediciones
en 3.3 GHz hechas en la Ciudad de México

Jorge **Sosa-Pedroza**, Fabiola **Martínez-Zúñiga**,
María Elena **Acevedo-Mosqueda**.

México

53-59

Extracción del parámetro de Hooge para estimaciones del ruido en baja frecuencia

Hooge Parameter Extraction for Estimates

Low Frequency Noise

Luis Manuel **Rodríguez**, Donato **Valdez-Pérez**,
Eloy **García-Ramírez**.

México

61-66

Memoria de traducción morfológica

Morphological Translation Memory

María Elena **Acevedo-Mosqueda**,
Marco Antonio **Acevedo-Mosqueda**,
Fabiola **Martínez-Zúñiga**, Federico **Felipe-Durán**.

México

67-74

Extraction of the Extrinsic Base Resistance of SiGe:C HBTs at 300 K and at 40 K

Extracción de la resistencia de base extrínseca

de un transistor bipolar de heterounión SiGe:C a 300K y 40K

Eloy **Ramírez-García**, Gonzalo **Pacheco-Álvarez**,
Omar **Ramírez-Sampedro**.

México

75-80

Estudio del contenido total de electrones (TEC) sobre el territorio mexicano

Study of the Total Electron Content (TEC) over the Mexican Territory

Víctor José **Gatica-Acevedo**,

Miguel **Sánchez-Meraz**,

Carlos **Sosa-Paz**.

México

81-90

COMITÉ EDITORIAL

Guillermo Urriolagoitia Calderón
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Alexander Balankin
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Jesús del Castillo
Instituto Venezolano de Investigación Científica
(VENEZUELA)

María Teresa Alonso Rasgado
University of Manchester (REINO UNIDO)

Manuel Elices Calafat
Universidad Politécnica de Madrid (ESPAÑA)

Marco Ceccarelli
University of Cassino (ITALIA)

Héctor Pérez Meana
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Jinhui Shao
University of Shuo (JAPÓN)

EDITORES ASOCIADOS

Apolinar Reinoso Hernández
Centro de Investigación y de Estudios
Superiores de Ensenada (MÉXICO)

Baltasar Mena Inesta
Universidad Nacional Autónoma de México
(MÉXICO)

Édgar Sánchez Sinencio
Texas A&M University College Station
(ESTADOS UNIDOS)

Francisco Sánchez Sesma
Universidad Nacional Autónoma de México
(MÉXICO)

Garret Sautis
University of Sheffield (REINO UNIDO)

Guillermo Urriolagoitia Sosa
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Hidilberto Jardón Aguilar
Centro de Investigaciones y Estudios Avanzados
(MÉXICO)

Israel Saucedo Meza
Universidad de Baja California (MÉXICO)

Joaquín Fernández Valdivia
Universidad de Sevilla (ESPAÑA)

Jorge Sosa Pedroza
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

José de Jesús Álvarez Ramírez
Universidad Autónoma Metropolitana (MÉXICO)

José Luis del Río Correa
Universidad Autónoma Metropolitana (MÉXICO)

José Manuel de la Rosa
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Juan Alfonso Beltrán Fernández
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Luis Héctor Hernández Gómez
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Luis Niño de Rivera y Oyarzábal
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Mariko Nakano Miyatake
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Manuel A. Duarte Marmoud
Universidad de Chile (CHILE)

Michael Shapiro Fihman
Centro de Investigaciones y Estudios Avanzados
(MÉXICO)

Miguel Ángel Rodríguez Díaz
Instituto de Física de Cantabria
(ESPAÑA)

Miguel Castro Fernández
Centro de Investigación y Pruebas
Electromagnéticas de Cuba (CUBA)

Miguel Cruz Irisson
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Pablo Rogelio Hernández Rodríguez
Centro de Investigaciones y Estudios Avanzados
(MÉXICO)

Patricia Camarena Gallardo
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

Rafael Castro Linares
Centro de Investigaciones y Estudios Avanzados
(MÉXICO)

Régulo López Callejas
Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares
(MÉXICO)

Valery Kontorovich
Centro de Investigaciones y Estudios Avanzados
(MÉXICO)

Víctor Champac Vilela
Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica
y Electrónica (MÉXICO)

Victor Kravchenko
Moscow Institute of Physics and
Technology (FEDERACIÓN RUSA)

Vladislav Kravchenko
Centro de Investigaciones y Estudios Avanzados
Querétaro (MÉXICO)

Volodymir Ponomaryov
Instituto Politécnico Nacional (MÉXICO)

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA
SECCIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN

Revista
Científica
ISSN 1665-0654

VOLUMEN 19, NÚMERO 2,
JULIO-DICIEMBRE 2015

LA REVISTA MEXICANA
DE INGENIERÍA
ELECTROMECAÁNICA

THE MEXICAN JOURNAL OF
ELECTROMECHANICAL
ENGINEERING

Revista **Científica** ESIME, ISSN 1665-0654, **Volumen 19, Número 2**, julio-diciembre de 2015. Revista semestral editada por la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME) del Instituto Politécnico Nacional (IPN), México. Edificio 5, 1^{er} piso, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (SEPI-ESIME Zacatenco), Col. Lindavista, Unidad Profesional Adolfo López Mateos, CP 07738, México, DF, Tel. 5729 6000 ext. 54518. correo electrónico: revistacientificpn@yahoo.com.mx. Página en Internet: www.cientifica.esimez.ipn.mx. Certificado de Reserva de Derechos al Uso Exclusivo. Reserva: 04-2004-053109300500-102, 31-V-06. Certificado de Licitud de Contenido 7611, 10-I-00. Certificado de Licitud de Título 10962,10-I-06. Suscripción anual: \$ 400.00 (pesos). Annual fee including airmail charges US \$ 50.00 (fifty US Dollar). El contenido de los artículos firmados es responsabilidad del autor. Impresión: Talleres Gráficos de la Dirección de Publicaciones del IPN, Tresguerras 27, Centro Histórico, México, DF. Este número se terminó de imprimir el 20 de junio de 2015. Tiraje: 500 ejemplares.

EDITORIAL

Científica, en su segundo semestre del volumen 19, publica seis artículos de investigación que cubren las disciplinas que le competen y le invita, además, a consultar los artículos y números completos en línea (desde 2005) en su página electrónica www.cientifica.esimez.ipn.mx.

En el mercado internacional existen diversos proveedores de telefonía de VoIP, sin embargo, muchos carecen de seguridad en sus servicios. La mayoría de ellos se vende por la capacidad que tienen para realizar comunicaciones telefónicas a través de internet, pero casi ninguno proporciona una comunicación segura. La privacidad y confidencialidad de las conversaciones telefónicas son los principales atributos que se presentan en este artículo de investigación publicado, utilizando un sistema de comunicaciones de VoIP implementado en una PBX-Asterisk. El sistema se conforma por una centralita Asterisk en la versión 11.6, montado sobre un sistema operativo de Linux llamado Centos en la versión 6. Se implementó el servicio de videollamadas seguras entre extensiones. El protocolo de señalización utilizado para la VoIP fue el *Session Initiation Protocol* (SIP) y para la seguridad se empleó el *Secure Real-Time Transport Protocol* (SRTP) o protocolo seguro de transporte en tiempo real.

Se presenta en el segundo trabajo de este número, una propuesta de modificación del modelo de atenuación del espacio libre en la frecuencia de 3.3 GHz para mediciones hechas en la Ciudad de México. El ajuste se realiza cambiando el exponente de la ecuación original, al compararla con curvas de atenuación de las mediciones. Para el desarrollo del trabajo se identifican escenarios con características similares, que son validadas para diferentes zonas de la Ciudad de México.

Se publica en el tercer artículo, un nuevo método de extracción del parámetro de Hooge basado en mediciones de alta y baja frecuencia. Se hace especial hincapié en el papel que tienen las capacitancias y resistencias electrostáticas en la precisión del parámetro de Hooge. Se demuestra este nuevo cálculo del parámetro en el n-HFET Si/Si_{0.6}Ge_{0.4} y se compara este valor con aquellos que han sido calculados por el método clásico.

En el siguiente artículo, se muestra la implementación de una memoria de traducción mediante herramientas de inteligencia artificial. La memoria de traducción se puede concebir como una tarea de reconocimiento de patrones. Este tipo de memoria se utiliza para implementar un diccionario técnico automatizado Español/Inglés-Inglés/Español, el cual es una herramienta muy útil para estudiantes de las ciencias de la computación. En particular, se utilizan las memorias asociativas bidireccionales morfológicas, en su modo autoasociativo, que muestran tener una recuperación correcta de todos los patrones aprendidos.

El quinto documento presenta los resultados de la extracción de la resistencia de base extrínseca (R_{bx}) de un transistor bipolar de heterounión (TBH) silicio germanio carbono (SiGe:C) a temperatura ambiente (300 K) y a baja temperatura (40 K). La técnica se basa en mediciones de los parámetros S y su modelado eléctrico. En el TBH SiGe:C al estado del arte R_{bx} es el parámetro que limita el aumento de la frecuencia de oscilación máxima (f_{MAX}). Por lo tanto una técnica que permita la extracción R_{bx} puede ser útil para los diseñadores para mejorar el rendimiento f_{MAX} , con el fin de desarrollar aplicaciones en el régimen de terahertz.

El último trabajo de este fascículo, presenta una evaluación del contenido total de electrones (TEC) sobre el territorio mexicano. El TEC es el parámetro que cuantifica el estado de la ionósfera terrestre, afectando la propagación de las señales electromagnéticas que la atraviesan. Alrededor del mundo varias agencias se ocupan de monitorear el TEC con el objetivo de prevenir afectaciones en los sistemas tecnológicos, principalmente en los sistemas de navegación basada en satélite y de telecomunicaciones. La medición del TEC se realiza principalmente a través de redes integradas por receptores GNSS (Sistema Global de Navegación por Satélite). México se encuentra cercano al ecuador magnético, región en donde se presenta una alta actividad ionosférica, representando variaciones importantes en el TEC y grandes afectaciones en los sistemas de base tecnológica. Los resultados presentados en este trabajo son relevantes para el sector de las telecomunicaciones, poniendo énfasis en aplicaciones satelitales como la navegación basada en satélite (aplicaciones GNSS) que requiere altos grados de precisión e integridad.

Científica agradece su preferencia y le invita a participar con sus aportaciones en las áreas de la ingeniería que difunde: ingeniería mecánica, ingeniería eléctrica, ingeniería electrónica, ingeniería en telecomunicaciones, ingeniería en sistemas y temas sobre educación en ingeniería.

Sistema de video llamadas seguras empleando una PBX-Asterisk

Rafael **Soria-Vargas**
Marco Antonio **Acevedo-Mosqueda**
Jaime **Hernández-Castillo**
Miguel **Sánchez-Meraz**

Instituto Politécnico Nacional,
Sección de Estudios de Posgrado e Investigación,
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.
Edificio Z-4 3er Piso, Col. Lindavista,
Del. Gustavo A. Madero, CP 07738, Ciudad de México.
MÉXICO.

Tel. 57296000 ext. 54757

correo electrónico (email): raphacujae@gmail.com
marcoantonio.acevedo@gmail.com
jhdezc_01@hotmail.com
miguel_sm7008@yahoo.com.mx

Recibido 13-11-2014, aceptado 15-03-2015.

Resumen

En el mercado internacional existen diversos proveedores de telefonía de VoIP, sin embargo, muchos carecen de seguridad en sus servicios. La mayoría de ellos se vende por la capacidad que tienen para realizar comunicaciones telefónicas a través de internet, pero casi ninguno proporciona una comunicación segura. La privacidad y confidencialidad de las conversaciones telefónicas son los principales atributos que presenta este proyecto de investigación, utilizando un sistema de comunicaciones de VoIP implementado en una PBX-Asterisk. El sistema se conforma por una centralita Asterisk en la versión 11.6, montado sobre un sistema operativo de Linux llamado Centos en la versión 6. Se implementó el servicio de videollamadas seguras entre extensiones. El protocolo de señalización utilizado para la VoIP fue el *Session Initiation Protocol* (SIP) y para la seguridad se empleó el *Secure Real-time Transport Protocol* (SRTP) o protocolo seguro de transporte en tiempo real.

Palabras clave: Astersik, internet, seguridad, voz sobre IP, tiempo real.

Abstract (Secure Video Call System Using Asterisk PBX)

In the international market there are various VoIP telephony providers, but many lack confidence in their services. Most of them sold the ability to make phone calls via internet communications, but almost none provide secure communication. Privacy, confidentiality of telephone conversations are the main attributes having this research project using a VoIP communications system implemented in a PBX-Asterisk. The system is made up of an Asterisk PBX in version 11.6, mounted on an operating system called Linux Centos version 6. Video service, secure calls between extensions was implemented. The signaling protocol used for VoIP was the Session Initiation Protocol (SIP) and security Secure Real-time Transport Protocol (SRTP) or Transport Protocol Secure Real Time was used.

Key words: Asterisk, internet, security, voice over IP, real time.

1. Introducción

La necesidad de realizar comunicaciones seguras por internet ha inspirado la conformación de un proyecto de investigación que satisfaga dichas necesidades elementales de los usuarios. Mediante este artículo se muestra cómo se pueden suplir dichas necesidades implementando un *sistema de videollamadas seguras*. Dicho sistema está conformado por tecnologías libres, lo que le da al proyecto la completamente libertad de la utilización de software como Linux que es la base para la obtención de los resultados que se presentan.

2. Desarrollo

El sistema de comunicaciones que se presenta está conformado por la centralita PBX-Asterisk que corre sobre un sistema operativo de Linux. A grande rasgos, se utiliza un servidor Asterisk y diversos softphones de escritorio o aplicaciones móviles comerciales. La PBX-Asterisk se instalará en un servidor que será quien atienda las llamadas realiza-

das por los usuarios, ya sea desde una aplicación móvil o una aplicación de escritorio. Estos usuarios pueden conectarse utilizando una *Red Fast Ethernet*, WiFi o en una red de servicios móviles con tecnologías como 3G y LTE; la idea es que se encuentren utilizando alguna tecnología que permita el acceso a la IP del servidor de VoIP. La figura 1 muestra con más detalles el sistema VoIP.

De la figura 1 se desglosa que los requerimientos para que funcione el diseño propuesto son:

- Un servidor de VoIP Asterisk
- Una conexión a internet
- Equipos terminales

En cuanto al servidor Asterisk, se seleccionó la versión 11.6, ya que forma parte del conjunto de versiones de Asterisk que son estables y que tienen programados soportes técnicos a largo plazo. El sistema operativo seleccionado para instalar Asterisk fue la distribución de Linux Centos 6.0. Después de varias pruebas en diferentes sistemas, en Centos se logró el mejor funcionamiento del servicio. El servidor Asterisk es compatible con la mayoría de los protocolos de señalización como H.323, IAX y SIP. En el caso particular del diseño se empleó señalización SIP. Esta es utilizada para que el origen y el destino de una llamada VoIP puedan aprender unos de otros sobre la dirección de red y el puerto, esto permite la

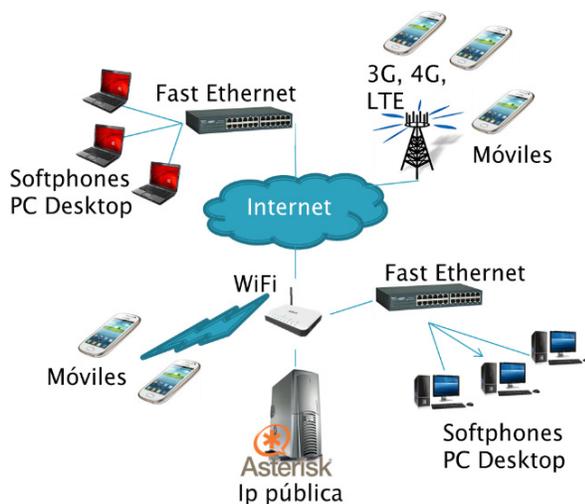


Fig. 1. Mapa del sistema VoIP.

negociación de los protocolos, servicios y formatos a utilizar para la conexión de medios de comunicación [1].

El servidor Asterisk cuenta con un conjunto de parches que hacen funcionar el sistema. Dichas aplicaciones extras fueron seleccionadas ya que el software de Asterisk carecía de determinadas funciones necesarias para los objetivos propuestos, tal es el caso de la función de cifrado de la voz mediante el SRTP y en particular los códecs de audio Speex, Vp8 y Opus. Cabe señalar que la selección de Speex como códec de audio se debió a que muchos de las aplicaciones clientes probadas utilizaban dicho códec. Además, la mejor calidad de audio experimentada se presentó usando el códec Speex. En cuanto al VP8 destacar que es un códec de video con mucha documentación, perteneciente a google, por lo que tiene un largo soporte.

Servicio con los que cuenta el sistema

El sistema está conformado por tres servicios, uno principal y dos secundarios:

Servicio principal

- Comunicación de voz cifrada.
- Comunicación de voz y video cifrado.

En cuanto al servicio principal, la voz cifrada, se utilizó SRTP para proporcionar seguridad en las comunicaciones. Este servicio se pudo probar ejecutando el software Wireshark, se evidencia claramente que la voz ha sido cifrada, puesto que al tratar de capturar la llamada, solo se escucha ruido. A modo de comparación se exhibirán varias figuras donde se ponen de manifiesto las diferencias entre una comunicación cifrada y una en claro. La figura 2 muestra una llamada SIP de VoIP sin cifrar.

Luego de enviar los INVITE, se transmiten los tonos de timbre atrás o lo que es lo mismo, los mensajes RINGING para notificar que se está estableciendo la llamada y que hay tono de timbre. Además se envía un mensaje de OK en conjunto con la descripción del códec que se usará [2]. En este caso se notifica que el códec a utilizar será el g711u. A este mensaje se le responde con un ACK o mensaje de reconocimiento de que ha llegado bien la información y que se puede enviar el audio a partir de este punto. Como se ve luego del ACK se envía el audio embebido en el protocolo RTP o protocolo de tiempo real y como se puede ver, exactamente se ha utilizado el códec

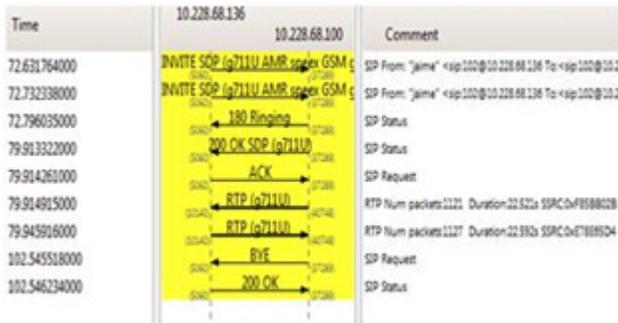


Fig. 2. Llamada en claro.

g711u como se había descrito en el SDP. Una vez que se ha finalizado la conversación uno de los *peers*, envía un mensaje de BYE para completar la fase de finalización de llamada a lo que se le responde con un OK y se cierra el audio [2]. En esta imagen se destaca que no se ha utilizado seguridad, evidentemente el audio no ha sido cifrado y viaja en claro en el protocolo RTP.

La figura 3 muestra la llamada SIP de VoIP pero utilizando el cifrado. En esta llamada se ha utilizado el protocolo SRTP o protocolo de tiempo real seguro que encripta el mensaje de audio para ser transmitido.

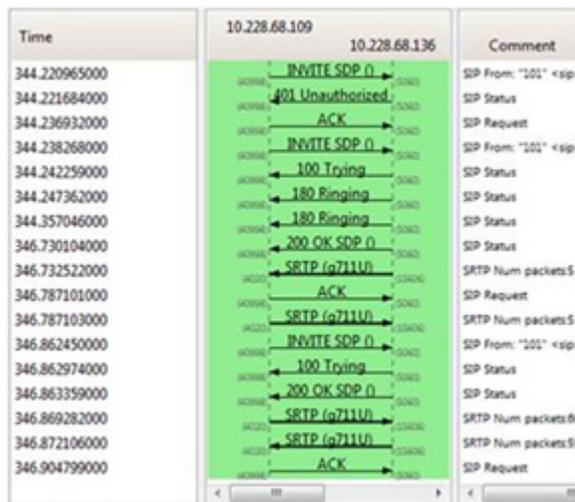


Fig. 3. Llamada cifrada.

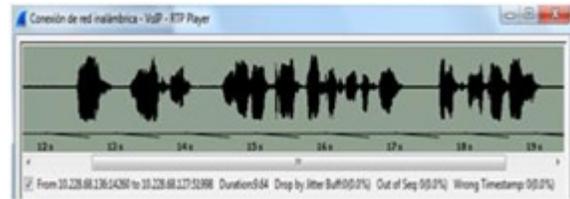


Fig. 4. Captura del audio en claro.

Como se puede apreciar al igual que en la figura 2, se comienza el establecimiento de la llamada con los mensajes de INVITE. Este mensaje sólo es usado para identificar de los participantes: el que llama y el que recibe la llamada, se envía un Unauthorized como respuesta lo que significa que se le está solicitando al peer que inicio la llamada que se autentifique para poder establecer la comunicación. A esta petición se responde con un ACK y luego se envían un INVITE con la autenticación y la descripción de la sesión y se le responde con un ACK, Luego se envía nuevamente el INVITE y se responde con un TRYING para notificar que se está intentando el establecimiento y acto seguido se envían dos mensajes de RINGING notificando timbre o tono. Además, se transmite un mensaje de OK, para decir que se ha aceptado la llamada [3] y se comienza a enviar el audio utilizando el códec g711u. La diferencia entre lo que se muestra en esta figura 3 y la anterior figura 2 es que el audio aquí va dentro del protocolo SRTP, por lo que la llamada se está realizando a un nivel que su audio ha sido cifrado.

Si atacáramos el sistema con una aplicación que detectara la llamada de VoIP, el resultado de capturar los paquetes de la llamada no cifrada sería el que se muestra en la figura 4. Si hiciéramos lo mismo a la llamada que ha sido cifrada entonces obtendríamos una señal con ruido como se muestra figura 5.

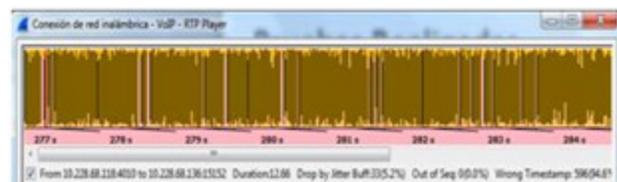


Fig. 5. Captura del audio en claro.

En la figura 4 claramente se ve la forma de onda de un archivo de audio y es perfectamente escuchable.

De la figura 5 es evidente que no se puede definir la forma de onda de los paquetes capturados y si se reprodujera dichos paquetes solo se escucharía ruido.

Para las llamadas de video cifrado también se hicieron pruebas las que arrojaron la siguiente imagen. En la figura 6 no se ha puesto todos los mensajes desde el establecimiento hasta la finalización de llamadas, solo se ha puesto el envío de los datos de audio y video a modo de que se pueda ver como se han cifrado ambas cosas. Podemos determinar que estamos en presencia de una comunicación de video cifrada, porque en la figura se muestra claramente el uso del códec de video VP8, este códec, esta embebido dentro del protocolo SRTP. También se muestra como se envían mensajes de audio. Dichos mensajes son codificados utilizando el códec opus y se ve en la figura cómo también viajan dentro del protocolo SRTP.

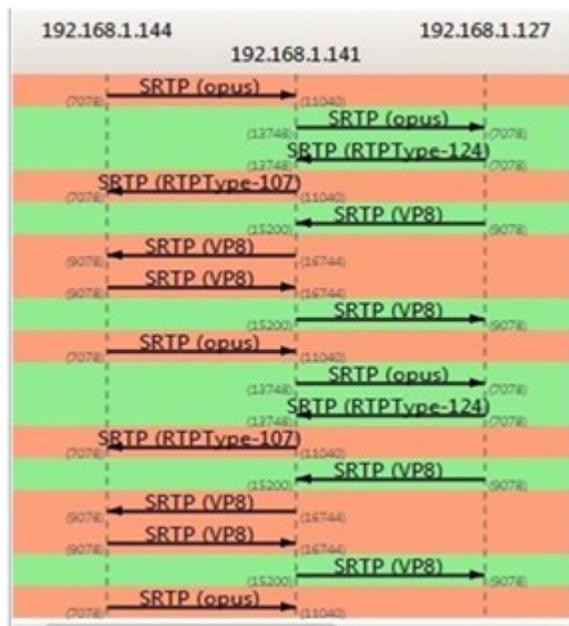


Fig. 6. Flujo de video cifrado.

¿Por qué utilizar Asterisk?

Asterisk es el líder mundial en plataformas de telefonía de código abierto. Es un software que puede convertir un ordenador de propósito general en un sofisticado servidor de comunicaciones VoIP. Es utilizado por empresas de todos los tamaños para mejorar su comunicación, incluyendo a *Google*, *Yahoo*, *IBM*, e incluso el Ejército de EE.UU. Actualmente las soluciones *Open Source* representan el 18% de las centralitas telefónicas instaladas en todo el mundo (según el *Eastern Management Group*) y Asterisk es el líder en el mercado de código abierto de centralitas VoIP (VoIP PBX) [3].

Ventajas que proporciona Asterisk

1. Asterisk es un software gratuito, y se dispone del código fuente para lo que se desee.
2. Cualquier sistema compatible con Linux puede utilizarse con Asterisk
3. Se puede utilizar cualquier tipo de terminales que contengan señalización SIP, IAX o H.323, que son los tres protocolos más usados en la actualidad.
4. Pertenecer a Digium quien garantiza el funcionamiento de Asterisk y ofrece soporte técnico para sus versiones [3]
5. Asterisk es un sistema de comunicación bien seguro, debido a que su código es visible, cualquier detección de fallo de seguridad, es rápidamente publicado [3].

3. Conclusiones

El éxito de las pruebas realizadas demuestra el cumplimiento de los objetivos trazados. Se ha mostrado como es posible la realización de un sistema de video llamadas utilizando seguridad. Además, se han destacados rasgos importantes como la flexibilidad del sistema y de las configuraciones al haberse implementado en Linux. Destacar además que el sistema es compatible con varios códecs de audio y de video, lo que da la oportunidad de trabajar con diferentes tipos de software clientes. Se hace notar que todas las pruebas se realizaron satisfactoriamente en el Laboratorio de Telecomunicaciones de la Sección de Posgrado e Investigación, en la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del Instituto Politécnico Nacional (Unidad Zacatenco), Ciudad de México.

Referencias

- [1] John G. Van Bosse, Y.O., *Signaling in Telecommunication Networks*. 2007, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc.
- [2] Handley H., Y.O., *Request for Comments 2543 SIP: Session Initiation Protocol*. 1999.
- [3] Boucadair, M., *Inter-Asterisk Exchange (IAX): Deployment Scenarios in SIP-Enabled Networks*. John Wiley & Sons Ltd. ed. 2009, Francia: John Wiley & Sons, Ltd.

Periódica Índice de Revistas Latinoamericanas en Ciencias

[http://www.dgbiblio.unam.mx/
http://132.248.9.1:8991/F/-/?func=find-b-
0&local_base=PER01](http://www.dgbiblio.unam.mx/http://132.248.9.1:8991/F/-/?func=find-b-0&local_base=PER01)

Científica

indizada en

Latindex

Sistema Regional de Información en Línea
para Revistas Científicas de América Latina,
el Caribe, España y Portugal.

www.latindex.org

Periódica

Índice de Revistas Latinoamericanas en Ciencias.

http://132.248.9.1:8991/F/-/?func=find-b-0&local_base=PER01

Redalyc

Red de Revistas Científicas de América Latina
y el Caribe, España y Portugal.

Sistema de Información Científica Redalyc.

www.redalyc.org

Adjustment of Free Space Propagation Model for 3.3 Ghz Measurements Made in Mexico City

Jorge **Sosa-Pedroza**
Fabiola **Martínez-Zúñiga**
María Elena **Acevedo-Mosqueda**

Instituto Politécnico Nacional,
Sección de Estudios de Posgrado e Investigación,
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.
Edificio Z-4 3er Piso, Col. Lindavista,
Del. Gustavo A. Madero, CP 07738, Ciudad de México.
MÉXICO.

correo electrónico (email): jsosa@ipn.mx
fmartinezzu@ipn.mx
eacevedo@ipn.mx

Recibido 10-11-2014, aceptado 11-03-2015.

Abstract

This paper describes a modification of the Free Space model in the frequency of 3.3 GHz for measurements made in Mexico City. Adjustment was made, changing the value of free space model equation exponent, comparing measurements with amplitude and slope of new losses curve. To make this work, we find scenarios with similar characteristics of Mexico City environment validating them in different areas of the City.

Key words: modification of free space attenuation, measurement of urban attenuation, WiMAX.

Resumen (Ajuste del modelo de propagación del espacio libre sobre mediciones en 3.3 GHz hechas en la Ciudad de México)

Presentamos en este trabajo una propuesta de modificación del Modelo de Atenuación del Espacio Libre en la frecuencia

de 3.3 GHz para mediciones hechas en la Ciudad de México. El ajuste se realiza cambiando el exponente de la ecuación original, al compararla con curvas de atenuación de las mediciones. Para el desarrollo del trabajo se identifican escenarios con características similares, que son validadas para diferentes zonas de la Ciudad de México.

Palabras clave: atenuación del espacio libre, mediciones de atenuación en zonas urbanas, WiMAX.

1. Introduction

Due to new wireless communication systems are evolving rapidly, it has become important to create new propagation models to meet those needs. Examples of these systems is WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), which is a metropolitan area service used in one or more base stations, within a range of 50 km, for data distribution in large wireless broadband geographical areas at frequencies 2.3 GHz, 2.5 GHz, 3.3 GHz, 3.5 GHz and 5.8 GHz [1,2].

Even models help to predict propagation losses, they were designed using data of specific cities and then generalized to be applied in other environments, but for different cities should be tested to probe its applicability.

We propose to use Free Space model, modifying the equation exponent. As is known, model supposes a free obstacle region between transmitter and receiver; it is given by [3]:

$$PL_{FS} = \left[\frac{4\pi df}{c} \right]^2 \quad (1)$$

where

d : distance between transmitter and receiver,
 f : operating frequency,
 c : speed of light.

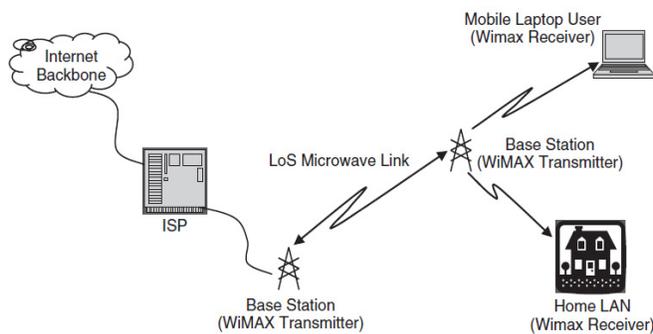


Fig. 1. Operational principle of WiMAX [1].

Equation (1) is often expressed in dB as:

$$LP_{EL} = 20 \log \frac{4\pi}{c} + 20 \log d + 20 \log f \quad (2)$$

As many Latin American cities, Mexico City has a mobile communication environment, different to those European and US cities, where models were defined. This paper, analyze our own scenarios and adjust the Free Space Model (FSM) trying to find the best relationship between measurements and model modifications.

2. Measurement methodology

Measurements were performed using base stations located in National University (UNAM) with base station in the

Table 1. Communication system features.

Operating frequency	3,4785 GHz
Bandwidth	3,5 MHz
Transmitter power	-7 dBW
Transmitter antenna height	29 - 70 m
Receiver antenna height	2 m
Transmitter antenna gain	14,8 dBi
Receiver antenna gain	3,6 dBi

Humanities Building at the south of the city, in Instituto Politécnico Nacional (IPN) with station located in the Dirección de Cómputo y Comunicaciones (DCyC) at the city's north and the Instituto de Ciencia y Tecnología (ICYT) in downtown. Three scenarios were chosen due their similarities but also by their differences. Table I shows characteristics of communications system, transmitter antenna height is almost the same for all scenarios.

Measurements were made using an analyzer Anritsu Master Spectrum MS2721B, which includes a GPS antenna for referenced positioning. When equipment is mounted on top of a vehicle, saves the received power level and geographic location (latitude and longitude coordinates) at each measurement point.

Measurements were taken every 20 seconds, at that time analyzer updates GPS position. A data base with extension wxme is constructed, extracting measurements from spectrum analyzer, becoming in computer *txt* files containing latitude, longitude, distance and input power.

We develop a Matlab program to construct tables as that shown in Figure 3, extracting only the necessary information from each file; getting relationship charts of power, position and distance where measurements were taken. Database is used to construct linear regression curves, to be compared with adjustments of Free Space model.

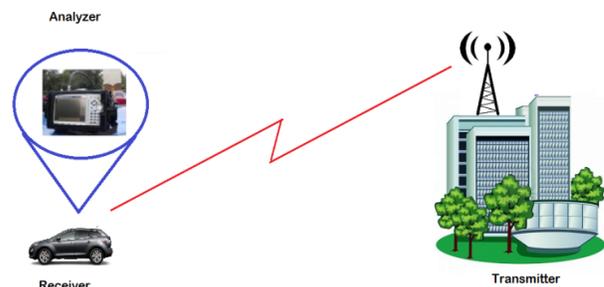


Fig. 2. Measurement scheme.

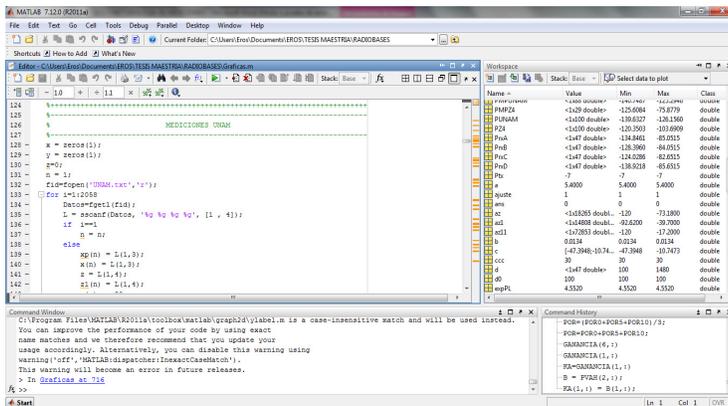


Fig. 3. Information processing using Matlab.

3. Identification of scenarios

We identified 5 scenarios accordingly of existing features of different areas in Mexico City, which are described in following paragraphs:

A. Scenario 1: low buildings with low tree density

This scenario considers an area with a low tree density, and low high buildings, as shown in Figure 4.

B. Scenario 2: low buildings with medium tree density

The scenario considers an area with medium tree density and a low height of the buildings as the one shown in figure 5.

C. Scenario 3: area with a high tree density

Figure 6 shows a scenario with a high tree density.



Fig. 4. Scenario 1.



Fig. 5. Scenario 2.



Fig. 6. Scenario 3.



Fig. 7. Scenario 4.

D. Scenario 4: tall buildings with medium tree density

The scenario considers an area with medium tree density and high height buildings.

E. Scenario 5: colonial city

Scenario 5 is a unique environment of Mexico City (and many Latin American cities), it is located at historic downtown; it has some very unique construction features such as: large width walls, tall buildings, and narrow streets.



Fig. 8. Scenario 5.

Figures 9 and 10 show UNAM and IPN zones where measurements were made for scenarios 1 through 4, each one bounded for different colors. The blue frame define scenario 1, while scenario 2 is red, green is the scenario 3 and scenario 4 orange.

Each scenario was visually distinguished from both base stations photos. As an example, area for scenario 1 is mostly filled by buildings with few green zones. Others can be distinguished in photographs from tree density.

Figure 11 shows the unique scenario 5. Although is not clear from the photo the differences with other scenarios, is possible to distinguish them from Figure 8, specially the narrow background street between the colonial buildings.



Fig. 10. Base station in IPN.

After each bounded polygon was defined by its geographical position, we created tables for each one with the point



Fig. 9. Radio base located in the UNAM.



Fig. 11. Base station of scenario 5.

measurements and then, there were constructed regression curves showing attenuation behavior. These curves were used, in the first place, to validate scenarios 1-4. Comparing regression curves from both base stations, we could see if the selection of scenarios was correct. For scenario 5, there was no other base station to compare similarities of environment, to do so, we have to look for other colonial cities in México or Latin America.

4. Results

Once the scenarios were identified in maps, tables were constructed and obtained linear regression curves from measurements, we were ready to compare, scenarios for stations at UNAM and IPN with Free Space Model (FSM). Following curves show results of our analysis.

As an example, comparison of IPN (DCyC) and UNAM (Humanidades II) stations for scenario 1, is shown in Figure 12. As seen curve behavior is very similar, with differences not greater than 3 dB, then we conclude that scenario selection is adequate.

Next step was to adjust FSM finding a match for slope and attenuation as best as possible with regression curves of base stations. Adjustment is made changing the exponent value (X) for the slope and (Y) for losses magnitude, in equation 3:

$$PL_{FS} = \left[\frac{4\pi df}{c} \right]^X \pm Y \quad (3)$$

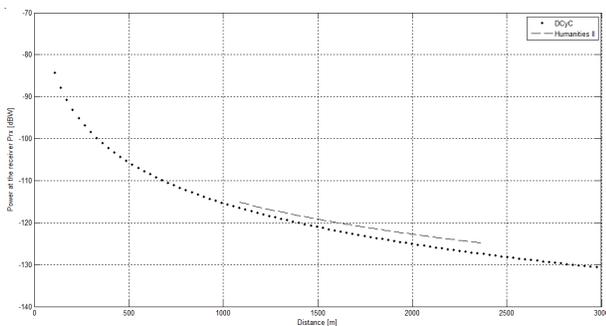


Fig. 12. Comparison of base stations for scenario 1.

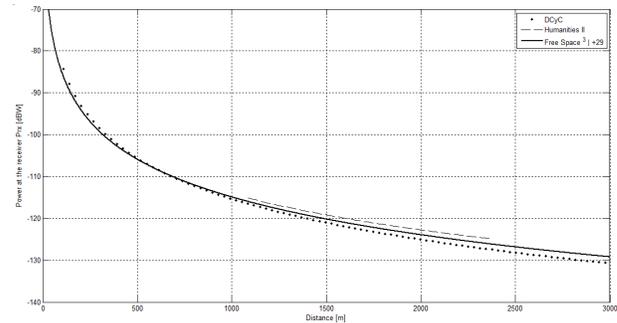


Fig. 13. Adjustment of FSM for scenario 1.

Figure 13 shows adjustments for scenario 1; we found that $X=3$ and $Y=29$ then:

$$P_{E1} = EIRP - \left[\frac{4\pi df}{c} \right]^3 + 29$$

Figure 14 depicts measurements comparison of same base stations, leading to scenario 2 validation, considering the slopes similitud with no higher than 3 dB difference. Figure 14 also shows adjustment of FSM power for scenario 2 leading to:

$$P_{E2} = EIRP - \left[\frac{4\pi df}{c} \right]^2 - 28$$

We select a FSM adjust curve between both base station regression curves, giving a difference between FSM and measurement no higher than 1.5 dB. As seen the exponent value do not change ($X=2$); magnitude of attenuation factor is selected as $Y=-28$ for scenario 2.

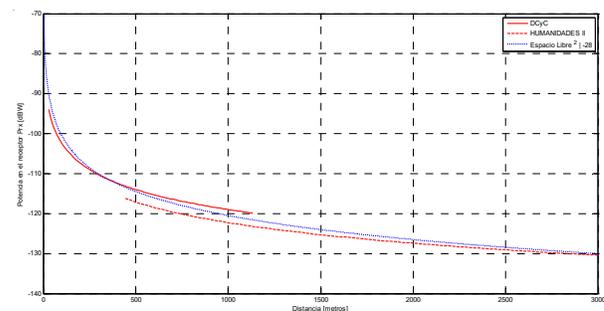


Fig. 14. Comparison of base stations and adjust of FSM for scenario 2.

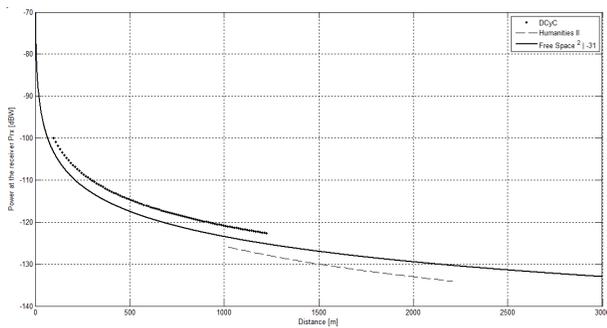


Fig. 15. Base station comparison and adjust of FSM for scenario 3.

In the same way we compare curves for scenario 3, as shown in Figure 15; again the slope of regression curves are similar, with a difference of power no greater than 5 dB, which validates the environment. After adjustment, we select a curve for FSM between both regression curves; power equation is expressed as:

$$P_{E3} = EIRP - \left[\frac{4\pi df}{c} \right]^2 - 31$$

Following same procedure, we compare results for scenario 4. Regression curves are shown in Figure 16. As seen slopes of both curves are different, although no more than 1.5 dB between 100 m and 1200 m. Differences are greater for larger distances, meaning scenario 4 needs further analysis.

Although two power slopes are different, a good FSM adjustment was found as:

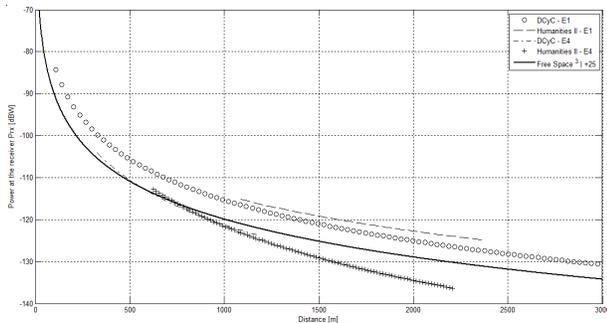


Fig. 16. Base station comparison and FSM adjust for scenario 4.

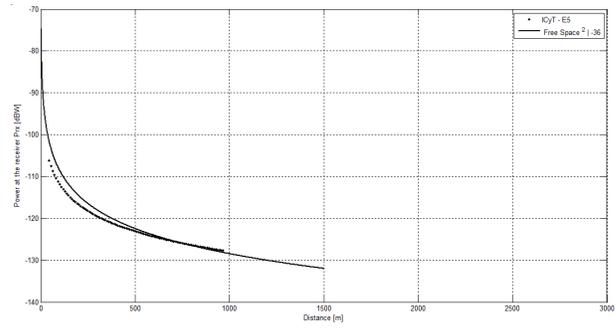


Fig. 17. Adjust of FSM for scenario 5.

$$P_{E4} = EIRP - \left[\frac{4\pi df}{c} \right]^3 + 21$$

As scenario 5 is unique, is not possible to compare with any other curve. Figure 17 shows FSM adjustment, fitting measurement regression curve. As can be seen from Figure 17, there is a sharp slope fall, similar to that of scenario 3, meaning a zone of high attenuation, due the tall buildings very dense walls and narrow streets. Adjustment for FSM is:

$$P_{E5} = EIRP - \left[\frac{4\pi df}{c} \right]^2 - 36$$

Table 2 shows a summary of adjustments for all scenarios.

As seen in Table 2, scenarios 1 and 4 have similar slopes, with an exponent of 3. Furthermore the loss adjustment for FSM is increased with 29 and 21 dB respectively.

Table 2. Summary of FSM adjustment.

	Exponent	Loss (dB)
Scenario 1	3	+29
Scenario 2	2	-28
Scenario 3	2	-31
Scenario 4	3	+21
Scenario 5	2	-36

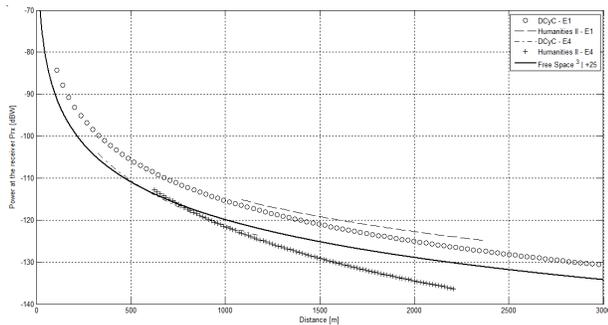


Fig. 18. Adjustment of FSM for scenario A.

For scenarios 2 and 3, the slope has the same exponent of 2, and loss requires an adjustment of -28 and -31 dB respectively, only a 3 dB difference.

Analyzing former numbers, is possible to define only 3 scenarios, besides 5, because the main difference between scenarios 1-4 and 2-3 is in the exponent 3 and 2 respectively; attenuation amplitude varies only 8 dB for 1-4 and 3 dB for 2-3, then we can define scenarios by the power of FSM reducing them from four to two scenarios. As we do not have comparison for scenario 5, we can leave it as a third one.

Then scenarios 1 and 4 form a new scenario A, as the difference in loss adjustment seen in Table 2 is 8 dB, we can take the average of both leading to an adjustment of $+25$ dB. Figure 18 shows the new overall scenario A, with a ± 4 dB losses margin.

In the same way, scenarios 2 and 3 define a new scenario B. Adjusting FSM losses by $+30$ dB, curves fit with a difference

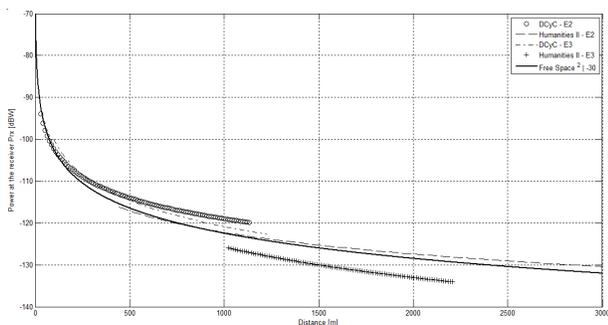


Fig. 19. FSM Adjustment for scenario B.

Table 3. Reduction of scenarios.

	Exponent	Loss (dB)	Error (dB)
Scenario A	3	+25	± 5
Scenario B	2	-30	± 4
Scenario 5	2	-36	-

of only ± 4 dB. Figure 19 shows curves comparison with new FSM adjustment.

Former reduction from 5 to 3 scenarios, could be an Academic procedure, but we think that must be found other scenarios, not only in Mexico Metropolitan area, but in suburban and rural areas, that is our actual work. Table 3 shows the final reduced scenarios and adjustment values.

5. Conclusions

After identification of some common scenarios in Mexico City as: low buildings-low tree density; low buildings-medium tree density; high tree density zone; tall buildings-medium tree density; Colonial City, we compare measurements over city streets with FSM, to find a relationship between them.

Considering similarities for two base stations, we validate scenarios selection, at least for 4 of them, leaving scenario 5 as unique.

Comparing measurements for each scenario with adjusts of exponent and amplitude of FSM losses, we conclude that model can predict path loss for WiMAX or similar communication standard. Further more we find that, for a no more than 5 dB difference, we can define only three scenarios, besides five. We think that 5 dB differences is a good margin, to predict propagation of mobile communication systems over an environment as Mexico City. Probably we have to define an accepted margin, but accordingly with our experience a 10 dB could be a good number.

References

- [1] S. Y. Tang, *WiMAX Security and Quality of Service*, Ed. Wiley, 2010.
- [2] D. Pareek, *WiMAX Taking Wireless to the MAX*, Ed. Taylor & Francis Group, 2006.
- [3] W.A Shittu, "Prediction of Received Signal Power and Propagation Path Loss in Open/Rural Environments using modified Free-Space Loss and Hata Models", 2008

Instituto Politécnico Nacional

Científica

La Revista Mexicana
de Ingeniería Electromecánica

Número de artículos descargados por región (2007-2012):

México

54 024

América Latina y el Caribe

40 194

Estados Unidos y Canadá

13 254

Europa

15 967

Asia, África y Oceanía

6 025

Fuente: Sistema de Información Científica Redalyc

<http://redalyc.uaemex.mx/>

Extracción del parámetro de Hooge para estimaciones del ruido en baja frecuencia

Luis Manuel **Rodríguez**
Donato **Valdez-Pérez**
Eloy **García-Ramírez**

Instituto Politécnico Nacional,
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.
Unidad Profesional "Adolfo López Mateos" Zacatenco,
Col. Lindavista, Del. Gustavo A. Madero, CP 07738,
Ciudad de México.
MÉXICO.

Tel. (55) 5729 6000 ext. 54757

correo electrónico (email): lrodrig@hotmail.com

Recibido 10-11-2014, aceptado 13-03-2015.

Resumen

Se presenta un nuevo método de extracción del parámetro de Hooge basado en mediciones de alta y baja frecuencia. Se hace especial hincapié en el papel que tienen las capacitancias y resistencias electrostáticas en la precisión del parámetro de Hooge. Se demuestra este nuevo cálculo del parámetro en el n-HFET Si/Si_{0.6}Ge_{0.4} y se compara este valor con aquellos que han sido calculados por el método clásico.

Palabras clave: HFET SiGe, ruido a baja frecuencia, parámetro de Hooge, ruido $1/f$.

Abstract
(Hooge Parameter Extraction for Estimates Low Frequency Noise)

A new extraction method for the Hooge parameter based on high frequency and low frequency measurements is presented

for the first time. We emphasize on the role played by the resistive and electrostatic parasitics on the accuracy of the Hooge parameter. We illustrate this new approach by calculating the Hooge parameter for a Si/Si_{0.6}Ge_{0.4} n HFET and we compare these values with those calculated by classical method.

Key words: SiGe HFET; Low frequency noise; Hooge parameter; $1/f$ noise.

1. Introducción

El parámetro de Hooge (α_H) se calcula frecuentemente para la caracterización del ruido a baja frecuencia (BF) en los transistores de efecto de campo cuando se supone que la naturaleza del ruido BF es debido a fluctuaciones en la movilidad. Este factor se asume que es independiente de la polarización, frecuencia, tamaño del dispositivo y es una figura de mérito muy útil para comparar el comportamiento del ruido $1/f$. En este trabajo se presenta un nuevo método que extrae el parámetro α_H basados en el circuito equivalente de pequeña señal obtenido de mediciones de HF. Primero se analizan los métodos clásicos usados para estimar el parámetro α_H y después se dan detalles del nuevo método desarrollado y para concluir mostramos algunos resultados obtenidos en el transistor de efecto de campo SiGe con heterounión (HFET).

Todos los resultados aquí presentados y el tratamiento han sido llevado a cabo en el n HFET Si/SiGe con $0.1 \times 100 \mu\text{m}^2$ de área de compuerta. La descripción de la estructura puede encontrarse en [1]. Este HFET presenta excelente desempeño en altas frecuencias con una frecuencia máxima de oscilación f_{MAX} de 188 GHz y una figura mínima de ruido NF_{min} de 0.3 dB a 2.5 GHz y una ganancia asociada G_{ass} de 19 dB [2].

2. Revisión de los métodos de medición clásicos

En la teoría de Hooge [3], el ruido $1/f$ está relacionado con las fluctuaciones de la movilidad en la red cristalina. El ruido

BF es de la forma $1/f^\gamma$, donde γ está entre 0.9 y 1.1 [4]. A pesar del origen del ruido $1/f$, se puede considerar el parámetro α_H como una herramienta para comparar el ruido en diferentes dispositivos o materiales. Con γ unitario el parámetro α_H se define como:

$$\alpha_H = fN \frac{S_{Id}}{I_{DS}^2} \quad (1)$$

donde N es el número total de cargas libres controladas por la compuerta en el canal del FET, I_{DS} es la corriente de drenaje y S_{Id} es la densidad espectral de ruido en corriente. De acuerdo a la medición, S_{Id} se puede obtener de la densidad espectral del ruido en voltaje S_{Vg} con $S_{Id} = S_{Vg} g_m^2$, donde g_m es la transconductancia extrínseca la cual puede medirse directamente.

La mayor dificultad en la determinación de α_H está en evaluar correctamente N . En régimen lineal N se puede expresar como [5]:

$$N = \frac{I_{DS} L_G}{q\mu(E_x)E_x} \quad (2)$$

donde $\mu(E_x)$ es la movilidad de los portadores dependiente del campo eléctrico, E_x es el campo eléctrico a lo largo del eje fuente-canal y L_G es la longitud del canal. La polarización en el drenaje debe ser muy pequeña para asegurar que los portadores en el canal estén bajo el régimen de movilidad y tener un campo eléctrico casi constante a lo largo del eje fuente-drenaje.

Con voltaje de drenaje pequeño, la corriente es reducida y el campo eléctrico bajo la compuerta puede ser calculado con:

$$E_x = [V_{DS} - (R_S + R_D)I_{DS}] / L_{eff}$$

donde R_S y R_D son la resistencia de fuente y drenaje, I_{DS} la corriente de drenaje y L_{eff} la longitud de compuerta efectiva.

Una vez que el campo eléctrico lateral se conoce, se calcula la movilidad de manera precisa. Existen gran variedad de modelos para estimar la movilidad [6]. Se puede considerar la movilidad dependiente del campo eléctrico [7]:

$$\mu(E_x) = \mu_0 \left[1 + \left[\frac{E_x}{E_s} \right]^\gamma \right]^{1/\gamma}$$

donde μ_0 es la movilidad con campo eléctrico pequeño (campo eléctrico menor a unos cientos de V/cm), E_s y γ son parámetros de ajuste. Esta aproximación ha sido utilizada por [8] y [9].

Por otro lado, inclusive en régimen lineal, tanto el perfil de dopaje en el canal como el dieléctrico de compuerta controlan la movilidad del HFET y la corriente de manera bastante compleja. Al parecer es mejor cuantificar directamente la movilidad de los portadores con mediciones principalmente en dispositivos de canal corto. Sin embargo la medición directa de la movilidad es difícil ya que es muy sensible al valor de la longitud efectiva del canal L_{eff} la resistencia extrínseca de fuente (R_S) y de drenaje (R_D). Algunos autores [10][11] han calculado la movilidad efectiva, μ_{eff} con la relación de conductancia de drenaje extrínseca g_D y la capacitancia del óxido de compuerta C_{ox} en los MOSFET:

$$\mu_{eff} = L_{eff}^2 \frac{\partial I_{DS} / \partial V_{DS}}{C_{ox} V_G} = L_{eff}^2 \frac{g_D}{C_{ox} V_G} \quad (3)$$

donde V_G es el voltaje efectivo de compuerta, g_D y C_{ox} se obtienen de las curvas $I-V$ y $C-V$. Por lo general se presentan diferencias en α_H ya que L_{eff} y las resistencias R_S y R_D no son tomadas en cuenta.

Sin embargo, una mejor extracción de la movilidad puede llevarse a cabo si se estima con precisión la contribución de R_S y R_D sobre la conductancia g_D . La g_{mint} y g_{Dint} son la transconductancia y conductancia intrínseca. Estos parámetros pueden extraerse usando las siguientes relaciones:

$$g_{mint} = \frac{g_m'}{1 - (R_S + R_D) g_D (1 + R_S g_m')} \quad (4)$$

$$g_{Dint} = \frac{g_D'}{1 - R_S g_m (1 - (R_S + R_D) g_D')} \quad (5)$$

donde

$$g_m' = \frac{g_m}{1 - g_m R_S} \quad (6)$$

$$g_D' = \frac{g_D}{1 - g_D(R_S + R_D)} \quad (7)$$

En algunos casos el parámetro α_H se obtiene en régimen de saturación [12]:

$$\alpha_H = \frac{S_i L_G f}{q v_{sat} I_{DSS}} \quad (8)$$

donde I_{DSS} es la corriente de saturación y v_{sat} es la velocidad de saturación. Las mediciones de ruido en régimen de saturación pueden resolver parte de las dificultades relacionadas con las velocidades complejas en los dispositivos HEMT III-V como puede ser la movilidad diferencial negativa. Sin embargo, la distribución del campo eléctrico en longitudes de compuerta inferiores a 100 nm presentan claramente que la velocidad del electrón debajo de la compuerta no es constante y diferente a la velocidad de saturación [13]. Por lo tanto, la extracción de α_H no es viable en dispositivos FET con compuerta ultra-corta.

3. Nuevo método

En primer lugar las limitaciones de los métodos clásicos usados para la extracción del parámetro α_H se deben en gran medida al incremento de los parásitos en los dispositivos con longitud de compuerta ultra-corta, llevándonos a la dudosa estimación de la movilidad efectiva, o del número efectivo de portadores libres N controlados por la compuerta. Tanto los parásitos resistivos y electrostáticos se deben tomar en cuenta para tener una extracción precisa de α_H . En segundo lugar, si los métodos clásicos están bien establecidos para el MOSFET, estos no son aplicables directamente al HFET de canal enterrado quienes presentan importantes efectos en 2D.

Por lo tanto se ha desarrollado un nuevo método que puede ser aplicado a cualquier FET. Este método explota las mediciones de HF y es muy confiable para HFET o III-V de longitud de compuerta reducida.

Explicaremos el método: se empieza con (1), en el caso del MOSFET, se puede obtener N directamente a través de la capacitancia de compuerta C_T (C_G o C_{OX}):

$$N = C_T V_G / q \quad (9)$$

Sustituyendo la ec. (9) en (1) se tiene:

$$\alpha_H = \frac{S_i C_T G_G f}{q I_{DS}^2} \quad (10)$$

El parámetro crucial de (9) es C_T . Es mejor medir esta capacitancia que calcularla (permitividad/espesor), ya que no necesariamente la longitud efectiva del canal y el espesor del óxido se conocen con exactitud. Además, la C_{OX} puede incluir la influencia de la deflexión debida a la capa del poly-silicio del MOS.

Ahora se explica la extracción de la capacitancia efectiva C_T : La medición de capacitancia contiene parásitos. Alguna de las contribuciones parásitas no deben ser consideradas en los cálculos de N . Se explicará en adelante como se extraen las capacitancias, a continuación se presenta la expresión que determina N en el HFET.

$$N = \frac{(C_{GS} + C_{GD} - C_{elec}) \times V_G}{q} \quad (11)$$

donde C_{GS} , C_{GD} y C_{elec} son la capacitancia total de compuerta fuente, compuerta drenaje y electrostática respectivamente, determinadas con mediciones HF.

La medición de parámetros S y el modelado en pequeña señal se utiliza para extraer las capacitancias y resistencias. La determinación de los parámetros intrínsecos del circuito equivalente se lleva a cabo mediante la transformación de los parámetros S en parámetros Y y Z por cada punto de polarización [14 - 16]. El total de las capacitancias representa no solamente la capacitancia intrínseca sino también las capacitancias electrostáticas extrínsecas.

Las capacitancias parásitas se extraen de las mediciones de C_{GS} y C_{GD} . Las capacitancias parásitas se conocen gracias a la medición y extracción de C_{GS} y C_{GD} llevada a cabo en varias longitudes y anchos de compuerta. El valor de la capacitancia

parásita se extrae cuando intercepta con la recta de longitud de compuerta cero y ancho de compuerta cero. Este valor no depende de las condiciones de polarización.

El total de las capacitancias parásitas se debe a tres contribuciones: 1) acoplamiento electrostático entre los dedos de la metalización de compuerta con la guía de onda coplanar, los cuales se observa que dependen fuertemente con el ancho de compuerta, 2) una capacitancia electrostática formada entre la metalización de la estructura de hongo de la compuerta y con los estados energéticos disponibles (*surface states*) en el *cap layers*, y 3) una contribución de frontera (*fringing*) que se incrementa en la zona de deflexión dentro del semiconductor. Se observa que las contribuciones 2) y 3) son afectadas con la longitud de compuerta. Hay que mencionar que los estados energéticos disponibles pueden contribuir de manera importante en el valor de las capacitancias de frontera. Las capacitancias de frontera y electrostáticas reducen el desempeño en HF bloqueando las mejoras de transporte del HFET SiGe. Las capacitancias electrostáticas pueden ser estimadas de los parámetros S con voltaje V_{DS} nulo y en régimen *off-state* ($V_{GS} \ll V_{TH}$).

El modelado eléctrico de varias longitudes y anchos de compuerta explicados en [17] muestran que estos parámetros electrostáticos varían de 70 a 150 fF/mm. Las capacitancias electrostáticas han sido estudiadas utilizando cálculos computacionales por elementos finitos. Estas han sido calculadas a partir de la distribución de cargas en los electrodos metálicos que forman un capacitor. Para un dispositivo típico la suma de la capacitancia total compuerta fuente y compuerta drenaje ($C_{GS} + C_{GD}$) es 125 fF/mm y la suma de resistencias ($R_S + R_D$) es 3.3 Ω .mm. Hay que mencionar que la contribución electrostática se elimina y los efectos de frontera del HFET también se toman en cuenta.

La figura 1 muestra la densidad espectral de ruido en corriente para el n-HFET SiGe el cual presenta ruido $1/f$ y generación-recombinación. Estos resultados están con el mismo E_x y S_{id} incrementa con el voltaje efectivo de compuerta. E_x constante se obtiene polarizando:

$$E_x = \frac{V_{DS} - I_{DS}(R_S + R_D)}{L_{eff}}$$

La figura 2 compara la evolución del número de cargas libres en función de V_G . N se calcula con la expresión (2) usando L_G

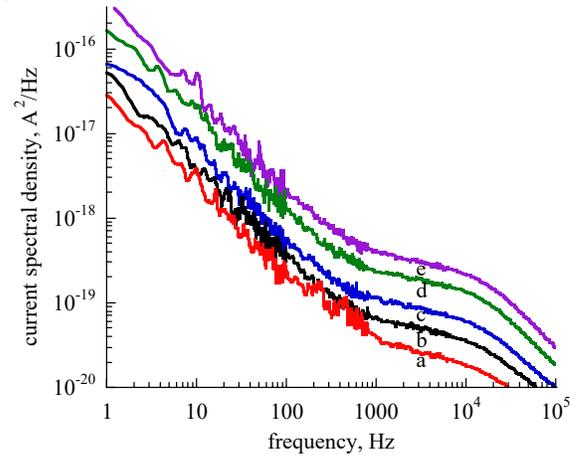


Fig. 1. Densidad espectral de ruido en corriente con $E_x = 1.21$ kV/cm en $100 \times 0.1 \mu\text{m}^2$, (a) $V_G = 0.096$ V, (b) 0.135 V, (c) 0.169 V, (d) 0.226 V y (e) 0.265 V.

directamente. También se estima N a partir de (11) con y sin tomar en cuenta la C_{elec} .

En la figura 3 se compara el parámetro α_H contra V_G . α_H se deriva de la expresión (1) y (2) usando L_G directamente. También se calcula a partir de (10) y (11) con y sin tomar en cuenta la C_{elec} .

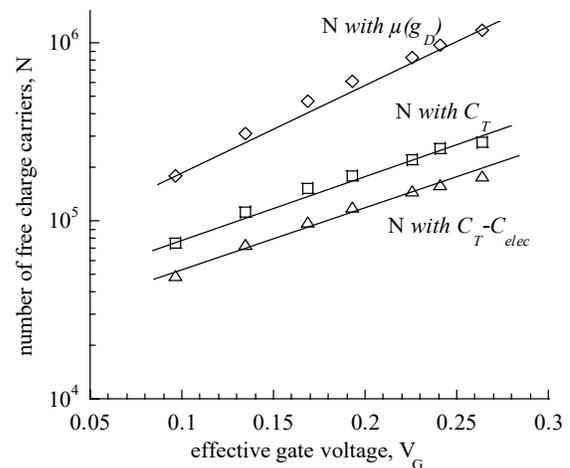


Fig. 2. Número de portadores libres controlados por la compuerta, (Δ) N calculado con nuestro método (usando ec. (11)), (\square) N calculado sin tomar en cuenta C_{elec} (usando ec. (11)), (\diamond) N calculado sin tomar en cuenta L_{eff} .

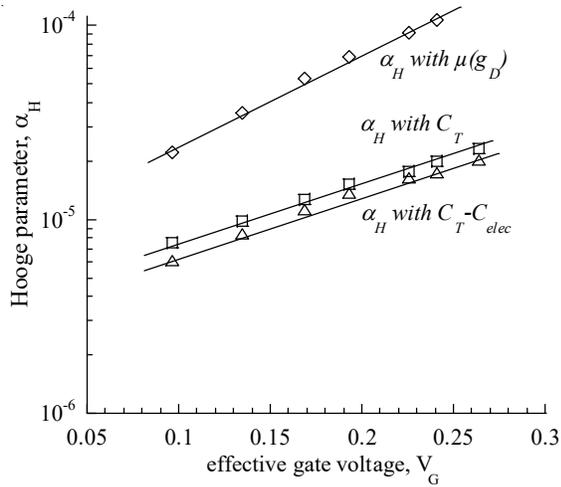


Fig. 3. Parámetro α_H en función de V_G (Δ) α_H calculado con nuestro método (usando ec. (10)), (\square) α_H calculado sin tomar en cuenta C_{elec} (usando ec (10) y (11)), (∇) α_H calculado sin tomar en cuenta L_{eff} (usando ec. (1) y (2)).

La figura 4 muestra la movilidad efectiva μ_{eff} en función de V_G . La μ_{eff} decrece con V_G debido a la dispersión de los fonones y dispersión debida a la rugosidad de la superficie [18]. La movilidad ha sido calculada entre $0.096 < V_G < 0.265$ volts a $E_X = 1.21$ kV/cm. Tomando en cuenta L_{eff} y C_{elec} y aplicando las expresiones (11) y (2), los valores resultantes de movilidad están entre 583 y 531 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ los cuales son coherentes con los valores calculados de movilidad con campo eléctrico pequeño μ_0 [19].

Por otro lado, se puede observar un desacuerdo del 33% en movilidad cuando se usa la ec. (3), sustituyendo C_{OX} por C_T y sin tomar en cuenta la contribución C_{elec} y tomando en cuenta g_{Dint} y L_{eff} se encontró un mayor desacuerdo en μ_{eff} considerando L_G y la conductancia de drenaje extrínseca g_D .

La Tabla 1 describe el parámetro α_H estimado para varias tecnologías de FET. Como el parámetro α_H puede usarse para evaluar la calidad cristalina del transistor, se observa que la mejor calidad la tiene el p-MOSFET de Si convencional. Y la peor calidad cristalina se observa en los p-FET SiGe fabricados sobre zafiro, se sabe que silicio tiene un desacuerdo de malla del 10% con respecto al zafiro incrementando las dislocaciones y defectos de interface. El parámetro α_H calculado en el n HFET SiGe de este trabajo, es comparable con el

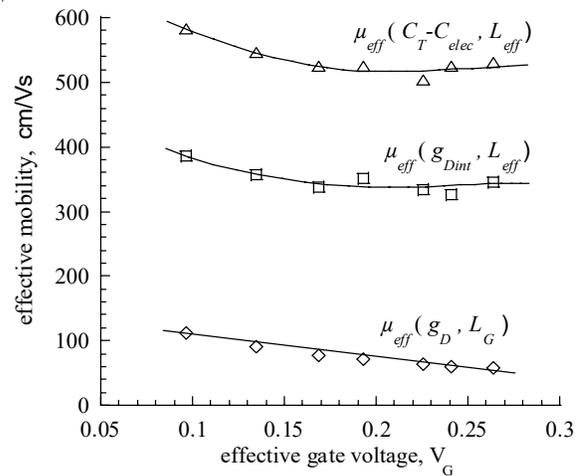


Fig. 4. Movilidad efectiva μ_{eff} en función de V_G (Δ) μ_{eff} calculada (usando la ec. (11) y (2)), (\square) μ_{eff} calculada tomando en cuenta g_{Dint} y L_{eff} (usando la ec. (3)), (∇) μ_{eff} calculada tomando en cuenta g_D y L_G (usando la ec. (3))

parámetro observado en los transistores n-MOSFET Si y PHEMT InGaAs.

4. Conclusiones

Se ha presentado un nuevo método de calcular el parámetro α_H adecuado para el HFET de canal enterrado. La evaluación del parámetro de Hooge se basa en el cálculo de las capacitancias llevándonos a una adecuada estimación del parámetro α_H . Al desestimar la longitud efectiva de compuerta y no tomar en consideración la influencia de las capacitancias electrostáticas se presentan desviaciones importantes en el cálculo de la movilidad y portadores de carga libres. El nuevo método presentado en este trabajo considera los problemas en dispositivos de longitud de compuerta ultra-corta, entonces el parámetro α_H resulta ser proporcional al número total de portadores de carga libres controlados por la compuerta como se asume teóricamente.

Referencias

- [1] M. Kummer, C. Rosenblad, A. Dommann, T. Hackbarth, G. Höck, M. Zeuner, E. Müller and H. Von Känel, Low energy plasma enhanced chemical vapour deposition, *Materials Sci. Eng.* B89 (2002), 288-295.

- [2] M. Enciso, F. Aniel, P. Crozat, R. Adde, M. Zeuner, T. Fox and T. Hackbarth, 0.3 dB minimum noise figure of 0.13 m gate-length strained Ge/Si_{0.58}Ge_{0.42} n-MODFETs, *Electron Lett.* 37 (2001), 1089-1090.
- [3] F. N. Hooge, "1/f noise is no surface effect", *Phys. Lett. A* 29 (1969), 139.
- [4] F. N. Hooge, T. G. M. Kleinpenning and L. K. J. Vandamme, Experimental studies on 1/f noise, *Rep. on Progress. Physics.* 44 (1981), 497-532.
- [5] A. van der Ziel, Unified Presentation of 1/f Noise in Electronic Devices: Fundamental 1/f Noise sources, *Proceedings of the IEEE* 76 (1988), 233-258.
- [6] D. B. M. Klaassen, A Unified Mobility Model for Device Simulation - I. Model Equations and Concentration Dependence, *Solid-State Electronics* 35 (1992), 953-959.
- [7] C. Jacobini, C. Canali, G. Ottaviani and A. Quaranta, A review of some transport properties of silicon, *Solid-State Electronics* 20 (1977), 77-89.
- [8] G. Knoblinger, P. Klein and M. Tiebout, A New Model for Thermal Channel Noise of Deep-Submicron MOSFETs and its Application in RF-CMOS Design, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 36, (2001), 831-837.
- [9] P. W. Li and W. M. Liao, Low-frequency noise analysis of Si/SiGe channel pMOSFETs, *Solid-State Electronics* 46 (2002), 2281-2285.
- [10] N. B. Lukyanchikova, M. V. Petrichuk, N. P. Garbar, L. S. Riley and S. Hall, Noise in p-channel SiGe and si MOSFETs with gate oxide grown by low temperature plasma anodisation, *Proc. EDMO* (2001), 181-186.
- [11] S. J. Mathew, G. Niu, W. B. Dubbelday, J. D. Cressler, J. A. Ott, J. O. Chu, P. M. Mooney, K. L. Kavanagh, B. S. Meyerson and I. Lagnado Hole confinement and low-frequency noise in SiGe pFET's on silicon-on-sapphire, *IEEE Electron Device Lett.* 20 (1999), 173-175.
- [12] R. Plana, L. Escotte, O. Llopis, H. Amine, T. Parra, M. Gayral and J. Graffeuil, Noise in AlGaAs/InGaAs/GaAs pseudomorphic HEMT's from 10 Hz to 18 GHz, *IEEE Trans. Electron Devices* 41 (1993), 90-101
- [13] Kizilali these FA95.
- [14] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore and E. Playez, A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 36 (1988), 1151-1159.
- [15] Manfred Berroth and Roland Bosch, Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 38 (1990), 891-895.
- [16] A. Miras and Legros, Very high-frequency small-signal equivalent circuit for short gate-length InP HEMT's, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 45, (1997), 1018-1026.
- [17] K. Yazbek, A. de Lustrac, Y. Jin, F. Aniel, P. Crozat, R. Adde and G. Vernet, Electrostatic capacitances in standard and pseudomorphic ultrashort gate length HEMTs, *Electron Lett.* 28 (1992), 1776-1778.
- [18] E. P. Vandamme and L. K. J. Vandamme, Critical discussion on unified 1/f noise models for MOSFETs, *IEEE Trans. Electron Device* 47 (2000), 2146-2152.
- [19] F. Aniel, M. Enciso-Aguilar, N. Zerounian, L. Giguere, P. Crozat, R. Adde, M. Zeuner, G. Höck T. Hackbarth, H. -J. Herzog and U. König, SiGe hetero FETs on silicon at cryogenic temperature, *Proc. WOLTE* (2002), 3-10.
- [20] Y. Akue Allogo, M. Murcia, J. C. Vildeuil, M. Valenza, P. Llinares and D. Cottin, 1/f noise measurements in n channel MOSFETs processed in 0.25 μm technology, *Solid-State Electronics* 46 (2002), 361-366.
- [21] J. Chang, A. A. Abidi and C. R. Viswanathan, Flicker Noise in CMOS transistors from Subthreshold to strong inversion at various temperatures, *IEEE Trans. Electron Device* 41 (1994), 1965-1971.

Latindex

Sistema Regional en Línea para Revistas Científicas
de América Latina, el Caribe, España y Portugal

<http://www.latindex.unam.mx>

Memoria de traducción morfológica

María Elena **Acevedo-Mosqueda**
Marco Antonio **Acevedo-Mosqueda**
Fabiola **Martínez-Zúñiga**
Federico **Felipe-Durán**

Instituto Politécnico Nacional,
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.
Unidad Profesional "Adolfo López Mateos" Zacatenco,
Telecomunicaciones, Edif. Z-4, 3er Piso,
Col. Lindavista, Del. Gustavo A. Madero, CP 07738,
Ciudad de México.
MÉXICO.

correo electrónico (email): eacevedo@ipn.mx
macevedo@ipn.mx
fmartinezzu@ipn.mx
ffelipe100@hotmail.com

Recibido 10-11-2014, aceptado 14-03-2015.

Resumen

En este trabajo se implementa una memoria de traducción mediante herramientas de inteligencia artificial. La memoria de traducción se puede concebir como una tarea de reconocimiento de patrones. Este tipo de memoria se utiliza para implementar un diccionario técnico automatizado Español/Inglés-Inglés/Español, el cual es una herramienta muy útil para estudiantes de las ciencias de la computación. En particular, se utilizan las *memorias asociativas bidireccionales morfológicas*, en su modo autoasociativo, que muestran tener una recuperación correcta de todos los patrones aprendidos.

Palabras clave: inteligencia artificial, memorias asociativas, reconocimiento de patrones, memoria de traducción.

Abstract (Morphological Translation Memory)

In this work, a translation memory is implemented with Artificial Intelligence tools. The translation memory can be conceived as a pattern recognition task. This kind of memory

is used to implement a computing technical Spanish-English/English-Spanish dictionary that is a very useful tool for students of computer sciences. In particular, we use a Morphological Bidirectional Associative Memory in an autoassociative way which allows to recall all the learning patterns.

Key words: artificial intelligence, associative memories, pattern recognition, translation memory.

1. Introducción

Un sistema de memorias de traducción [1], como su nombre lo indica, memoriza las traducciones hechas por un traductor humano. Muchos de los sistemas de memorias de traducción consisten en una base de datos que almacenan el texto original junto con su traducción como segmentos de pares.

Actualmente, la mayoría de los traductores profesionales utilizan la memoria de traducción como base fundamental [2,3]. Los sistemas comerciales más conocidos son: *Across*, *Déjà Vu*, *MemoQ*, *MultiTrans*, *SDL Trados*, *Similis*, *Transit and Wordfast*.

Además de la memoria o archivo de traducción como elemento principal, un sistema de memoria de traducción [4] consiste en un arreglo de herramientas y funcionalidades que asisten al traductor humano, las cuales, usualmente incluyen: (a) un editor multilinguaje para leer los textos fuente y escribir las traducciones en todos los formatos de archivo relevantes que vienen que diferentes procesadores de texto; (b) un programa de administración de terminología para manejar el almacenamiento, la recuperación y la actualización de las bases de datos terminológicas; (c) un término automático para el reconocimiento de características para buscar automáticamente en la base de datos todos los términos que aparecen en los segmentos del texto fuente; (d) una herramienta de concordancia que permita a los usuarios recuperar todas las instancias de una cadena específica desde la memoria de traducción; (e) un rasgo estadístico para proveer la cantidad de texto que puede ser reusada de una memoria de traducción para traducir un nuevo documento; y (f) una herramienta de alineamiento para crear nuevas bases de datos para memorias de traducción desde documentos previamente traducidos que solamente están disponibles como archivos de texto fuente y objetivo separados,

mediante la comparación de un archivo fuente y su traducción, empatando los segmentos correspondientes y ligándolos como unidades de una memoria de traducción.

Un diccionario manejado por una computadora [5] es un diccionario en forma electrónica que puede ser almacenado en una base de datos y puede ser accesado mediante una aplicación de software. El diccionario puede manejar un solo lenguaje o puede ser multilingüe para poder manejar traducciones entre dos a más lenguajes o la combinación de ambos.

La forma general de una entrada de un diccionario bilingüe [6] es: $w_p^i \rightarrow v_1, v_2, \dots, v_k$, donde w_p^i es el i -ésimo significado de la palabra w con parte de la lengua p en el lenguaje fuente. Cada v_j es una traducción en el lenguaje objetivo para el significado w_p^i . Se asume que cada v_j , implícitamente, tiene la misma parte de la lengua p como w_p^i . También es importante notar que ningún significado se asocia implícitamente con v_j .

En este trabajo, no se tiene el problema de la desambiguación debido a que nuestro propósito es asociar cada palabra objetivo v_j con un solo significado w_p^i .

Por otra parte, la Inteligencia Artificial (IA) [7], definida ampliamente, tienen que ver con el comportamiento artificial de artefactos. El comportamiento inteligente implica percepción, razonamiento, aprendizaje, comunicación y actuación en ambientes complejos. Además, las memorias asociativas son una subárea de la IA y son parte relevante de las ciencias de la computación. Los modelos de memorias asociativas tienen una gran importancia y dinamismo en las actividades desarrolladas por varios grupos de investigación, específicamente, aquellos que investigan tópicos relacionados con la teoría y las aplicaciones de la clasificación y el reconocimiento de patrones.

2. Desarrollo

2.1. Memorias asociativas

La mente humana es asociativa [8], *i.e.*, los seres humanos tenemos una memoria asociativa debido a que mediante la asociación podemos recordar lo que hemos aprendido: objetos, seres humanos, conceptos, ideas abstractas, aún si los objetos están contaminados con ruido (caras con barba o anteojos o canciones incompletas).

Una Memoria Asociativa (MA) [9] es una estructura de contenido direccionable que mapea un conjunto de patrones de entrada a un conjunto de patrones de salida. Una estructura de contenido direccionable se refiere a la organización de una memoria en donde la memoria se accesa mediante su contenido, contrariamente a una dirección explícita en un sistema de memoria de una computadora tradicional. La recuperación de los datos se basa en un grado de similaridad entre el patrón de entrada y los patrones almacenados en la memoria.

Una memoria asociativa puede formularse como un sistema de entrada y salida, idea que se esquematiza en la Figura 1.

En este esquema, los patrones de entrada y salida están representados por vectores columna denotados por \mathbf{x} y \mathbf{y} , respectivamente. Cada uno de los patrones de entrada forma una asociación con el correspondiente patrón de salida, la cual es similar a la una pareja ordenada; por ejemplo, los patrones \mathbf{x} y \mathbf{y} del esquema anterior forman la asociación (\mathbf{x}, \mathbf{y}) .

Los patrones de entrada y salida se denotarán con las letras negrillas, \mathbf{x} y \mathbf{y} , agregándoles números naturales como superíndices para efectos de discriminación simbólica. Por ejemplo, a un patrón de entrada \mathbf{x}^1 le corresponderá el patrón de salida \mathbf{y}^1 , y ambos formarán la asociación $(\mathbf{x}^1, \mathbf{y}^1)$; del mismo modo, para un número entero positivo k específico, la asociación correspondiente será $(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k)$.

La memoria asociativa \mathbf{M} se representa mediante una matriz, la cual se genera a partir de un conjunto finito de asociaciones conocidas de antemano: este es el *conjunto fundamental de aprendizaje*, o simplemente *conjunto fundamental*.

El conjunto fundamental se representa de la siguiente manera: $\{(\mathbf{x}^\mu, \mathbf{y}^\mu) \mid \mu = 1, 2, \dots, p\}$ donde p es un número entero positivo que representa la cardinalidad del conjunto fundamental.



Fig. 1. Una memoria asociativa se puede representar como un sistema de entrada y salida

A los patrones que conforman las asociaciones del conjunto fundamental se les llama *patrones fundamentales*. La naturaleza del conjunto fundamental proporciona un importante criterio para clasificar las memorias asociativas:

Una memoria es *autoasociativa* si se cumple que $\mathbf{x}^\mu = \mathbf{y}^\mu$ para todo μ elemento de $\{1, 2, \dots, p\}$, por lo que uno de los requisitos que se debe de cumplir es que $n = m$.

Una memoria *heteroasociativa* es aquella en donde existe μ elemento de $\{1, 2, \dots, p\}$ para el que se cumple que $\mathbf{x}^\mu \neq \mathbf{y}^\mu$. Nótese que puede haber memorias heteroasociativas con $n = m$.

En los problemas donde intervienen las memorias asociativas, se consideran dos fases importantes: la fase de aprendizaje, que es donde se genera la memoria asociativa a partir de las p asociaciones del conjunto fundamental, y la fase de recuperación que es donde la memoria asociativa opera sobre un patrón de entrada.

2.2. Memorias Asociativas Morfológicas (MAM)

El concepto de redes neuronales morfológicas fue propuesto por Davidson [10] y Ritter [11]. Ritter y Sussner puntualizaron que son un tipo novedoso de redes neuronales artificiales y que con capaces de resolver cualquier problema computacional convencional. En 1998, Ritter y sus colegas establecieron el concepto de Memorias Asociativas Morfológicas (MAM) [12]. Las MAM son esencialmente diferentes a las redes neuronales tradicionales tales como Lernmatrix [13], Correlograph [14], Linear Associator [15,16] y Hopfield [17]. Las reglas de estímulos de las neuronas, reglas asociativas, entre otras, difieren de las redes neuronales tradicionales. Se pueden procesar no sólo dos valores de patrones, sino que también patrones con valores reales tales como el procesamiento y reconocimiento de imágenes en escala de grises. Al mismo tiempo, una MAM tiene una capacidad ilimitada de almacenamiento, una velocidad de recuperación de un solo paso y gran tolerancia al ruido aditivo y sustractivo.

Los cálculos básicos que ocurren en una red morfológica están basados en la estructura algebraica $(R, \vee, \wedge, +)$, donde los símbolos \vee y \wedge denotan las operaciones binarias de máximo y mínimo, respectivamente.

Sean $(\mathbf{x}^1, \mathbf{y}^1), (\mathbf{x}^2, \mathbf{y}^2), \dots, (\mathbf{x}^p, \mathbf{y}^p)$ los p pares de vectores con $\mathbf{x}^k = (x_1^k, x_2^k, \dots, x_n^k) \in \mathbb{R}^n$ y $\mathbf{y}^k = (y_1^k, y_2^k, \dots, y_m^k) \in \mathbb{R}^m$ para $k = 1,$

$2, \dots, p$. Para un conjunto dado de asociaciones de patrones $\{(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k) \mid k = 1, 2, \dots, p\}$ se definen un par de matrices de patrones asociados (X, Y) , donde $X = (\mathbf{x}^1, \mathbf{x}^2, \dots, \mathbf{x}^p)$ y $Y = (\mathbf{y}^1, \mathbf{y}^2, \dots, \mathbf{y}^p)$. Por tanto, X es de dimensión $n \times p$ con la ij -ésima entrada x_i^j y Y tiene dimensión $m \times p$ con la ij -ésima entrada y_i^j . Ya que $\mathbf{y}^k \nabla (-\mathbf{x}^k)^t = \mathbf{y}^k \Delta (-\mathbf{x}^k)^t$, la carga notacional se reduce denotando esta identidad morfológica por $\mathbf{y}^k \times (-\mathbf{x}^k)^t$. Con cada par de matrices (X, Y) asociamos dos memorias asociativas naturales M y W de dimensiones $m \times n$, las cuales están definidas por las ecuaciones (1) y (2):

$$M = \bigvee_{k=1}^p (\mathbf{y}^k \times (-\mathbf{x}^k)^t) \quad (1)$$

$$W = \bigwedge_{k=1}^p (\mathbf{y}^k \times (-\mathbf{x}^k)^t) \quad (2)$$

Estas dos ecuaciones describen la fase de entrenamiento de una memoria asociativa morfológica.

Las ecuaciones para la fase de recuperación se pueden observar en las ecuaciones (3) y (4).

$$\mathbf{y} = M \Delta \mathbf{x} \quad (3)$$

$$\mathbf{y} = W \nabla \mathbf{x} \quad (4)$$

En la siguiente subsección se presenta un ejemplo numérico de las fases de aprendizaje y recuperación de una memoria morfológica.

2.3. Ejemplo

Se presenta un ejemplo que permita explicar ambas fases: de entrenamiento y recuperación. Se utilizarán patrones similares a los usados en este trabajo. El valor de cada elemento de los vectores será $a \in \mathbb{Z}^+$ y $a = \{0, 1, \dots, 255\}$. Sean (x^p, x^p) los pares de patrones del conjunto fundamental con $p = \{1, 2, 3\}$. La cardinalidad de x es 3. Como se puede observar, la memoria será autoasociativa. A continuación se presentan los tres patrones que se utilizarán en este ejemplo.

$$x^1 = \begin{bmatrix} 72 \\ 79 \\ 76 \\ 65 \end{bmatrix} \quad x^2 = \begin{bmatrix} 104 \\ 111 \\ 118 \\ 122 \end{bmatrix} \quad x^3 = \begin{bmatrix} 86 \\ 87 \\ 88 \\ 89 \end{bmatrix}$$

Ahora, se calcula la primera asociación.

$$\mathbf{x}^1 \times (-\mathbf{x}^1)' = \begin{bmatrix} 72 \\ 79 \\ 76 \\ 65 \end{bmatrix} \times (-(72 \ 79 \ 76 \ 65)) =$$

$$= \begin{bmatrix} 72-72 & 72-79 & 72-76 & 72-65 \\ 79-72 & 79-79 & 79-76 & 79-65 \\ 76-72 & 76-79 & 76-76 & 76-65 \\ 65-72 & 65-79 & 65-76 & 65-65 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x}^1 \times (-\mathbf{x}^1)' = \begin{bmatrix} 0 & -7 & -4 & 7 \\ 7 & 0 & 3 & 14 \\ 4 & -3 & -3 & 11 \\ -6 & -14 & -14 & 0 \end{bmatrix}$$

Se utiliza la ecuación (1) para obtener la memoria autoasociativa morfológica del tipo *máx*.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & -7 & -4 & 7 \\ 7 & 0 & 3 & 14 \\ 4 & -3 & -3 & 11 \\ -6 & -14 & -14 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V} \begin{bmatrix} 0 & -7 & -14 & -18 \\ 7 & 0 & -7 & 11 \\ 14 & 7 & 0 & -4 \\ 18 & 11 & 4 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}$$

$$\mathbf{V} \begin{bmatrix} 0 & -1 & -2 & -3 \\ 1 & 0 & -1 & -2 \\ 2 & 1 & 0 & -1 \\ 3 & 2 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -2 & 7 \\ 7 & 0 & 3 & 14 \\ 14 & 7 & 0 & 11 \\ 18 & 11 & 4 & 0 \end{bmatrix}$$

La memoria *mín* se construye de manera similar a la memoria *máx* sólo que, en este caso, se aplica el operador mínimo. Entonces, la memoria obtenida es:

$$W = \begin{bmatrix} 0 & -7 & -14 & -18 \\ 1 & 0 & -7 & -2 \\ 2 & -3 & 0 & -4 \\ -6 & -14 & -11 & 0 \end{bmatrix}$$

Ahora, se le presenta el primer patrón a la memoria asociativa *máx* para ilustrar la fase de recuperación.

$$M\Delta\mathbf{x}^1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -2 & 7 \\ 7 & 0 & 3 & 14 \\ 14 & 7 & 0 & 11 \\ 18 & 11 & 4 & 0 \end{bmatrix} \Delta \begin{bmatrix} 72 \\ 79 \\ 76 \\ 65 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} (0+72)\wedge(-1+79)\wedge(-2+76)\wedge(7+65) \\ (7+72)\wedge(0+79)\wedge(3+76)\wedge(14+65) \\ (14+72)\wedge(7+79)\wedge(0+76)\wedge(11+65) \\ (18+72)\wedge(11+79)\wedge(4+76)\wedge(0+65) \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 72\wedge 78\wedge 74\wedge 72 \\ 79\wedge 79\wedge 79\wedge 79 \\ 86\wedge 86\wedge 76\wedge 76 \\ 90\wedge 90\wedge 80\wedge 65 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 72 \\ 79 \\ 76 \\ 65 \end{bmatrix}$$

Se puede observar que se recupera el patrón \mathbf{x}^1 . De hecho, dado que la memoria asociativa morfológica que se está manejando es el tipo autoasociativa, todos los patrones aprendidos serán recuperados. Esta es la característica principal de las memorias autoasociativas: no tienen factor de olvido.

2.4. Memoria Asociativa Morfológica Bidireccional (MAM)

El diagrama a bloques de la MAM Bidireccional se presenta en la Figura 2. Este modelo es muy parecido al de la Memoria Asociativa Bidireccional Alfa-Beta (BAM Alfa-Beta) [18], la única diferencia es que las memorias Alfa-Beta manejan números binarios, mientras que las morfológicas utilizan números reales.

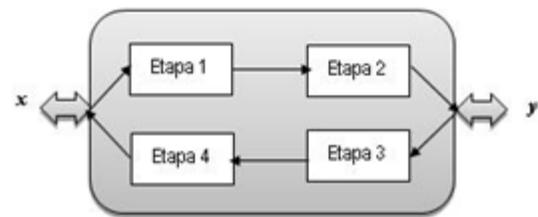


Fig. 2. Diagrama de bloques de la memoria asociativa bidireccional morfológica.

La Etapa 1 y 3 son similares en cuanto a su función, lo mismo sucede con las Etapas 2 y 4. Es por esto que sólo se describirá el sentido hacia adelante, es decir, se presentará el proceso de las Etapas 1 y 2.

En la fase de aprendizaje, la Etapa 1 es la encargada de aplicar una transformada vectorial de expansión dimensional con un vector similar al *one-hot* de la BAM Alfa-Beta, sólo que en este caso sustituimos el 1 por un valor de 255, como se muestra a continuación.

$$x^1 = \begin{bmatrix} x_1^1 \\ x_2^1 \\ \vdots \\ x_n^1 \\ 255_{(1)} \\ 0_{(2)} \\ \vdots \\ 0_{(p)} \end{bmatrix}, x^2 = \begin{bmatrix} x_1^2 \\ x_2^2 \\ \vdots \\ x_n^2 \\ 0_{(1)} \\ 255_{(2)} \\ \vdots \\ 0_{(p)} \end{bmatrix}, \dots, x^p = \begin{bmatrix} x_1^p \\ x_2^p \\ \vdots \\ x_n^p \\ 0_{(1)} \\ 0_{(2)} \\ \vdots \\ 255_{(p)} \end{bmatrix}$$

donde p es el número de patrones que se van a asociar. También se realiza la transformada vectorial de expansión dimensional con un vector similar al *zero-hot* pero utilizamos un -255 en vez del cero y ceros en lugar de los unos.

$$\bar{x}^1 = \begin{bmatrix} \bar{x}_1^1 \\ \bar{x}_2^1 \\ \vdots \\ \bar{x}_n^1 \\ -255_{(1)} \\ 0_{(2)} \\ \vdots \\ 0_{(p)} \end{bmatrix}, \bar{x}^2 = \begin{bmatrix} \bar{x}_1^2 \\ \bar{x}_2^2 \\ \vdots \\ \bar{x}_n^2 \\ 0_{(1)} \\ -255_{(2)} \\ \vdots \\ 0_{(p)} \end{bmatrix}, \dots, \bar{x}^p = \begin{bmatrix} \bar{x}_1^p \\ \bar{x}_2^p \\ \vdots \\ \bar{x}_n^p \\ 0_{(1)} \\ 0_{(2)} \\ \vdots \\ -255_{(p)} \end{bmatrix}$$

Con estos vectores transformados, se crean dos memorias autoasociativas morfológicas: *máx* y *mín*, respectivamente.

$$M = \bigvee_{k=1}^p (\mathbf{x}^k \times (-\mathbf{x}^k)^t) \tag{1}$$

$$W = \bigwedge_{k=1}^p (\bar{\mathbf{x}}^k \times (-\bar{\mathbf{x}}^k)^t) \tag{2}$$

La Etapa 2 es igual que en la BAM Alfa-Beta, es decir, se crea el *Linear Associator* modificado con los patrones de salida y . En la fase de recuperación, la tarea de la Etapa 1 es la de recuperar los vectores similares al *one-hot* y *zero-hot*, de manera que estos vectores se le presenten al *Linear Associator* modificado para tratar de recuperar el patrón correspondiente. En la Figura 3, se puede observar la tarea de la Etapa 1.

La posición k en donde se encuentra el 255 o -255 nos indica a que columna de la matriz del *Linear Associator* tenemos que acceder para obtener el patrón de salida y correspondiente al patrón de entrada x .

3. Diseño

El diseño del diccionario se basó en la investigación de [19], por tanto, se decidió desarrollar un diccionario *click-on/key-in*.

El sistema propuesto está basado en el reconocimiento de patrones. Los patrones a reconocer serán las palabras. Por otra parte, el uso del concepto de memorias asociativas nos permite asociar palabras de diferentes lenguajes, para nuestro caso,

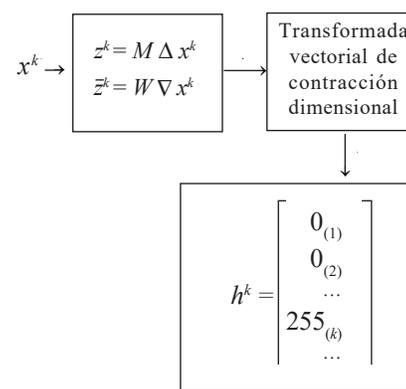


Fig. 3. Diagrama a bloques del proceso de la Etapa 1 en la fase de recuperación.

asociamos palabras en español con su correspondiente traducción en inglés. Por lo tanto, el primer paso es el reconocimiento de patrones. Entonces, cada una de las letras de cada palabra utilizada en el diccionario debe ser codificada con su correspondiente ASCII. El sistema, automáticamente, busca la palabra de mayor longitud y ajusta la longitud de las demás palabras agregándoles ceros. Una vez realizado esto, se procede a crear la memoria autoasociativa bidireccional. A todos los vectores de entrada que representan las palabras en español se les agrega un vector similar al vector *one-hot* para crear una memoria *máx*. También se le agrega a cada vector de entrada un vector similar al *zero-hot*. Cada vector *one-hot* y *zero-hot* tendrá 75 elementos ($p = 75$) debido a que el número total de palabras contenidas en el diccionario es de 75.

Se utilizan las ecuaciones (1) y (2) para implementar la fase de aprendizaje. En una matriz aparte, se guardan las palabras en inglés indicando con un índice la localización de cada palabra. Para la fase de recuperación, se presenta la palabra en español, se convierte a su correspondiente ASCII y se ajusta su longitud. Si se va a procesar con la memoria *máx*, se le agregan 75 elementos al final del vector con valor 255, si se va a procesar con la memoria *mín*, entonces se le agregan 75 elementos con valor -255. El procedimiento de la fase de recuperación es similar al de las memorias asociativas bidireccionales Alfa-Beta [18]. El resultado que se obtiene de la fase de recuperación es el índice que nos indica el lugar en donde se encuentra, dentro de la matriz, la palabra en inglés correspondiente a la palabra en español introducida.

Para crear las memorias autoasociativas morfológicas *máx* y *mín* para la traducción de inglés a español se sigue el mismo algoritmo descrito para la traducción Español-Inglés.

4. Resultados

El sistema traductor Español/Inglés-Inglés/Español, se implementó en una laptop Dell con un procesador Intel Core i3 utilizando el lenguaje de programación Matlab. En la Figura 2 se muestra un ejemplo de pantalla del sistema. Se puede observar que se tiene la opción de cambiar el lenguaje de traducción. Las listas desplegables marcadas con los números 1 y 3 permiten la elección de la palabra. El botón activa la traducción. También se tiene la posibilidad de introducir la palabra mediante el teclado.

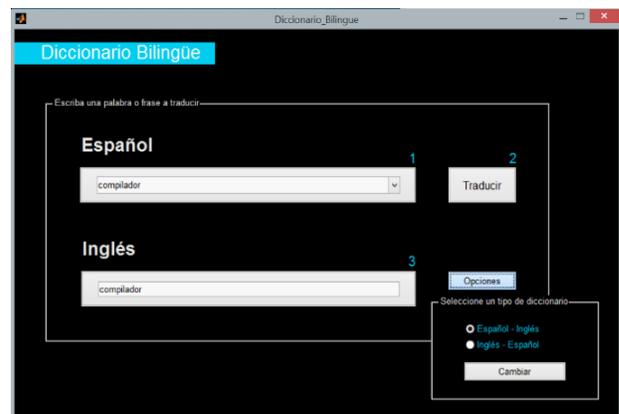


Fig. 4. Ejemplo de la pantalla del diccionario bilingüe asociativo.

Para probar la efectividad de recuperación (reconocimiento de patrones) de la memoria asociativa bidireccional morfológica, se crearon las memorias con diferentes números de palabras. Primero se utilizaron 10 palabras, luego 20, 30 y así sucesivamente hasta llegar a 100, después se incrementó de 100 en 100 el número de palabras hasta llegar a 500. En todos los casos, se recuperaron todos los patrones. En la Tabla 1 se muestran los resultados de recuperación del diccionario bilingüe asociativo.

Cabe mencionar que cuando cambia el número de patrones (palabras) el número de elementos que se agregan a los vectores originales también cambia; por tanto, cuando se le agregan más palabras al diccionario lo que está sucediendo es que se le está agregando más ruido, ya sea aditivo o sustractivo, a los patrones que se van a reconocer. Entonces va a llegar un punto en el que la cantidad de ruido sea demasiado grande y la memoria ya no sea capaz de reconocer los patrones. Esto depende del número de patrones y de la máxima longitud de las palabras introducidas. La máxima cantidad de ruido aditivo o sustractivo que soporta una memoria asociativa es alrededor de 97%. Por lo tanto, la cantidad de palabras (CP) que se pueden manejar para una longitud máxima de palabra fija, LM , y un vector *one-hot* o *zero-hot* con K elementos, siendo la longitud total del vector $CP + LM$, es

$$CP = \frac{(K + LM) * 97}{100}$$

Tabla 1. Porcentaje de recuperación del diccionario bilingüe asociativo dependiendo del número de palabras contenidas.

Núm. de palabras	% de recuperación
10	100
20	100
30	100
40	100
50	100
60	100
70	100
80	100
90	100
100	100
200	100
300	100
400	100
500	100

5. Conclusiones

Las memorias autoasociativas morfológicas no presentan factor de olvido por lo tanto, recuperan todos los patrones aprendidos. En este trabajo se utilizaron este tipo de memorias para implementar un diccionario técnico bilingüe basado en una memoria de traducción. El máximo de palabras que contiene este diccionario es de 500. Con esta cantidad de palabras el diccionario asociativo presentó un 100% en la recuperación, lo que quiere decir que su reconocimiento de patrones es correcto.

Por otra parte, las memorias asociativas morfológicas pueden manejar ruido aditivo o sustractivo con sus memorias *máx* y *mín*, respectivamente. Durante el proceso de recuperación, se le agrega estos tipos de ruido a los patrones que se van a reconocer. Mientras el ruido agregado no rebasa el 97%, la memoria será capaz de reconocer los patrones de manera correcta. Mientras más grande sea la longitud máxima de las palabras o frases que contenga el diccionario mayor será la cantidad de estas que pueden ser almacenadas.

Cabe resaltar que se espera que la MAM bidireccional tenga el mismo comportamiento que la BAM Alfa-Beta, es decir,

que no importando el número de patrones que se van a asociar, la recuperación siempre será correcta: todos los patrones aprendidos son recuperados.

Agradecimientos

Los autores agradecen el apoyo económico de SNI, SIP, EDI y EDD para la realización de esta investigación.

Referencias

- [1] Zerfass A. *Evaluating Translation Memory Systems*. <http://www.mt-archive.info/LREC-2002-Zerfass.pdf>.
- [2] Massion F. *Translation-Memory-Systeme im Vergleich*. Reutlingen Doculine, 2005.
- [3] Lagoudaki E. *Translation Memory Systems: Enlighthening user's perspective*. London: Imperial College, 2006.
- [4] Reinke U. State of the Art in Translation Memory Systems. *Translation: Computation, Corpora, Cognition*. Vol. 3(1), pp 27-48, 2013.
- [5] Deshpande A, A survey: structure of machine readable dictionary, *International Journal of Engineering and Innovative Technology*, Vol. 1(4), pp 27-30, 2012.
- [6] Flati T y Navigli R, *Journal of Artificial Intelligence Research*, Vol. 43, pp 135-171, 2012.
- [7] Nilson NJ, *Inteligencia Artificial: Una nueva síntesis*, McGraw-Hill 2000
- [8] Yáñez C, Acevedo ME, Gómez P, *Modelos asociativos Alfa-Beta*, Editorial CIDETEC-IPN, 2007.
- [9] Vyas P, Kacheria R, HDL based implementation of Palm associative memory. *Asian Journal of Computer Science and Information Technology*. Vol 3(8), pp 109-116, 2013.
- [10] Davidson JL, Hummer F. Morphology Neural Networks: An Introduction with applications. *Circuits Systems Signal Process*. Vol. 12(2), pp 177-210, 1993.
- [11] Ritter GX, Sussner P. An introduction to morphological neural networks. *Proceedings of the 13th International Conference on Pattern Recognition*. Vol. 4, pp 709-717, 1996.
- [12] Ritter GX, Sussner P, Díaz-de-León JL. Morphological Associative Memories. *IEEE Transactions on Neural Networks*. Vol. 9(2), pp 281-293, 1998.
- [13] Steinbuch, K., "Die Lernmatrix", *Kybernetik*, vol. 1, no. 1, pp. 36-45, 1961.
- [14] Willshaw, D., Buneman, O. & Longuet-Higgins, H., "Non-holographic associative memory", *Nature*, no. 222, pp. 960-962, 1969.

- [15] Anderson, J. A., "A simple neural network generating an interactive memory", *Mathematical Biosciences*, vol. 14, pp. 197-220, 1972.
- [16] Kohonen, T., "Correlation matrix memories", *IEEE Transactions on Computers*, C-21, vol. 4, pp. 353-359, 1972.
- [17] Hopfield, J.J., "Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities", *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 79, pp. 2554-2558, 1982.
- [18] Acevedo ME, *Memorias Asociativas Bidireccionales Alfa-Beta*, Tesis Doctoral, CIC-IPN, 2006
- [19] Liu TC, Fan M, Paas F, Effects of digital dictionary format on incidental acquisition of spelling knowledge and cognitive load during second language learning: Click-on vs key-in dictionaries, *Computers & Education*, Vol. 70, pp 9-20, 2014.

Latindex

Sistema Regional en Línea para Revistas Científicas de América Latina, el Caribe, España y Portugal

<http://www.latindex.unam.mx>

Extraction of the Extrinsic Base Resistance of SiGe:C HBTs at 300 K and at 40 K

Eloy Ramírez-García
Gonzalo Pacheco-Álvarez
Omar Ramírez-Sampedro

Instituto Politécnico Nacional,
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica,
Departamento de Telecomunicaciones.
Unidad Profesional "Adolfo López Mateos" Zacatenco,
Col. Lindavista, Del. Gustavo A. Madero, CP 07738,
Ciudad de México.
MÉXICO.

correos electrónicos (email): ramirezg@ipn.mx
gonzalopachecoalvarez@gmail.com
omar_ramirez1890@hotmail.com

Recibido 20-11-2014, aceptado 13-03-2015.

Abstract

This paper introduces the results of the extraction of the extrinsic base resistance reported (R_{Bx}) of a silicon germanium carbon (SiGe:C) heterojunction bipolar transistor (HBT) at room (300 K) and low temperature (40 K). The technique is based on S -parameters and electric modeling. In state-of-the-art SiGe:C HBT R_{Bx} is the parameter that limits the increase the maximum oscillation frequency (f_{MAX}). Hence a technique that permits the R_{Bx} extraction may be useful to designers to improve f_{MAX} performances, and develop applications in the terahertz regime.

Key words: apparent base resistance, intrinsic base resistance, extrinsic base resistance, heterojunction bipolar transistors.

Resumen (Extracción de la resistencia de base extrínseca de un transistor bipolar de heterounión SiGe:C a 300K y 40K)

Este documento presenta los resultados de la extracción de la resistencia de base extrínseca (R_{Bx}) de un transistor bipolar de

heterounión (TBH) silicio germanio carbono (SiGe:C) a temperatura ambiente (300 K) y a baja temperatura (40 K). La técnica se basa en mediciones de los parámetros S y su modelado eléctrico. En el TBH SiGe:C al estado del arte R_{Bx} es el parámetro que limita el aumento de la frecuencia de oscilación máxima (f_{MAX}). Por lo tanto una técnica que permita la extracción R_{Bx} puede ser útil para los diseñadores para mejorar el rendimiento f_{MAX} , esto con el fin de desarrollar aplicaciones en el régimen de terahertz.

Palabras clave: inteligencia artificial, memorias asociativas, reconocimiento de patrones, memoria de traducción.

1. Introduction

The constant demand for applications with high bandwidth requires improving the dynamic performances of semiconductor devices used in communications equipment. Moreover, nowadays there has been a growing interest in developing low noise amplifiers for terahertz regime [1]. One of the most used semiconductor devices to develop such applications is the silicon germanium carbon (SiGe:C) heterojunction bipolar transistor (TBH), here after these devices will be referred as SiGe HBTs. SiGe HBTs have already demonstrated a maximum oscillation frequency (f_{MAX}) of 500 GHz [2] at room temperature.

Moreover, SiGe HBTs developed using a standard architecture (double poly-silicon/selective epitaxial growth) the f_{MAX} is limited by the extrinsic base resistance (R_{Bx}) [3]. Hence, a proper quantification of the contributions of the apparent base resistance (R_B), $R_B = R_{Bx} + XR_{Bi}$ where R_{Bx} and R_{Bi} are respectively the extrinsic and intrinsic base resistances, and X is the base collector distribution factor [4]. The knowledge of all these parameters should be useful to further improve f_{MAX} and microwave noise (MWN) performances [5].

This work is devoted to describing the extraction strategy of R_{Bx} in advanced SiGe:C HBTs. Section two is devoted to describe SiGe:C devices, section three highlights the static (DC) and dynamic (AC) performances, section four explains the extrinsic base resistance (R_{Bx}) extraction method.

2. Device description and electric model

Measurements are performed between 40 K and 300 K in an open-cycle liquid helium cryostat with *in situ* two movable coplanar probes (IEF-Paris XI). The samples and an impedance standard substrate are in vacuum and they are fixed on the cooled chuck. Probes arms are directly cooled with liquid nitrogen to reduce the heat transfer from the probes to the sample, and to control the thermal gradient along the coaxial waveguides. The *S*-parameters are measured between 50 and 18 GHz at room temperature and at 40 K between 50 MHz and 45 GHz, with a SOLT calibration performed at each temperature. The transistor measurements are "open" de-embedded [6]. The unity current gain frequency (f_T) is extracted with an automatic and robust method described in [7], and f_{MAX} is obtained with a constant value of $(U)^{1/2}$ over the high frequency range, where U is the Mason's gain.

We characterized SiGe HBTs developed by STMicroelectronics. These components are named T1, they have different emitter surface ($S_E = 0.13 \cdot 3.7$ or $0.13 \cdot 5.74 \text{ m}^2$) but the same base parameters: $N_{AB} = 3 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$. We had access to HBTs with two different emitter lengths (and only one emitter width equal to $0.13 \text{ }\mu\text{m}$). Their emitter areas are named $S_{E1} = 0.13 \cdot 3.7 \text{ m}^2$ and $S_{E2} = 0.13 \cdot 5.74 \text{ m}^2$ with a concentration of Ge = 15-20%. Further details of this HBT technology can be found in [8].

The equivalent electric circuit of the bipolar transistor is a representation of their electrical behavior in the harmonic regime (AC). This circuit consists of a set of two-terminal elements - inductors, abilities, strengths and sources of voltage-controlled current in one of its two possible configurations: *T* or Π . In this work we used the Π configuration, see Fig. 1 (a).

The parameters depicted in figure 1 (a) are the extrinsic base resistance (R_{Bx}), the intrinsic base resistance (R_{Bi}), the distribution factor (X) between the apparent base resistance (R_B) and the base-collector junction capacitance (CBC), and the emitter access resistances (R_E). The extraction of the triplet $\{R_{Bx}, X, R_{Bi}\}$ will be described in detail later. R_{Π} , g_m , C_{Π} and τ_{Π} have their standard meaning [9]. The value of R_C is equal to $14.5 \text{ }\Omega$ (for a device with S_{E1}). The method to determine R_C is highlighted in [10] for a SiGe HBT with a collector similar to the devices presented in this work.

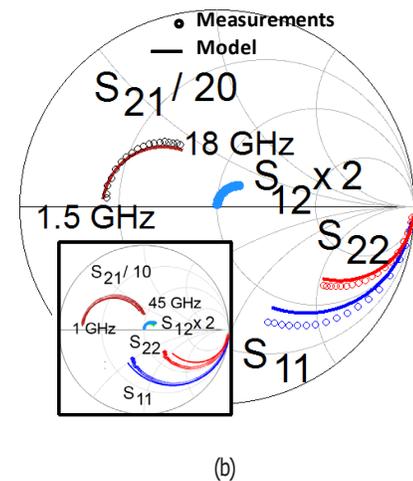
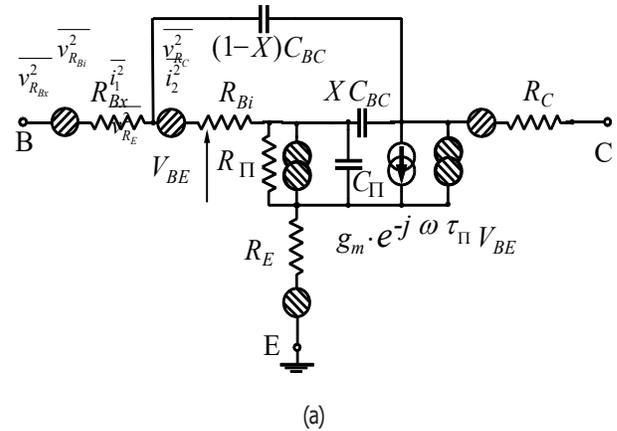


Fig. 1. (a) Π Equivalent circuit of the SiGe HBT. (b) *S* parameters modelled and measured *S* parameters at 300 K, $J_C = 7.23 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ and $V_{CE} = 1.22 \text{ V}$, at 40 K (inset), $J_C = 6.80 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ and $V_{CE} = 1.37 \text{ V}$.

We used an analytical-based method to extract a part of the small-signal parameters. The emitter resistance (R_E) is obtained from the extrapolation of $\text{Re}(Z_{12})$ at infinite emitter current. The apparent base resistance (R_B) can be obtained from $\text{Re}(Z_{11} - Z_{12})$ in the low frequency region of the measurement, and the base-collector capacitance (C_{BC}) is extracted from $I_m(Z_{22} - Z_{21})$. Remaining parameters such as the base-emitter (BE) dynamic resistance (R_{Π}), the BE capacitance (C_{Π}), the transconductance (g_m), and its high frequency in-excess delay (τ_{Π}) were determined by error minimization between measured and simulated *S*-parameters [10].

Figure 1 (b) highlights the good agreement between the modeled (continuous lines) and measured (circles) S -parameters at both temperatures and at the bias levels described in the caption. We point out that we obtained the same agreement for all bias levels of the characterized devices (at room and 40 K). Finally, these results show that our equivalent circuit extraction procedure is reliable.

3. DC and AC characteristics

We point out that we decided to represent only two temperatures (300 K and 40 K) in figures 2, 3 and 4 for clarity. Moreover for other temperatures our findings concerning DC and AC performances have the same trend as those reported in [12] and references therein.

Fig. 2 introduces the Gummel plot of T1 only at two temperatures at 300 K and at 40 K. The temperature behavior can be described as follows: First, according to the current-voltage dependence, the base-emitter voltage (VBE) should increase at low temperature to have the same collector current density (J_C), because of the reduction in the carrier intrinsic concentration and the increase of the band-gap. From 300 K to 77 K, the intrinsic carrier concentration varies more than 30 orders in magnitude [12]. The device has a good quality in the base emitter junction as demonstrated by the Gummel graphs (Fig. 2 and Fig.3). The range of linearity is observed at low bias voltage (.5V a .8V).

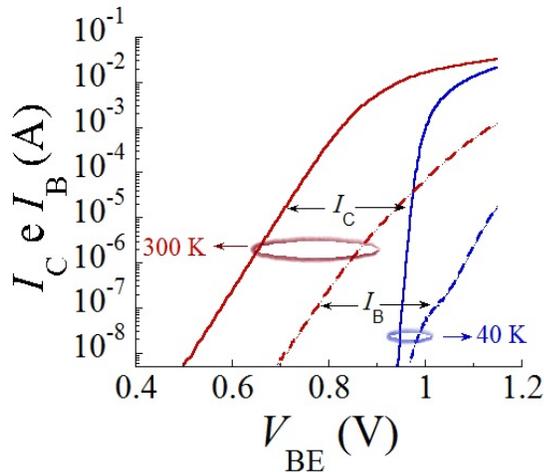


Fig. 2. Gummel plot (I_C and I_B as a function of V_{BE}) at 40 y 300 K.

As shown in Fig. 3, the current gain (β) increase with decreasing temperature because $\Delta E_V - \Delta E_{gE}$ keeps positive at all temperatures. The explanation of the evolution of β as a function of V_{BE} is as follows: Starting from low values of J_C , non-ideal components in the base current lead to the increase of β with J_C . The magnitude of the non-ideal current component dominates the low current regime at low temperature and pushes the apparent maximum value of β to higher J_C . From moderate to high J_C , β decreases because of the reverse early effect (base width modulation at the B_E junction). This effect is magnified at low temperature [11]. When V_{BE} or J_C increases the BE space charge region (SCR) is modulated giving a lower effective ΔE_V from base side to emitter side of the SCR which controls hole injection into the emitter. Finally, at high J_C , β collapses because of the apparition of the Kirk effect. Fig. 4 depicts a maximum β of 1900 at room temperature and around 20,000 at 40 K.

Moreover, the current gain has a positive exponential dependence on the reciprocal temperature. This can be expressed as [13]:

$$\beta(T; \Delta E_{gE}; \Delta E_{gB}) \propto \exp[(\Delta E_{gB} + \Delta E_V - \Delta E_{gE})/k_B T] \quad (1)$$

where ΔE_{gB} and ΔE_{gE} are the bandgap narrowing (BGN) of the base and of the emitter, respectively, ΔE_V is the valence band discontinuity at the BE heterojunction, and $k_B T$ is the thermal energy. The conduction band discontinuity is negligible so it can be written $\Delta E_G = \Delta E_V \approx \Delta E_G$ causes the increase of the electron current density at fixed BE voltage.

Fig. 4 depicts the results of the measurements of f_T and f_{MAX} at the two temperatures (300 K and 40 K).

To describe the behavior of f_T as a function of I_C , we will use the following formula:

$$f_T \approx \frac{1}{2\pi\tau_{BC}} = \frac{1}{2\pi(\tau_E + \tau_C + \tau_B + r_E(C_{BE} + C_{BC}) + (R_E + R_C)C_{BC})} \quad (2)$$

where $r_E(C_{BE} + C_{BC})$, with $r_E \approx k_B T/qI_E$, is the charging time of the base-emitter junction, τ_B and τ_C are, respectively, the transit time of the base, and collector; all the other parameters have been already defined.

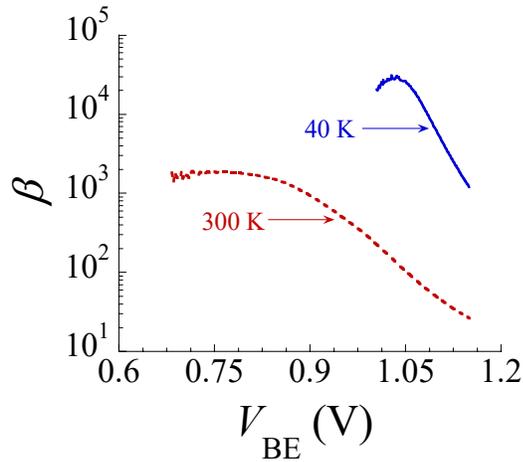


Fig. 3. DC current gain (β), Ge = 15-20%, $N_{AB} = 2.5 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ at 40 K (continuous line) and 300 K (discontinuous line).

As highlighted by relation (2), and at fixed temperature, f_T increases with I_C because the term $r_E(C_{BE} + C_{BC})$ decreases as I_C progresses ($I_C \approx I_E$, if $\beta \gg 1$). In fact, time within the SiGe HBTs and at low polarization $r_E(C_{BE} + C_{BC})$ is the highest dominating delay time.

At low temperatures, and at affixed I_C , f_T increases because τ_B and τ_C and the charging time $(R_C + R_E)C_{BC}$ improve. τ_B and τ_C improve because the interaction carrier-phonon decrease and because the carrier saturation velocity increases at low temperature [14] and references therein. $(R_C + R_E)C_{BC}$ improve because at low temperature the better carrier dynamics diminishes the access resistances R_C and R_E (around 15%), and because CBC improves by 12% when T decreases from 300 K to 40 K. All these reasons explain the better f_T performances at 40 K.

Figure 4 shows that f_{MAX} improves as a function of I_C up to the apparition of high level injection phenomena such as the Kirk effect. To understand this trend we will use the following relation of f_{MAX} :

$$f_{MAX} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi R_B C_{BC}}} \quad (3)$$

where most parameters have been already defined.

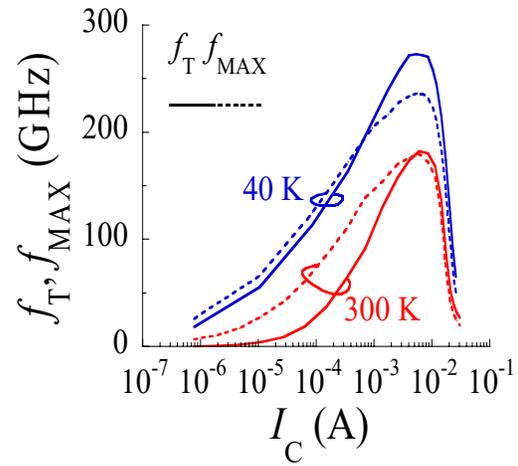


Fig. 4. Transition frequencies (f_T and f_{MAX}) at 300 K and 40 K as a function of collector current (I_C).

As demonstrated by (3) the squared of f_{MAX} is directly proportional to f_T . Hence, at fixed temperature, f_{MAX} improves with I_C because the diminution of the charging time $r_E(C_{BE} + C_{BC})$.

At fixed I_C , f_{MAX} improve with decreasing temperature because of the f_T improvement and because the term $R_C C_{BC}$ also decreases with T, for the reasons already described.

4. Apparent base resistance elements separation

The factors affecting the access resistances of the bipolar devices are temperature (if the temperature decreases improve access resistances), the geometry of the device (the larger the emitter surface is, the lower the parasitic resistances are).

However, in the literature on the subject never a quantitative mention of how these factors (temperature and geometry) affects access resistances of bipolar components. In this section we will introduce some results of the extraction of extrinsic base resistances and the impact of temperature on their amplitudes.

The apparent base resistance (R_B) is obtained from measured S parameters from which we can obtain Z parameters:

$$R_B = \text{Re}(Z_{11} - Z_{12})|_{I_f} = R_{Bx} + XR_{Bi} \quad (4)$$

where "lf" stands for low frequency ($f < 5$ GHz) [5].

Once R_B is known this can be plotted in inverse function of the collector model (I_C). R_{Bx} is extracted from a linear regression and then extrapolating R_B to $1/I_C \rightarrow 0$. Fig. 5 summarizes this process. This R_{Bx} extraction strategy is possible because R_{Bx} is independent of I_C [4].

Table 1 reports the results of the extraction of R_{Bx} of the two HBTs varying in emitter surface (S_E) and at two temperatures. These results were extracted using the method already described.

Results introduced by table 1 show that R_{Bx} is inversely proportional to the length of the transistor emitter L_E —here $L_{E2} = 3.7 \mu\text{m}$ for R_{Bx21} or $5.74 \mu\text{m}$ for R_{Bx23} —, hence $L_{E2}/L_{E21} = 1.55$. Please note that from the results reported in Fig. 5 $R_{Bx21}/R_{Bx23} = 1.58 \approx L_{E23}/L_{E21}$ at 300 K, and $R_{Bx21}/R_{Bx23} = 1.68$ at 40 K.

These results demonstrate that the extraction methodology is proper because the results of R_{Bx21} and R_{Bx23} follow the scaling of L_E .

5. Conclusions

This paper presented a reliable technique for the separation of the extrinsic base resistance, R_{Bx} , and we demonstrate that

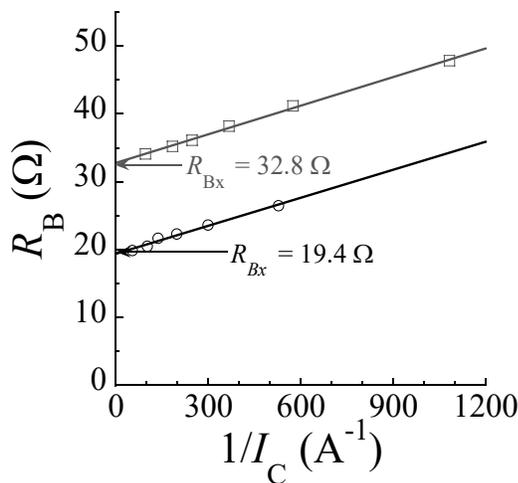


Fig. 5. Apparent base resistance (R_B) as a function of the inverse of the collector current ($1/I_C$) at 40 K and for two emitter surfaces: $S_{E21} = 0.17 \times 3.7 \text{ m}^2$ (R_{Bx21}) and $S_{E21} = 0.17 \times 5.74 \text{ m}^2$ (R_{Bx23}).

Table 1. Extracted extrinsic base resistance (R_{Bx}) at two temperatures, device T1 and for two emitter surfaces: $S_{E21} = 0.17 \times 3.7 \text{ m}^2$ (R_{Bx21}) and $S_{E21} = 0.17 \times 5.74 \text{ m}^2$ (R_{Bx23}).

Element	300 K	40 K
R_{Bx21}	32.6	20.6
R_{Bx23}	32.8	19.4

this technique is valid at room and low temperatures (300 K and 40 K). This extraction avoids the usage of geometric criteria to extract R_{Bx} . This method is based on the use of S-parameter measurements at low frequency range ($f < 5$ GHz) and electrical modeling. The results demonstrated that R_{Bx} scales with the emitter length (LE) at 300 K and at 40 K.

A remarkable feature is that, to the authors' knowledge, this is the first time that R_{Bx} is obtained at two different temperatures (300 K and 40 K) for advanced SiGe:C HBTs.

Finally, this technique may be useful to designers to improve dynamic performances of f_{MAX} of state-of-the-art SiGe:C HBTs.

Acknowledgments

Authors would like to thank STMicroelectronics and A. Chantre for providing the devices

References

- [1] D Russel, et al. Low-Power Very Low-Noise Cryogenic SiGe IF Amplifiers for Terahertz Mixer Receivers. *IEEE Microwave Theory and Tech.*, 60, pp 1641-1648, 2012.
- [2] B. Heinemann et al. SiGe HBT Technology with f_t/f_{MAX} of 300GHz/500GHz and 2.0 ps CML Gate Delay. *Proc. of the Int. Electron Dev. Meet.*, pp 30.5.1-4, Dec. 2010.
- [3] E. Canderle et al. Extrinsic base resistance optimization in DPSA-SEG SiGe:C HBTs. *Proc. BiCMOS*, pp. 1-4, 2012.
- [4] N. Zeronian, F. Aniel, M. Riet, B. Barbalat, P. Chevalier, A Chantre. Parasitic electrostatic capacitance of high-speed SiGe Heterojunction bipolar transistors. *Solid State Elec.*, 53, pp.483-489,2009.
- [5] E. Ramirez-Garcia et al. Germanium content and base doping level influence on extrinsic base resistance and dynamic performances of SiGe:C heterojunction bipolar transistors. *Semicond. Science and Tech.*, 29, 095020, 2014.

- [6] P.J. Van Wijnen, H.R. Claessen, E.A. Wolsheimer. A new straight forward calibration and correction procedure for "On wafer" high frequency S-parameters measurements (45 MHz - 18 GHz). Presented at *IEEE International Electron Devices Meeting* 1989. p. 70-73.
- [7] N. Zerounian, F Aniel, R Adde. Complex current gain and cutoff frequency determination of HBTs. *IEE Electronics Letters* 2000; 36:1236-37.
- [8] P. Chevalier et al. 230-GHz Self-Aligned SiGeC HBT for Optical and Millimeter-Wave Applications. *J. of Solid-State Circuits*, 40, pp. 2025-2034, 2005.
- [9] A. Oudir et al. Direct Extraction Method of HBT Equivalent-Circuit Elements Relying Exclusively on S-Parameters Measured at Normal Bias Conditions. (*IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, 59, 1973-1982, 2011.
- [10] E. Ramirez-Garcia et al. SiGe:C HBT transit time analysis based on hydrodynamic modeling using doping, composition and strained dependent SiGe:C carriers mobility and relaxation time. *Solid-State Electron.* 61, pp. 58-64, 2011.
- [11] D.M. Richey, et al. Evidence for non equilibrium base transport in Si and SiGe bipolar transistors at cryogenic temperatures." *Solid State Electron.*, 39, 785-789, 1996.
- [12] J.D. Cressler, et al. On the profile Design and Optimization of Epitaxial Si and SiGe-base bipolar technology for 77 K applications. Part I. (*IEEE Trans. Electron Dev.*, 40, pp 525-541, 1993.
- [13] J.D. Cressler, JH Comfort, EF Crabbé, GL Patton, JMC Stork. On the profile design and optimization of epitaxial Si-and SiGe-base bipolar technology for 77 K applications. Part I. *IEEE Trans Electron Dev.*, pp 525-41 , 1993.
- [14] E. Ramírez-García. Análisis experimentas y modelado de ruido de de alta frecuencia en tansistores bipolares de heterounion (TBH) para Aplicaciones en Telecomunicaciones, Tesis de Doctorado, Instituto Politécnico Nacional, pp. 70-74, 2012.

Latindex

Sistema Regional en Línea
para Revistas Científicas
de América Latina,
el Caribe, España
y Portugal

<http://www.latindex.unam.mx>

Estudio del contenido total de electrones (TEC) sobre el territorio mexicano

Víctor José **Gatica-Acevedo**
Miguel **Sánchez-Meraz**
Carlos **Sosa-Paz**

Instituto Politécnico Nacional,
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica,
Sección de Estudios de Posgrado e Investigación.
Unidad Profesional "Adolfo López Mateos" Zacatenco,
Col. Lindavista, Del. Gustavo A. Madero, CP 07738,
Ciudad de México.
MÉXICO.

correos electrónicos (email):
vgaticaa1300@alumno.ipn.mx
mmeraz@ipn.mx
csosapaz@gmail.com

Recibido 10-11-2014, aceptado 14-03-2015.

Resumen

Este trabajo presenta una evaluación del contenido total de electrones (TEC) sobre el territorio mexicano. El TEC es el parámetro que cuantifica el estado de la ionósfera terrestre, afectando la propagación de las señales electromagnéticas que la atraviesan. Alrededor del mundo varias agencias se ocupan de monitorear el TEC con el objetivo de prevenir afectaciones en los sistemas tecnológicos, principalmente en los sistemas de navegación basada en satélite y de telecomunicaciones. La medición del TEC se realiza principalmente a través de redes integradas por receptores GNSS (Sistema Global de Navegación por Satélite). México se encuentra cercano al ecuador magnético, región en donde se presenta una alta actividad ionosférica, representando variaciones importantes en el TEC y grandes afectaciones en los sistemas de base tecnológica. Los resultados presentados en este trabajo son relevantes para el sector de las telecomunicaciones,

poniendo énfasis en aplicaciones satelitales como la navegación basada en satélite (aplicaciones GNSS) que requiere altos grados de precisión e integridad.

Palabras clave: GNSS, ionosfera, TEC, monitoreo ionosférico.

Abstract (Study of the Total Electron Content (TEC) over the Mexican Territory)

This paper presents the results of an assessment of the Total Electron Content (TEC) over the Mexican territory. TEC is a parameter that let us monitor the status of the ionosphere and its affectation on the propagation of electromagnetic signals which travel through. Many agencies around the world monitor the TEC in the ionosphere in order to prevent risk situations on technological systems, such as the satellite-based navigation systems and satellite telecommunications system whose receive their signals from the space. TEC measurements are performed by using a network of GNSS (Global Navigation Satellite Systems) receivers. Mexico is close to the equatorial geomagnetic region, i.e., it is a region with the presence of high ionospheric activity, which results on huge TEC variations and their effects on technological systems. This situation highlight the importance of deploying TEC monitoring systems for Mexico. Results presented in this paper are quite important for the telecommunications sector, with emphasis on those satellite applications (for example, GNSS applications) which demands high levels of integrity and accuracy.

Key words: GNSS, TEC, ionosphere, ionospheric monitoring system.

1. Introducción

La región ionosférica se define como la capa de la atmósfera que se encuentra entre los 60 a 1500 km de altura sobre la superficie terrestre. Generalmente se subdivide en tres capas: Capa D, E y F. La estructura de la ionosfera varía en función de la actividad solar y del campo magnético terrestre, siendo el contenido total de electrones (o TEC por sus siglas en

inglés) uno de los principales parámetros para medir dicha variación. La ionosfera es un medio dispersivo de las ondas electromagnéticas que cambia su velocidad de propagación. Particularmente para las señales que operan en la banda L utilizadas por los Sistemas Globales de Navegación Satelital (GNSS) experimentan un retardo debido a su paso a través de la ionosfera que resulta en errores de posicionamiento del orden de los 100 metros [1]. El rango de error introducido por la afectación de la ionósfera es proporcional al TEC que se encuentra en la trayectoria satélite-receptor.

Los usuarios GNSS disponen de dos métodos para corregir el error ionosférico: 1) a través de modelos (teórico-empírico) ionosféricos, y 2) a través de la generación de mapas de TEC generados a partir del monitoreo en tiempo real de la ionosfera [2]. Existen varios modelos ionosféricos entre los que destacan los siguientes: el modelo de Ionosfera de Referencia Internacional (IRI), el modelo Klobuchar y el modelo de NeQuick. Estos modelos generan perfiles de TEC en función principalmente de la altitud, el año (respecto a los ciclos solares), época del año y ubicación geográfica. Estos modelos emplean datos adicionales obtenidos a través de misiones espaciales e incorporando información proveniente de otros instrumentos de sondeo.

Estos modelos han servido como base para las tareas de ajuste de los mapas de TEC generados por diversas agencias como son: el Servicio de GNSS Internacional (IGS), el Centro de Determinación de Órbita Europeo (CODE), el Jet Propulsion Laboratory (JPL) y la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC) [3]. El trabajo de adaptación del modelo IRI a partir de mediciones GNSS realizados por [4] en África, la comparación de los valores del TEC calculados respecto a las distintas variantes de los modelos IRI y NeQuick realizado por [5] sobre la región del hemisferio Norte, así como el estudio regional de la ionosfera realizado en Sudamérica por [6] para su integración al desarrollo de un sistema de aumentación basado en Tierra (GBAS), resaltan la importancia de realizar trabajos para la adaptación (o calibración) de modelos ionosféricos sobre diferentes regiones del planeta. Esta tarea es muy importante para evaluar y monitorear las afectaciones de la ionósfera sobre diversos sistemas tecnológicos, principalmente aquellos basados en el uso de señales GNSS. Sobre la región del continente Americano, la Administración Nacional de Océano y Atmosfera (NOAA) de los Estados Unidos pone a disposición mapas del TEC [7]. Dichos mapas ofrecen información del contenido electrónico de la ionósfera sobre la

región Norte del continente, incluyendo al territorio Mexicano. El objetivo de este trabajo es analizar los valores de TEC obtenidos a partir de los mapas que generan las agencias NOAA e IGS para el territorio mexicano. Se presenta la comparación de los reportes emitidos por estas agencias con mediciones del TEC realizadas a través de receptores GNSS instalados dentro del territorio de México. Posteriormente se presenta una comparación de los modelos ionosféricos IRI y Klobuchar respecto a las mediciones del TEC para la zona con mayor proximidad al ecuador geomagnético. Los resultados presentados en este trabajo buscan servir como base para impulsar el desarrollo de un sistema de monitoreo en tiempo-real compuesto por receptores GNSS que reporte el estado de la ionósfera. Este sistema busca apoyar la operación segura de los sistemas tecnológicos susceptibles a las afectaciones de la ionosfera, como son las telecomunicaciones y los sistemas de navegación basada en satélite.

1.1. Sistema Global de Navegación por Satélite (GNSS) y monitoreo ionosférico

Los GNSS son el conjunto de elementos desplegados en tierra y en el espacio, que tienen como misión proporcionar el servicio de posicionamiento-navegación-temporización (PNT) por medio de señales electromagnéticas [8]. Las principales constelaciones GNSS están conformadas por los sistemas: GPS, GLONASS, Galileo y BeiDou (estos dos últimos actualmente están en fase de desarrollo). Los GNSS son vulnerables a las condiciones del clima espacial [9][10], siendo el retardo ionosférico la principal fuente de error. Existen varias técnicas que ayudan a mitigar el retardo ionosférico y como consecuencia incrementan la precisión e integridad del posicionamiento mediante GNSS. Las técnicas de doble frecuencia, las correcciones emitidas por sistemas de aumentación y los modelos ionosféricos, son los métodos principalmente empleados que corrigen este error y mejoran la precisión del GNSS [11]. Sin embargo, esta afectación ha permitido utilizar a los GNSS como una herramienta para el monitoreo ionosférico, permitiendo medir varios parámetros ionosféricos, entre ellos el TEC. La recolección continua de datos a través de redes compuestas por receptores GNSS alrededor del mundo ha permitido generar mapas del TEC con diferentes resoluciones de tiempo [12]. Los receptores GNSS generan datos de observables a partir de las frecuencias $L1$ y $L2$, considerando principalmente dos parámetros: el retardo de los pseudoranges (ρ) y las fases de las portadoras (Φ). El retardo

ionosférico I es proporcional al TEC presente entre la trayectoria de las señales L1 y L2, expresándose de la siguiente manera:

$$I = \frac{40.3}{f^2} TEC \quad (1)$$

El TEC se mide en electrones por m^2 , definiendo la unidad TECU ($1 \text{ TECU } e = 1 \times 10^{16} / m^2$), en donde 1 TECU provoca un retardo equivalente a 0.163 metros en la señal L1 y de 0.267 metros en la señal L2 [13]. Por lo tanto se puede considerar que existe una diferencia de 10 cm entre las señales L2 y L1, correspondiendo a 1 TECU de contenido electrónico y se expresa matemáticamente como:

$$TEC = \frac{\rho_{L1} - \rho_{L2}}{0.104 \text{ mTECU}^{-1}} \quad (2)$$

En donde los seudorangos (ρ_{L1} y ρ_{L2}) son proporcionados por los receptores GNSS multifrecuencia en unidades de metros. El contenido total de electrones vertical (VTEC) observado en un punto sub-ionosférico se calcula utilizando la siguiente función de mapeo [12]:

$$VTEC = TEC \cdot \cos \left[\arcsin \frac{R_e \cos(\theta)}{R_e + h} \right] \quad (3)$$

En donde R_e es el radio de la Tierra (6371.2 km), h es la altura de la ionosfera respecto a la superficie terrestre (350 km), y θ corresponde al ángulo de elevación entre satélite-receptor dado en grados. Utilizando este principio y corrigiendo errores instrumentales conocidos como *desviaciones de código diferenciales* (DCB), es como varias agencias y centros de investigación generan mapas de TEC regionales y globales [11][13]. En la región norte del continente americano, la NOAA de los Estados Unidos gestiona una red de receptores GNSS conocida como Estaciones de Referencia de Operación Continua (CORS). Los datos registrados por la CORS, así como los mapas de TEC generados para la región de Norteamérica, son accesibles a través de las direcciones web <http://geodesy.noaa.gov/CORS> y <http://www.swpc.noaa.gov>, respectivamente.

1.2. Modelos ionosféricos

A principios del siglo pasado, la interacción de las señales electromagnéticas con el medio ionosférico despertó el interés por comprender y modelar dicha región. Varios modelos, tanto teóricos como empíricos han sido propuestos y aceptados como referencias para la descripción del medio ionosférico, mejorándose estos a través de la incorporación de datos provenientes del GNSS. El trabajo de Arbesser-Rastburg [14] muestra los principales modelos ionosféricos que son gran interés en aplicaciones GNSS:

- Modelo de Ionosfera de Referencia Internacional (IRI). Es un modelo empírico desarrollado por el Comité de Investigación Espacial (COSPAR) y la Unión Internacional de Radio Ciencia (URSI) a comienzos de 1968 [16]. El modelo IRI es capaz de describir la densidad electrónica, la temperatura iónica, composición y el contenido total de electrones (TEC) para una fecha, hora y posición específica.
- Modelo de Klobuchar. En la década de los 80 [12] presentó un algoritmo para corregir el retardo ionosférico para receptores GPS monofrecuencia. Este modelo se basa en la representación del retardo ionosférico por medio de una función coseno, el cual mantiene su fase cero a las 14:00 horas tiempo local y una constante de tiempo nocturna de 5 nanosegundos. La amplitud y el periodo de esta curva son generadas a partir de polinomios de tercer grado, los cuales dependen de la hora local y de la latitud geomagnética. Los coeficientes de estos polinomios son calculados por el segmento de control del GPS y son incorporados dentro del mensaje de navegación.
- Modelo NeQuick. Este modelo es la propuesta para la corrección del retardo ionosférico para los receptores monofrecuencia que usen la constelación Galileo. Fue desarrollado por Radice [15], consistiendo en un modelo de la densidad electrónica 3D y dependiente del tiempo, el cual proporciona la densidad electrónica en función de la posición y el tiempo [16]. Este modelo permite obtener el TEC calculando la densidad electrónica presente en la trayectoria satélite-receptor.

Estos modelos presentan limitaciones principalmente en las predicciones del perfil electrónico superior de la ionosfera

[17]. El desarrollo de instrumentos de sondeo, datos registrados por receptores GNSS instalados alrededor del mundo, así como misiones espaciales como TOPEX/POSEIDON, han permitido obtener datos a diferentes altitudes los cuales ayudan a mejorar los modelos ionosféricos [18].

2. Análisis del TEC sobre el territorio mexicano

En México se encuentran instalados 22 receptores GNSS asociados a la CORS, de los cuales se tiene acceso a los datos registrados a través de los archivos RINEX (*Receiver Independent Exchange*). Los archivos RINEX almacenan la información de las medidas del código del pseudo-rango (ρ_{L1} , ρ_{L2}) y fase de portadora (Φ_{L1} , Φ_{L2}) de las señales captadas por los receptores GNSS [19]. La Figura 1 muestra un mapa con la ubicación de los receptores GNSS utilizados en este trabajo para la medición del TEC. La Tabla 1 presenta las coordenadas de dichas estaciones GNSS. En este estudio se consideraron los valores de las Desviaciones de Código Diferencial (DCB), tanto de los satélites GPS y de los receptores, los cuales son necesarios para realizar estimaciones del TEC con mayor precisión [20][21]. Empleando los valores de pseudo-rango obtenidos de los RINEX y aplicando las expresiones definidas en (1) y (2), se calculó el valor del TEC registrado por cada receptor, empleando registros del año 2013. Para procesar los archivos RINEX se empleó la herramienta informática "gLAB", la cual es de uso libre y fue desarrollada por el grupo de investigación de Astronomía y Geomática (gAGE) de la Universidad Politécnica de Catalunya (J. Sanz Subirana 2013). Se utilizó la función de mapeo definida en (3), con la cual se obtiene el TEC vertical (VTEC) medido por cada receptor. Por razones prácticas, nos referiremos al VTEC como TEC a partir del resto del documento. Con esto se ha definido el escenario en el cual se realizó la evaluación del TEC, destacando la consideración de receptores instalados en distintas latitudes del territorio Mexicano. La ionosfera terrestre varía respecto a la ubicación en tierra principalmente en la componente latitudinal, debido a la variación del ángulo cenit respecto al Sol. Por esta razón toman relevancia las estaciones con receptores GNSS instalados en Mexicali y Oaxaca, ubicados en los puntos extremos de México.

2.1. Comparación del TEC medido respecto a los reportes emitidos por la NOAA y el IGS

Esta sección presenta un análisis comparativo entre los reportes de TEC emitidos por la NOAA y el IGS, respecto a



Fig. 1. Mapa de estaciones GNSS utilizadas.

mediciones de TEC realizadas a partir de los receptores GNSS que integran nuestro escenario de análisis. Tanto la NOAA como el IGS emplean diferentes técnicas de sondeo para la generación de mapas de TEC, en este sentido resulta importante identificar a cual referencia tienden a ajustarse las mediciones del TEC. La NOAA coloca a disponibilidad sus mapas de TEC en archivos de texto generados a través de la página web <http://www.ngdc.noaa.gov/stp/IONO/USTEC/products>. El IGS proporciona archivos llamados IONosphere Map Exchange (IONEX) en los que se encuentran los mapas globales de TEC generados por esta agencia [22]. El TEC fue medido tomando los registros de pseudorángos generados por cada receptor durante 5 días continuos, aproximadamente a la mitad de cada mes del año. Los valores de TEC medidos fueron promediados a intervalos de una hora durante cada día. Posteriormente se obtuvo el valor representativo para cada hora del día de un mes en particular como el promedio del TEC considerando las mediciones a la misma hora en

Tabla 1. . Ubicación de los receptores GNSS utilizados en este trabajo.

Estación receptora GNSS	Latitud	Longitud
AGUASCALIENTES	21.856111°N	102.284167°W
LA PAZ	24.145000°N	110.330556°W
MEXICALI	32.632778°N	115.475556°W
OAXACA	17.078333°N	96.716667°W

cada uno de los 5 días de la medición. Los meses seleccionados para realizar el análisis fueron marzo y diciembre, en los cuales se presenta el inicio de la primavera y del periodo invernal respectivamente en el hemisferio Norte.

Las Figuras 2 y 3, presentan las gráficas del comportamiento del TEC correspondientes a los meses de marzo y diciembre, respectivamente, registrado durante un periodo de 24 horas para cada ubicación. Es posible apreciar en las gráficas que los valores máximos de TEC los reporta la NOAA, presentando diferencias respecto a las otras curvas por encima de los 50 TECU durante el mes de marzo y 40 TECU durante el mes de diciembre. Analizando las gráficas de los meses de marzo y diciembre, correspondientes a Mexicali, se aprecia que las curvas de TEC presentan el nivel máximo en diferentes horas del día (desfasamiento), mientras que en las demás ubicaciones este desfasamiento es menor, variando entre el intervalo de las 12 a las 18 horas TL (Tiempo Local). Por otra parte, los valores máximos de TEC entre las curvas obtenidas de los receptores y las reportadas por el IGS presentan diferencias mínimas, particularmente en el receptor Aguascalientes tienden al mismo valor (41 TECU) en la gráfica de la Figura 2. Respecto a las gráficas correspondientes a los receptores de La Paz, Aguascalientes y Oaxaca, es posible apreciar que las curvas de TEC tienden a ajustarse mejor, particularmente las correspondientes al mes de diciembre (Figura 3). Aunque siguen presentes desfasamientos del orden de entre 2 y 3 horas respecto los valores máximos, se aprecia un comportamiento regular en comparación con las curvas de TEC generadas por el receptor de Mexicali. Respecto al gráfico correspondiente al receptor Oaxaca, es posible apreciar que las tres curvas del mes de Diciembre tienden a empatar respecto al comportamiento del TEC, presentando desfasamientos de menor magnitud respecto a los reportes de la NOAA y el IGS. Se aprecian algunos cambios abruptos para la curva del TEC reportado por la NOAA a las 9 horas TL, lo cual no es reportado por el IGS y no fue detectado por las mediciones. Esto podría indicar la generación de valores atípicos del método empleado por la NOAA para la generación de las estimaciones de los mapas de TEC. Sin embargo, se aprecia que en latitudes más bajas, las curvas del comportamiento del TEC tienden a empatarse, particularmente las del TEC medido y el TEC reportado por IGS. Las diferencias entre los valores emitidos por la NOAA y el IGS se atribuyen a las técnicas de mapeo que emplea cada agencia para generar los mapas de TEC. La NOAA utiliza la técnica de mapeo basada en funciones empíricas ortonormales (EOF de las siglas en inglés) implementada en un filtro de Kalman. Los archivos IONEX generados por el IGS indican el uso de la técnica de mapeo expresada en (3) para la generación de los mapas de TEC, lo cual podría explicar la similitud respecto a

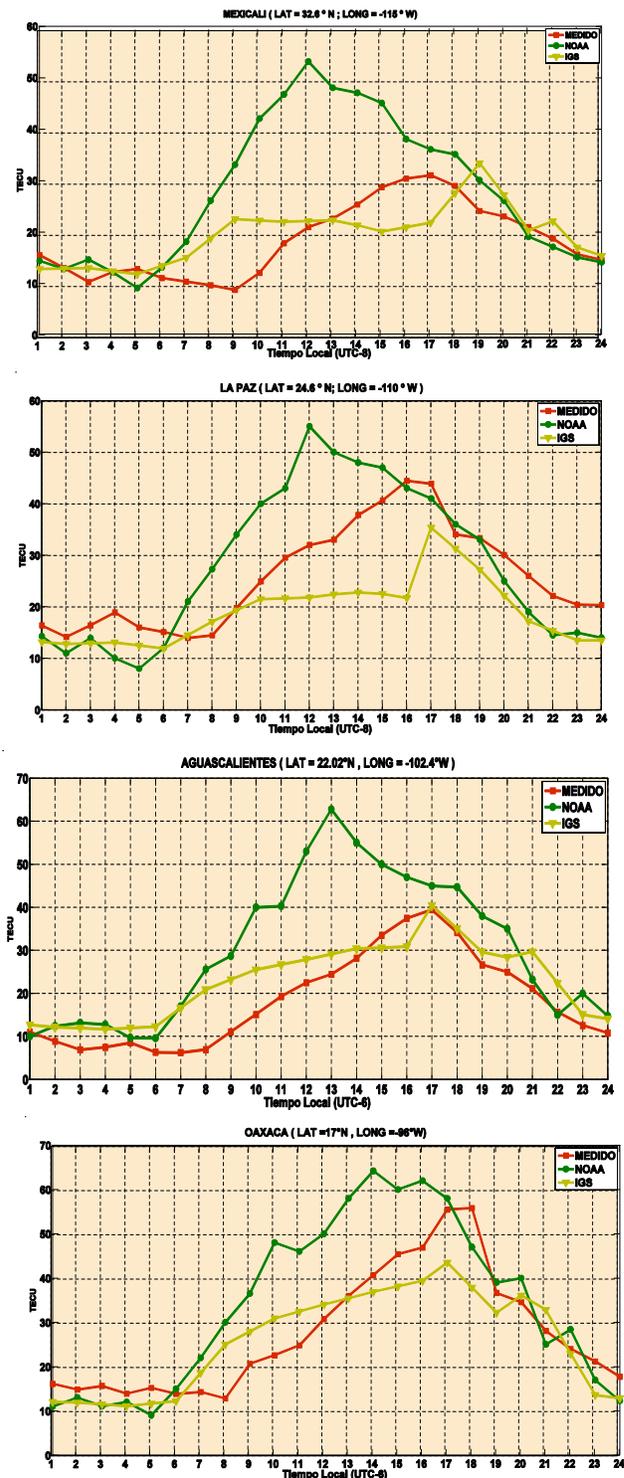


Fig. 2. Registro del comportamiento del TEC para el mes de marzo (21/03/2013).

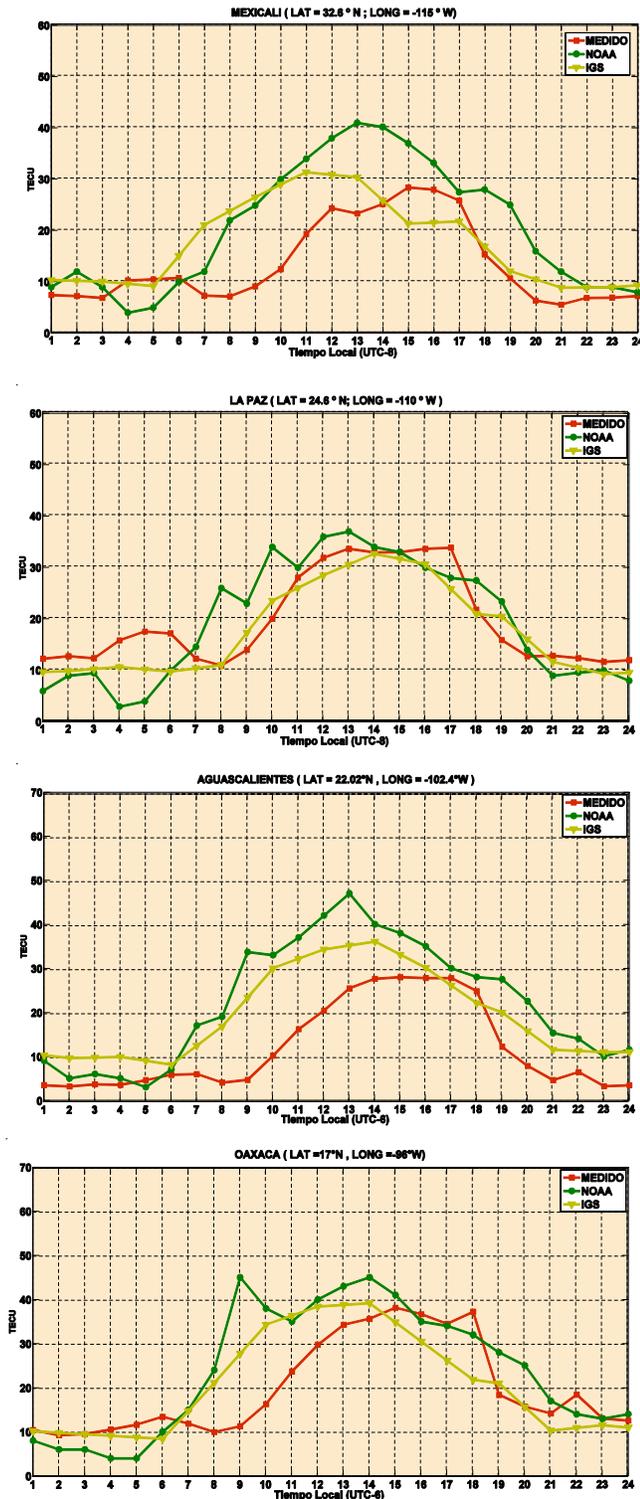


Fig. 3. Registro del comportamiento del TEC para el mes de diciembre (21/12/2013).

nuestras mediciones. El sistema que tiene implementado la NOAA para la estimación del TEC utiliza como fuente de datos de entrada la producida por receptores GNSS y de otras fuentes de datos que no son accesibles a los usuarios (Spencer 2009). La incorporación de otras fuentes de información podría resultar en estimaciones del TEC con alto grado de precisión, lo cual sería importante considerar para el desarrollo de un sistema de monitoreo ionosférico para el territorio mexicano. Por este motivo, resulta conveniente considerar como una referencia confiable la información del TEC emitida por la NOAA para buscar realizar un ajuste al modelo que sería utilizado para la generación de los mapas de TEC por el sistema de monitoreo a desarrollar.

La tabla 2 presenta los resultados del *error cuadrático medio* (ECM) y la *desviación estándar de dicho error* entre el TEC reportado por las agencias NOAA e IGS respecto a las mediciones del TEC en cada estación. Con el error cuadrático medio es posible identificar que tan próximos son los valores medidos del TEC respecto a los valores de TEC reportados por cada agencia. El error medio del TEC es mayor para los valores generados por la NOAA respecto al error medio del TEC para los valores reportados por IGS.

La desviación estándar indica que tan dispersos están los valores medidos respecto a los valores reportados por cada agencia, siendo evidente que la menor dispersión la presenta el IGS, y mayor dispersión se presentó para el TEC reportado por la NOAA. Estos resultados confirman que las mediciones de TEC muestran una mayor cercanía con los valores reportados por el IGS. Asumimos que este resultado se debe a que en este trabajo se hace uso de la técnica de mapeo definida en (3), que es la misma que usa IGS.

2.2. Comparación del TEC medido respecto a los ionosféricos teóricos

Los trabajos para ajustar regionalmente los mapas de TEC parten de modelos ionosféricos desarrollados por la comunidad internacional. El modelo IRI es una referencia aceptada generalmente para validar perfiles ionosféricos dentro del intervalo comprendido de los 60 hasta los 1500 km de altura sobre la superficie terrestre [21]. El modelo de Klobuchar es el modelo que emplean los receptores monofrecuencia GNSS, y corrigen aproximadamente el 50% del error atribuido a la ionosfera [12]. En este apartado se muestra un estudio comparativo entre el TEC medido por el receptor OAXACA y el TEC calculado a través de los modelos Klobuchar e IRI2007. Para realizar esta comparación, se evaluó el TEC registrado para el día 22 de junio (Solsticio de Verano), para los años 2013, 2014 y 2015.

Tabla 2. Error cuadrático medio y desviación estándar del TEC medido respecto al TEC reportado por la NOAA y el IGS.

Estaciones con receptores GNSS	Error Cuadrático Medio del TEC en marzo (TECU) μ		Desviación Estándar del TEC en marzo (TECU) σ		Error Cuadrático Medio del TEC en diciembre (TECU) μ		Desviación Estándar del TEC en diciembre (TECU) σ	
	NOAA	IGS	NOAA	IGS	NOAA	IGS	NOAA	IGS
	MEXICALI	3.0376	1.1968	14.8810	5.8633	2.0586	1.5994	10.0850
LA PAZ	1.9434	1.8958	9.5205	9.2877	1.4323	0.7595	7.0169	3.7206
AGUASCALIENTES	3.1895	1.3814	15.6251	6.7672	2.6916	1.7178	13.1886	8.4153
OAXACA	2.5831	1.2840	12.6548	6.2901	2.1256	1.1277	10.4131	5.5244

Las Figuras 4, 5 y 6 muestran las curvas de TEC registradas para la ubicación del receptor OAXACA para las fechas señaladas con anterioridad.

En las gráficas se pueden apreciar las diferencias entre el TEC obtenido mediante modelos teóricos (IRI 2007 y modelo Klobuchar), y el TEC medido por el receptor OAXACA y lo reportado por la NOAA. En la figura 4 se puede apreciar que el TEC obtenido de las mediciones presenta un comportamiento similar en las primeras horas del día, y las diferencias en magnitud se incrementan cuando comienza la actividad solar (entre 6 y 7 am). El TEC obtenido mediante el modelo Klobuchar sigue el comportamiento del TEC medido a lo largo del día, marcando diferencias en magnitud mínimas (ECM de 2.5 TECU) respecto a lo reportado por la NOAA. Respecto al TEC medido por el receptor y el calculado por el modelo Klobuchar la diferencia es mayor (ECM 3.8 TECU). Es evidente que el modelo IRI estima niveles inferiores de TEC respecto a las demás referencias y repitiéndose esta situación para las Figuras 5 y 6.

La Figura 5 muestra el comportamiento del TEC similar de las cuatro referencias respecto a las primeras horas del día. Posterior a las 7 am, las curvas del TEC medido son muy parecidas, al igual que la curva del TEC calculado por el modelo Klobuchar, excepto para el intervalo de las 14 a 18 horas. El desfase entre las curvas del TEC medido, NOAA y Klobuchar es menor.

Respecto a las curvas mostradas en la Figura 6 se aprecia un comportamiento irregular entre el TEC medido, el reportado por la NOAA y el calculado por el modelo Klobuchar. Se presentan desfases muy marcados entre las tres curvas debido a una tormenta geomagnética provocada por la alta actividad solar, con un índice geomagnético $Kp=8$ [25], registrada durante el día 22 de junio de 2015.

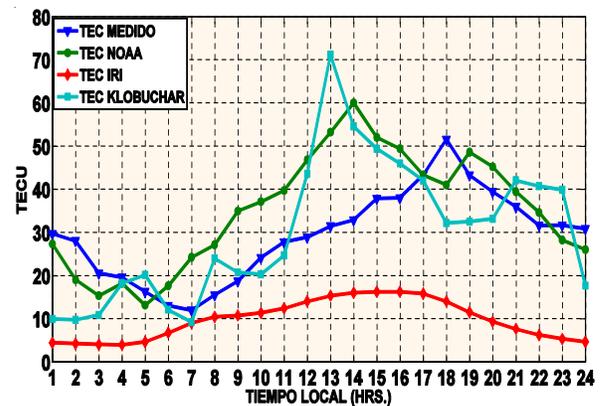


Fig. 4. Registro del comportamiento del TEC para el mes de diciembre (21/12/2013).

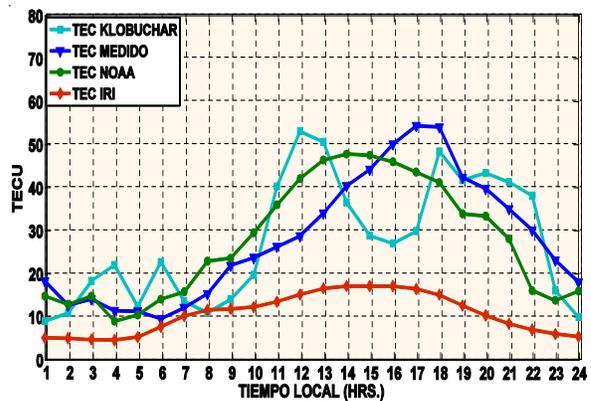


Fig. 5. Curvas de TEC registrados a partir de la ubicación del receptor GNSS OAXACA para el día 22 de junio de 2014.

Los resultados de las gráficas muestran la necesidad de ajustar el modelo de predicción ionosférico IRI para las condiciones que se presentan en nuestro país respecto al TEC.

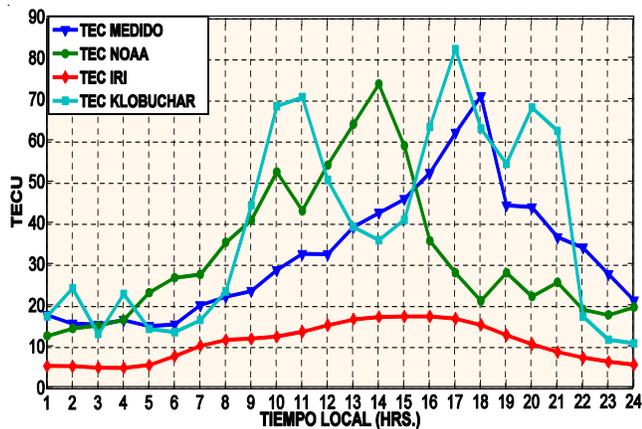


Fig. 6. Curvas de TEC registradas a partir de la ubicación del receptor GNSS OAXACA para el día 22 de junio de 2015.

El modelo de Klobuchar funciona adecuadamente la mayor parte del tiempo, pero cuando se presentan eventos extraordinarios como las tormentas geomagnéticas, se presenta diferencias importantes que podrían impactar de manera negativa en aplicaciones GNSS.

Esta comparación respecto a los principales modelos ionosféricos resulta de gran importancia, para desarrollar un sistema de monitoreo ionosférico nacional que reporte la condición de esta región de la atmosfera y evalúe su impacto en los sistemas de telecomunicaciones y navegación basada en satélite. Para evidenciar el impacto que tiene la ionosfera sobre el servicio de posicionamiento GNSS, se analizó la incorporación las correcciones ionosféricas al cálculo de posicionamiento del receptor OAXACA. La Figura 7 muestra diferentes casos en cómo afecta la aplicación de las correcciones del retardo ionosférico al cálculo de la posición. Se utilizaron datos registrados para el día 22 de junio del 2015 (día de alta actividad solar señalado anteriormente).

La Figura 7 a) muestra que al no utilizar algún método de corrección del retardo ionosférico, la componente de altitud resulta gravemente afectada. Errores en la componente de altitud mayores a 4 metros no son permitidos en operaciones de aproximación vertical basadas en GNSS dentro de la navegación aérea [26].

La aplicación del modelo de Klobuchar en el cálculo de posicionamiento para la corrección del retardo ionosférico se muestra en la Figura 7 b). De las gráficas se aprecia el impacto que tiene la aplicación de la corrección del retardo ionosférico para la componente de altitud. Se aprecia que los niveles de error sobre

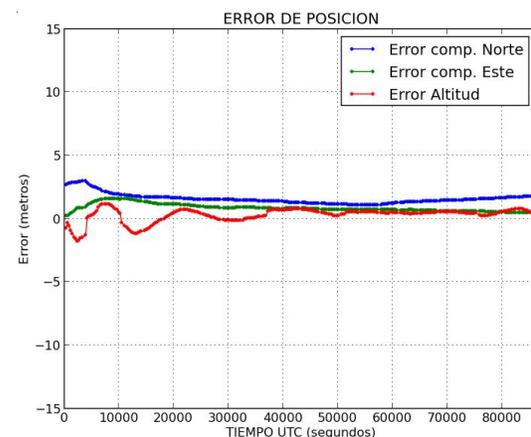
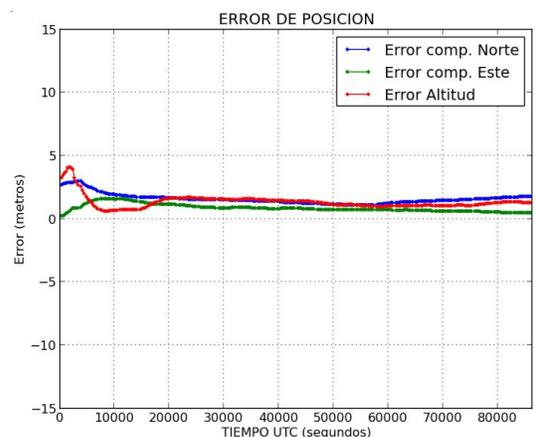
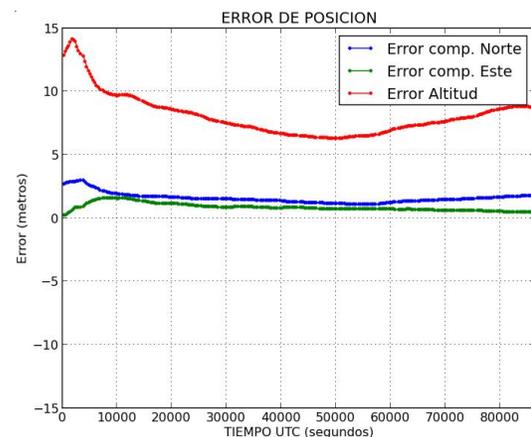


Fig. 7. Cálculo de la posición geográfica del receptor GNSS OAXACA bajo diferentes situaciones; a) Sin la aplicación de las correcciones del retardo ionosférico, b) aplicando el modelo de Klobuchar para las correcciones del retardo ionosférico, c) aplicando técnicas de doble frecuencia y mapas de TEC (IONEX) para corregir el retardo ionosférico.

la componente de altitud no superan los 5 metros de error, manteniéndose el error por encima del valor de 1 metro de error.

Para el último caso presentado en la Figura 7 c), se observa que la incorporación de mapas de TEC (IONEX) producto del monitoreo en tiempo real, y adicionalmente aplicando la técnica de corrección de doble frecuencia, se obtienen altos grados de precisión en la componente vertical (del orden de centímetros).

Con este experimento se demuestra la relevancia que tiene la corrección del retardo ionosférico, así como la generación de técnicas de corrección. Las aplicaciones GNSS basadas en receptores monofrecuencia presentan deficiencias en la corrección del retardo, y como se mencionó en el documento dependen de modelos ionosféricos. Por esta razón resulta relevante el ajuste de modelos de manera regional para su uso en las aplicaciones que utilicen este tipo de receptores.

3. Conclusiones

Este trabajo presenta los resultados de un estudio del TEC medido a través de receptores GNSS sobre el territorio mexicano. Las mediciones de TEC fueron comparadas con reportes emitidos por agencias especializadas en clima espacial, particularmente el caso de la NOAA realizando esta tarea de forma regional, y el IGS lo hace de manera global. Respecto a la comparación con el modelo ionosférico IRI, se demostró que este no reporta valores de TEC cercanos a aquellos que se están midiendo directamente, lo cual indica una necesidad de ajustarlo para poder aplicarlo en un sistema de monitoreo ionosférico para la región de México. El retardo ionosférico calculado por el modelo Klobuchar a partir de los datos registrados por la estación OAXACA, se ajustan a lo reportado por la NOAA y lo registrados por las mediciones. Sin embargo, cuando ocurren eventos extraordinarios como las tormentas solares, los valores reportados por este modelo no son confiables.

Existe una relativa cercanía de México al ecuador geomagnético, es decir que se encuentra en una región de alta concentración de electrones y alta actividad ionosférica. Varios textos señalan que esta región de alta concentración electrónica está delimitada entre las latitudes $\pm 15^\circ$ respecto al ecuador geomagnético. Sin embargo, México se encuentra al borde de esta región, lo cual representa una complejidad para un modelado o el ajuste de un modelo validado. Por esta razón los resultados presentados en este trabajo son muy importantes, debido a que pueden servir como evidencia para un análisis detallado de la región de México, a través de la integración de redes densamente compuestas de receptores GNSS, ionosondas, magnetómetros y demás dispositivos que permitan obtener datos importantes para estudiar la ionosfera. Estos datos adicionales podrían ser-

vir como base para ajustar los modelos ionosféricos que emplean las aplicaciones basadas en GNSS y de esta manera mejorar su desempeño, particularmente las que requieren altos grados de precisión.

La importancia de este estudio obedece a los trabajos realizados a nivel global relativo a mejoramiento de las predicciones en clima espacial principalmente para las aplicaciones GNSS. En la región de Centro y Sudamérica se lleva tiempo realizando trabajos para el desarrollo de un sistema de aumentación GNSS, en donde el estudio de la ionosfera resulta fundamental, por lo que este trabajo también aporta información importante.

Agradecimientos

Este trabajo se realizó con el apoyo del Instituto Politécnico Nacional. También se extiende el agradecimiento a las agencias NOAA e IGS por colocar a disposición los datos empleados para realizar este trabajo. Se agradece al grupo de investigación de Astronomía y Geomántica (gAGE) de la Universidad Politécnica de Catalunya por el desarrollo de la herramienta informática gLAB. Finalmente, se agradece al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT).

Referencias

- [1] Jakowski, N. & Hoque, M.M., 2012. Ionospheric range error correction models. *2012 International Conference on Localization and GNSS, ICL-GNSS 2012*.
- [2] Jakowski, N., Hoque, M.M. & Mayer, C., 2011. A new global TEC model for estimating transionospheric radio wave propagation errors. *Journal of Geodesy*, 85, pp.965-974.
- [3] Hernández-Pajares, M. et al., 2009. The IGS VTEC maps: A reliable source of ionospheric information since 1998. *Journal of Geodesy*, 83, pp.263-275.
- [4] Okoh, D. et al., 2013. Using GPS-TEC data to calibrate VTEC computed with the IRI model over Nigeria. *Advances in Space Research*.
- [5] Maltseva, O., Nikitenko, T. & Zhbankov, G., Global TEC maps and the best version of the empirical $N(h) - \text{model 2}$. *Experimental data and determined values 3. Results for the mid latitude stations*, 2011(July 2011), pp.11-14.
- [6] Quintana, M.R. et al., 2011. *Diseño de un mapa ionosférico como soporte al desarrollo de GBAS, precisión de aproximación categoría I en Colombia*. Design of an ionospheric map as a support for development and implementation of GBAS , precision approach category I . , pp.15-28.

- [7] Tsugawa, T. *et al.*, 2007. Medium-scale traveling ionospheric disturbances detected with dense and wide TEC maps over North America. *Geophysical Research Letters*, 34(August), pp.1-5.
- [8] Gleason, S. & Gebre-Egziabher, D., 2004. *GNSS application and methods A*. House, ed., Available at: <http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/cbdv.200490137/abstract>.
- [9] Shanmugam, S. *et al.*, 2012. Evolution to modernized GNSS ionospheric scintillation and TEC monitoring. In *Record - IEEE PLANS, Position Location and Navigation Symposium*.
- [10] Groves, P., 2008. *Principles of GNSS, inertial, and multi-sensor integrated navigation systems*, Available at: <http://discovery.ucl.ac.uk/1308010/>.
- [11] Mannucci, A. J. *et al.*, 1998. A global mapping technique for GPS-derived ionospheric total electron content measurements. *Radio Science*, 33(3), p.565.
- [12] Dyrud, L. *et al.*, 2007. IM GPS, pp.1-19.
- [13] Klobuchar, J., 1987. Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single-Frequency GPS Users. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-23(3), pp.325-331.
- [14] Todorova, S. *et al.*, 2003. Regional Ionosphere Modelling With Gps and Comparison With Other Techniques. *Proceedings of the Symposium "Modern Technologies, Education and Professional Practice in the Globalizing World."*
- [15] Arbesser-Rastburg, B., 2000. 1.6 *The Challenge of the Ionosphere for EGNOS Ionospheric Propagation Effects on GNSS Signals*.
- [16] Bilitza, D. *International Reference Ionosphere 2000*.
- [17] Radicella, S. M.Nava, B. & Coïsson, P., 2008. A new version of the NeQuick ionosphere electron density model. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, 70, pp.1856-1862.
- [18] J. Sanz Subirana, J.M.J.Z. & M.H.-P., 2013. *GNSS Data Processing Volumen I: Fundamentals and Algorithms*, ESA, the Netherlands.
- [19] Coïsson, P. *et al.*, 2006. Topside electron density in IRI and NeQuick: Features and limitations. *Advances in Space Research*, 37, pp.937-942.
- [20] Yasyukevich, Y. V. *et al.*, 2010. Cross testing of ionosphere models IRI-2001 and IRI-2007, data from satellite altimeters (Topex/Poseidon and Jason-1) and global ionosphere maps. *Advances in Space Research*, 46(8), pp.990-1007. Available at: <http://dx.doi.org/10.1016/j.asr.2010.06.010>.
- [21] Gurtner, W. & Estey, L., 2007. *RINEX The Receiver Independent Exchange Format*, (June).
- [22] Cornely, P., 2013. *Receiver Biases in Global Positioning Satellite Ranging*, 85(1).
- [23] Stefan Schaer, Werner Gurtner "IONEX: The IONosphere Map EXchange Format Version 1" February 1998.
- [24] Klobuchar, J. A., 1996. Ionospheric effects on GPS. *Progress in Astronautics and Aeronautics*, 163, pp.485-515.
- [25] W. D. Gonzalez, A. Joselyn, y. Kamide, H. W. Kr What is a geomagnetic storm? *Journal of Geophysical Research*, vol. 99, núm. A4, pp. 5771-5792, abril, 1994.
- [26] OACI Doc. 9849 AN/457. *Global Navigation Satellite System (GNSS) Manual*, 2005.

DOAJ

Directory of Open Access Journals

20% of peer-reviewed articles are now freely available

<http://www.doaj.org>

Científica

indizada en

Latindex

Sistema Regional de Información en Línea
para Revistas Científicas de América Latina,
el Caribe, España y Portugal.

www.latindex.org

Periódica

Índice de Revistas Latinoamericanas en Ciencias.

http://132.248.9.1:8991/F/-/?func=find-b-0&local_base=PER01

Redalyc

Red de Revistas Científicas de América Latina
y el Caribe, España y Portugal.

Sistema de Información Científica Redalyc.

www.redalyc.org

Instituto Politécnico Nacional

Científica

La Revista Mexicana
de Ingeniería Electromecánica

Número de artículos descargados por región (2007-2012):

México

54 024

América Latina y el Caribe

40 194

Estados Unidos y Canadá

13 254

Europa

15 967

Asia, África y Oceanía

6 025

Fuente: Sistema de Información Científica Redalyc

<http://redalyc.uaemex.mx/>

**INSTITUTO
POLITÉCNICO
NACIONAL**



80

ANIVERSARIO

1936-2016

Indicaciones para los autores que deseen publicar en Científica

La revista *Científica* es una publicación semestral editada por la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME) del Instituto Politécnico Nacional (IPN) de México, que presenta trabajos de investigación y propuestas originales e inéditas de la Ingeniería Eléctrica, Mecánica, en Sistemas, Electrónica, en Telecomunicaciones y de la Educación en Ingeniería.

Los manuscritos pueden estar escritos en español o inglés y se reciben en formato electrónico (archivo digital adjunto), por medio del correo electrónico revistacientifipn@yahoo.com.mx con atención al Comité Editorial (Tel. (+52) 55 5729 6000 ext. 54518; Edificio 5, 1^{er} Piso, oficina de la revista *Científica*; Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (SEPI) de la ESIME Zacatenco, Col. Lindavista, Unidad Profesional Adolfo López Mateos, CP 07738, Ciudad de México, México).

Los trabajos recibidos son revisados por el Comité Editorial quienes designan a un Editor Asociado (que desconoce tanto la autoría y procedencia de los manuscritos) de acuerdo a la disciplina que cubren los artículos. El Editor Asociado selecciona dos árbitros para que evalúen el escrito (por pares ciegos). Los trabajos pueden ser aceptados para su publicación, aceptados si se realizan modificaciones necesarias o rechazados. La aceptación está sujeta a la aprobación, en todos los casos, de dos revisores; cuando no hay consenso entre los dos primeros revisores el Editor Asociado resuelve el dictamen. Los trabajos deben ser investigaciones o propuestas originales inéditas, sin excepción, sobre las áreas mencionadas y no pueden estar sujetas a revisión en ninguna otra publicación de forma simultánea; además, el resultado del proceso de arbitraje es inapelable y se sujeta, estrictamente, a las políticas dictadas por el Comité Editorial en funciones. Una vez aceptado un artículo, el autor o autores transfieren los derechos de publicación a la institución editora que está representada por el Editor en Jefe de la revista, los artículos estarán bajo una 'Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional'.

Estructura de los artículos

Los manuscritos deben contener los siguientes elementos: *título*, *datos de los autores*, *resumen* (con palabras clave en español), *abstract* (con palabras clave en inglés: *index terms*), *introducción*, los apartados correspondientes al *desarrollo*, *conclusiones* y *referencias*. Dentro del artículo se numeran, solamente, las secciones desde la introducción hasta las conclusiones.

Título

El título debe ser lo más corto posible (sin utilizar abreviaturas de preferencia) y no exceder de tres líneas.

Datos del autor

Se muestran el o los nombres completos de los autores (sin abreviaturas y distinguiendo los nombres de los apellidos con letras en 'negrita': Nombre **Apellido**), la dirección postal de la institución a la cual pertenecen, país, el teléfono (con la clave internacional de su país) y correo electrónico. En el caso de dos autores o más (de diversas instituciones), se deben mencionar los datos completos de cada uno.

Resumen

Debe contener 250 palabras como máximo. Consiste en una pequeña descripción de la investigación y una breve información de los resultados del trabajo que permite a los lectores identificar con rapidez los aspectos fundamentales del artículo y discernir su relevancia.

Abstract

Se incluye el resumen en inglés.

Palabras clave (Index Terms)

Se deben incluir de tres a cinco descriptores del trabajo en español e inglés.

Declaración de subvenciones

Se debe indicar si el trabajo ha sido realizado con la ayuda de una subvención o fondo especial.

Introducción

Expresa los antecedentes, límites, alcances y relevancia del problema. Plantea las premisas del mismo, y expresa el objetivo del trabajo. Se sugiere no extenderla como si fuera una exposición analítica.

Desarrollo

Se refiere al desarrollo del tema que puede ser teórico, experimental, teórico-experimental o la descripción de un nuevo diseño.

Conclusiones

Se establece la respuesta global del problema, son los objetivos alcanzados, las hipótesis comprobadas, modificadas o rechazadas.

Referencias

Es la lista de fuentes bibliográficas: artículos, libros, memorias de congresos, etcétera. Deben aparecer en el orden en el cual se mencionan dentro del artículo, señalándose con el número entre corchetes [1], con las siguientes especificaciones (*IEEE Editorial Style Manual*, AENOR UNE-ISO 690):

Artículo de revista científica:

- [1] A. Autor, "Nombre del artículo," *Nombre de la revista*, volumen, número, páginas, mes, año. [en línea]. Disponible en: URL. Consultado: día mes, año.

Ejemplo:

- [1] R. Ponce-Morales, F. Sánchez-Silva, I. Carvajal-Mariscal, M. Toledo-Velázquez, and J. S. Cruz-Maya, "Estudio experimental de la reducción de fricción en la conducción de fluidos usando surfactantes," *Ingeniería Mecánica. Tecnología y Desarrollo*, vol. 4, no. 6, pp. 205-217, junio, 2014. [en línea]. Disponible en: <http://www.redalyc.org/revista.oa?id=768&idp=1>. Consultado: 20 octubre, 2014.

Libro:

- [2] A. Autor, *Título del libro*, número de edición. Ciudad: Editorial, año. [en línea]. Disponible en: URL. Consultado: día mes, año.

Ejemplo:

- [2] J. P. Alperin, D. Babini, and G. E. Fischman, *Indicadores de acceso abierto y comunicaciones académicas en América Latina*, 1ª ed., Buenos Aires: CLACSO, 2014. [en línea]. Disponible en: http://biblioteca.clacso.edu.ar/clacso/se/20141217052547/Indicadores_de_acceso_abierto.pdf. Consultado: 5 febrero, 2015.

Tesis:

- [3] A. Autor, "Título de la tesis," grado, departamento, institución, ciudad de la institución, país, año. [en línea]. Disponible en: URL. Consultado: día mes, año.

Ejemplo:

- [3] O. I. López-Suárez, "Análisis del desempeño de una prótesis cardíaca en posición aórtica," tesis de maestría, Depto. Ing. Mecánica, Instituto Politécnico Nacional, Ciudad de México, México, 2010. [en línea]. Disponible en: <http://itzamna.bnct.ipn.mx/dspace/handle/123456789/10306>. Consultado: 17 junio, 2013.

Memorias en congreso:

- [4] A. Autor, "Nombre de la ponencia," en *Nombre del Congreso*, ciudad, país, periodo, año [en línea]. Disponible en: URL. Consultado: día mes, año.

Ejemplo:

- [4] S. Agrawal, P. Chaporkar, and R. Udmani, "Call admission control for real-time applications in wireless network," en *INFOCOM, 2013 Proceedings IEEE*, Turin, Italia, 14-19 abril, 2013. [en línea]. Disponible en: doi, 10.1109/INFCOM.2013.6566789. Consultado: 28 noviembre, 2014.

Agradecimientos

Los agradecimientos se consideran dentro del cuerpo del artículo y se incorporan después de las conclusiones.

Anexos

Los anexos (nomenclatura, simbología, notación) se consideran parte del artículo.

Otras consideraciones

El trabajo se entrega en un procesador de textos (*word*) con páginas en tamaño 'carta' con tipo de letra 'Times New Roman' de 10 puntos, interlineado sencillo y espacio entre párrafos sin sangría (párrafo moderno), alineados a la izquierda, se puede solicitar la plantilla para manuscritos al correo electrónico de la revista revistacientifipn@yahoo.com.mx.

Las ecuaciones y fórmulas se enumeran para mayor claridad, deben encontrarse en formato editable, no como imágenes; los acrónimos y abreviaciones deben definirse la primera vez que sean usados en el texto.

Las figuras deben aparecer en el cuerpo del manuscrito y, además, entregarse en archivos por separado (.tif, .jpeg), es importante que al pasar cualquier imagen por un escáner debe hacerlo con una resolución de 300 ppp (puntos por pulgada). Las tablas deben aparecer en el documento en formato editable.

Los pies de las figuras deben estar debajo de estas con la indicación 'Fig. 1'; además, el título de los ejes en figuras a menudo es causa de confusión, por lo que se sugiere usar palabras en lugar de símbolos. Los encabezados de las tablas deben estar arriba de estas. Se requiere el uso, en todo caso, de símbolos (SI) en lugar de abreviaturas.

En el formato de las referencias se han considerados los lineamientos del *IEEE Editorial Style Manual* (2014) del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) y las especificaciones de la norma UNE-ISO 690 (2013) para su adaptación al español, traducida por la Asociación Española de Normalización y Certificación, AENOR.

Científica considera que el material utilizado por los autores para su publicación está debidamente autorizado para tal propósito y le corresponde a los autores, no a *Científica*, obtener los permisos correspondientes para dicho material.

La revista *Científica* realizará las modificaciones editoriales pertinentes para el diseño de los manuscritos en el formato vigente.

Information for Authors Submitting Papers to Científica Journal

Científica is a biannual Journal sponsored by the Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME) of Instituto Politécnico Nacional Mexico, it publishes theoretical and experimental research on Electromechanical and Electronics Engineering, Computer Engineering, Telecommunications, and also Education in Engineering.

Manuscripts could be written in English or Spanish and sent by email to revistacientifipn@yahoo.com.mx addressed to the Editorial Board [Tel. (+52) 55 5729 6000 ext. 54518; Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (SEPI), ESIME Zacatenco, Col. Lindavista, Unidad Profesional Adolfo López Mateos, CP 07738, Mexico City, DF, Mexico].

Papers are reviewed by the Editorial Board and sent to an Associate Editor (AE doesn't know authors and their affiliations), he chooses two referees (blind peer review) selected for their expertise in a given field and reports to the Editorial Board the results. Authors should only submit original work that has neither appeared elsewhere for publication, nor which is under review for another refereed journal. Author accepts sending his/her paper the Editorial Board Policies. Once a manuscript has received the final approval of the reviewers and Editor-in-Chief, the author will be notified and sent a copyright form, in any event, authors must transfer copyright to *Científica*, papers will be shared by a Creative Commons License 'Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)'.

Manuscripts

The manuscript must be prepared in a *word* format with the sections, starting with an abstract, as shown below:

- **Abstract**
- **Resumen (Spanish abstract)**
- **Introduction**
- **Body of the manuscript**
- **Conclusions**
- **References**

Title

Must be concise and no longer than 3 lines using capital and lower case letters.

Authors' Name and Affiliations

The authors' name must be written below the title using a one column format starting with the given name followed by one or two family names, if two family names applies, they should be joined by a hyphen (family names must be in

bold type). Below the authors names must be written the affiliation including the address quality, fax, telephone number and email.

Abstract

The abstract with about 250 words must give a brief description about the research including some comments about the experimental or simulation results and conclusion.

Resumen (Spanish abstract)

It is desirable that, if it is possible, a Spanish abstract be provided.

Index Terms (*palabras clave*)

All papers must contain index terms as provided by the authors. They must be incorporated in Spanish too.

Financial support

All financial support for the work must be listed here and not in the acknowledgment at the end of the paper.

Body of the Manuscript

The body of the manuscript must include an introduction in which the relevance of the research must be explained. A review of related research works by either, the same or another authors must be included. The body of the manuscript also must include the theoretical aspects of the research, as well as experimental or simulation results if any, together with a Conclusions Section.

References

A numbered list of references must be provided at the end of the paper. The list should be arranged in the order of citation in text, not in alphabetical order. List only one reference per reference number. It is not necessary to mention the authors of a reference unless such mention is relevant to the text (see *IEEE Editorial Style Manual*). Sample correct formats for various types of references are as follows.

Periodicals:

- [1] F. N. Author, "Name of paper," *Title of Periodical*, vol. x, no. x, pp. xxx-xxx, abbrev. Month, year. páginas, mes, año. [Online]. Available: URL. Accessed on: Month Day, year.

Example:

- [1] L. H. Hernández-Gómez, I. Saucedo-Meza, G. Urriolagoitia-Calderón, A. Balankin, and O. Susarrey, "Evaluation of crack initiation angle under mixed mode loading at diverse strain rates," *Theoretical and Applied Fracture Mechanics*, vol. 42, no. 1, pp. 53-61, Sep. 2004. [Online]. Available: http://www.mfractal.esimez.ipn.mx/integrantes/balankin/balankin_publications/public02/2004_3.pdf. Accessed on: May 25, 2012.

Book:

- [2] F. N. Author, *Title of Published Book*, xth ed. City of Publisher: Abbrev. of Publisher, year. [Online]. Available: URL. Accessed on: Month Day, year.

Example:

- [2] L. Jayamaha, *Energy-Efficient Industrial Systems: Evaluation and Implementation*, 1st ed., Portland: McGraw-Hill Education, 2014.

Theses and Dissertations:

- [3] F. N. Author, "Title of thesis/dissertation," M. S. thesis or Ph. D. dissertation, Abbrev. Dept., Abbrev. Univ., City of Univ., year. [Online]. Available: URL. Accessed on: Month Day, year.

Example:

- [3] L. H. Hernández-Gómez, "Crack initiation under shock loading: validation of a new testing technique," Ph. D. dissertation, Dep. Mech. Ing., Oxford Univ., Oxford, UK, 1992.

Published Conference Proceedings:

- [4] F. N. Author, "Title of paper," in *Abbreviated Name of Conf.*, City of Conf., Country, year, pp. xxx-xxx [Online]. Available: URL. Accessed on: Month Day, year.

Example:

- [4] S. Agrawal, P. Chaporkar, and R. Udmani, "Call admission control for real-time applications in wireless network," in *INFOCOM, 2013 Proceedings IEEE*, Turin, Italy, 14-19 Apr., 2013. [Online]. Available: doi, 10.1109/INFCOM.2013.6566789. Accessed on: Nov. 28, 2014.

Preparation for publication

The following is a list of general guidelines for the submission of electronic media by prospective authors:

The operating system and word processing software used to produce your document should be noted on your e-mail (postscript and Adobe Acrobat PDF files are not acceptable because the files cannot be edited).

Text in 'Times New Roman' at 10, single spacing without paragraph indent; check that your files are complete. Include: abstract, index terms, text, references and figure captions.

Figures comments must be below them and tables comments above. It is necessary to use the International Systems of Units not abbreviations.

In order to achieve the highest quality of reproduction, resolutions of 600 dpi (1 bit/sample) at final printed size for line art (graphs, charts or drawing) and 300 dpi (8 bits/sample) at final printed size for photographs and other grayscale images are required.

Científica assumes that material submitted to its publication is properly available for general dissemination for the readership of this publication. It is the responsibility of the authors, not *Científica*, to determine whether disclosure of their material requires the prior consent of other parties and, if so, to obtain that consent. If an author uses charts, photographs, or other graphics from previously printed material, he/she is responsible for obtaining written permission from the publisher to use the material in his/her manuscript.

Editing references guidelines are from IEEE Editorial Style Manual.

Científica does not provide drafting or art services. Thus, the better the quality of the material submitted, the better the published result. Try to adhere to the accepted style as much as possible. Of particular importance here is the reference list.

Científica

ISSN 1665-0654

Sección de Estudios de Posgrado e Investigación
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica,
Instituto Politécnico Nacional, México.

www.cientifica.esimez.ipn.mx
revistacientifipn@yahoo.com.mx.

COMITÉ EDITORIAL

Guillermo Urriolagoitia Calderón
Instituto Politécnico Nacional
MÉXICO

Alexander Balankin
Instituto Politécnico Nacional
MÉXICO

Jesús del Castillo
Instituto Venezolano de Investigación Científica
VENEZUELA

María Teresa Alonso Rasgado
University of Manchester
REINO UNIDO

Manuel Elices Calafat
Universidad Politécnica de Madrid
ESPAÑA

Marco Ceccarelli
University of Cassino
ITALIA

Héctor Pérez Meana
Instituto Politécnico Nacional
MÉXICO

Jinhui Shao
University of Shuo
JAPÓN

Indizada en:

Latindex: Sistema Regional de Información en Línea para Revistas Científicas de América Latina, el Caribe, España y Portugal.
www.latindex.org

Periódica:
Índice de Revistas Latinoamericanas en Ciencias.
<http://www.dgbiblio.unam.mx/>
http://132.248.9.1:8991/F/-/?func=find-b-0&local_base=PER01

Redalyc: Red de Revistas Científicas de América Latina y el Caribe, España y Portugal. Sistema de Información Científica Redalyc.
redalyc.org.

Sistema de video llamadas seguras empleando una PBX-Asterisk

Secure Video Call System Using Asterisk PBX

Rafael **Soria-Vargas**, Marco Antonio **Acevedo-Mosqueda**,
Jaime **Hernández-Castillo**, Miguel **Sánchez-Meraz**.
MÉXICO

47-51

Adjustment of Free Space Propagation Model for 3.3 Ghz Measurements Made in Mexico City

Ajuste del modelo de propagación del espacio libre sobre mediciones en 3.3 GHz hechas en la Ciudad de México

Jorge **Sosa-Pedroza**, Fabiola **Martínez-Zúñiga**,
María Elena **Acevedo-Mosqueda**.
MÉXICO

53-59

Extracción del parámetro de Hooge para estimaciones del ruido en baja frecuencia

Hooge Parameter Extraction for Estimates

Low Frequency Noise

Luis Manuel **Rodríguez**, Donato **Valdez-Pérez**,
Eloy **García-Ramírez**.
MÉXICO

61-66

Memoria de traducción morfológica

Morphological Translation Memory

María Elena **Acevedo-Mosqueda**,
Marco Antonio **Acevedo-Mosqueda**,
Fabiola **Martínez-Zúñiga**, Federico **Felipe-Durán**.
MÉXICO

67-74

Extraction of the Extrinsic Base Resistance of SiGe:C HBTs at 300 K and at 40 K

Extracción de la resistencia de base extrínseca

de un transistor bipolar de heterounión SiGe:C a 300K y 40K

Eloy **Ramírez-García**, Gonzalo **Pacheco-Álvarez**,
Omar **Ramírez-Sampedro**.
MÉXICO

75-80

Estudio del contenido total de electrones (TEC) sobre el territorio mexicano

Study of the Total Electron Content (TEC) over the Mexican Territory

Víctor José **Gatica-Acevedo**,
Miguel **Sánchez-Meraz**,
Carlos **Sosa-Paz**.
MÉXICO

81-90

EQUIPO EDITORIAL

Guillermo Urriolagoitia Calderón, **Editor en Jefe**
Alma Vicenta Miranda Godínez, **Coordinadora Editorial**
Cuahtémoc Jiménez Pérez, **Editor Técnico**
Luis Alberto Mendez Cruz, **Página Web**