

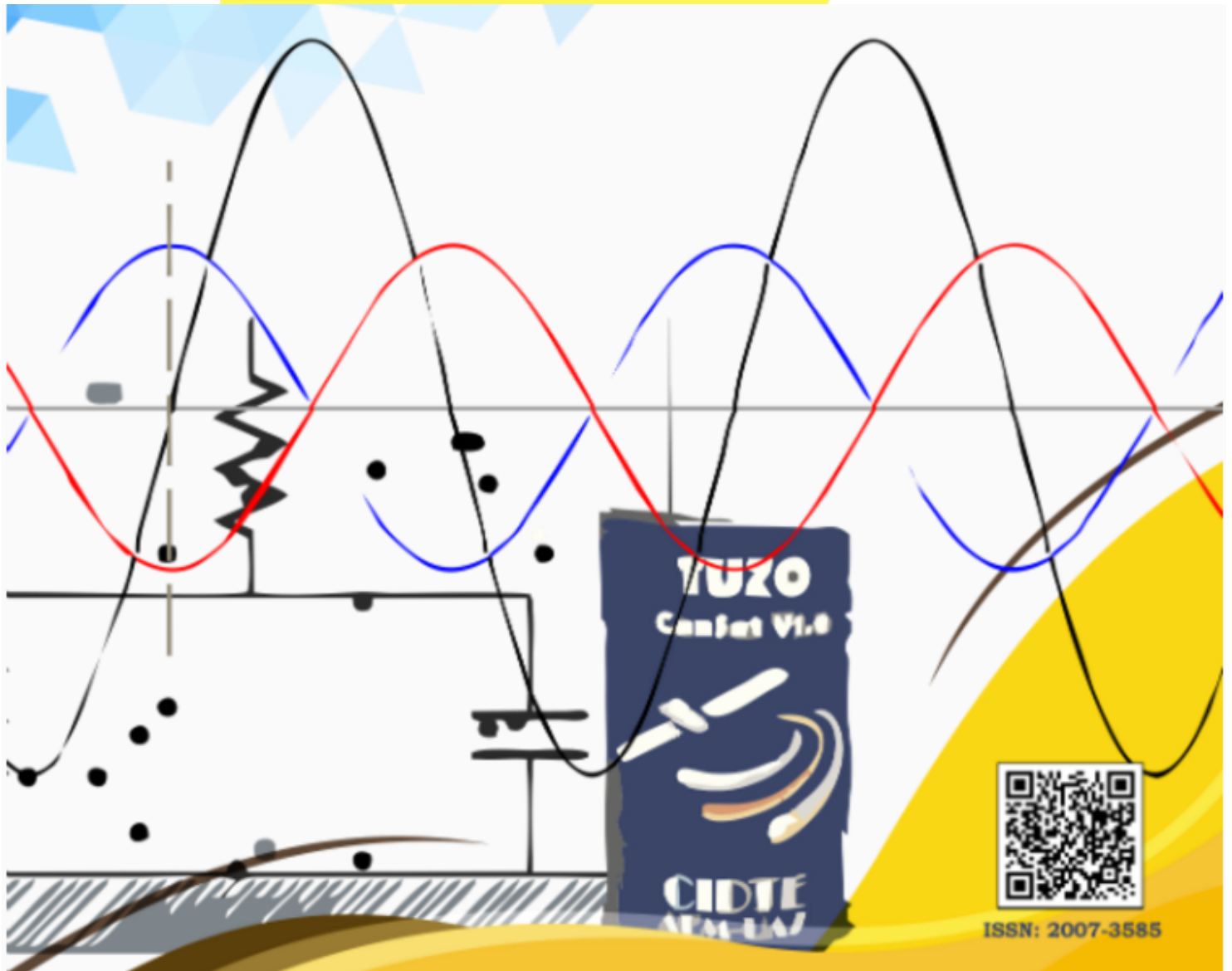


# DIFU 100Ci@



## REVISTA DE DIFUSIÓN CIENTÍFICA

### INGENIERÍA Y TECNOLOGÍAS



DIFU100ci@ (léase difuciencia) Vol. 9, No.2, septiembre-diciembre 2015, es una publicación cuatrimestral editada por la Universidad Autónoma de Zacatecas, "Francisco García Salinas", a través de la Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica. Jardín Juárez No. 147, Colonia Centro, Zacatecas, Zacatecas, C.P. 98000. Tel. (01 492) 925 6690. <http://difu100cia.uaz.edu.mx>. Editor responsable: Jorge Flores Troncoso, email: [jflorest@uaz.edu.mx](mailto:jflorest@uaz.edu.mx).

**Reservas de Derechos al Uso Exclusivo No. 04-2015-060212215100-203, ISSN: 2007-3585**, ambos otorgados por el Instituto Nacional de Derecho de Autor. Responsable de la última actualización de este número Jorge Flores Troncoso, López Velarde 801, Colonia Centro, Zacatecas, Zacatecas, C.P. 98000. Fecha de última actualización 30 de diciembre de 2015. Las opiniones expresadas por los autores no necesariamente reflejan la postura del editor de la publicación. Queda estrictamente prohibida la reproducción total o parcial de los contenidos e imágenes de la publicación sin previa autorización de la Universidad Autónoma de Zacatecas "Francisco García Salinas" a través de la Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica.

Producción

**Universidad Autónoma de Zacatecas  
"Francisco García Salinas"**

Diseño y Producción

**Jorge Flores Troncoso**

Diseño de Portada

**José Ricardo Gómez Rodríguez**

D.R. de la Presente Edición

**Universidad Autónoma de Zacatecas  
"Francisco García Salinas"**

**López Velarde 801, Centro  
98010 Zacatecas, Zac. México**

**ISSN 2007-3585**

DIFU100ci@ (léase difucencia) Vol. 9, No.2, septiembre-diciembre 2015, es una publicación cuatrimestral editada por la Universidad Autónoma de Zacatecas, "Francisco García Salinas", a través de la Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica. Jardín Juárez No. 147, Colonia Centro, Zacatecas, Zacatecas, C.P. 98000. Tel. (01 492) 925 6690. <http://www.uaz.edu.mx>, <http://difu100cia.uaz.edu.mx>. Editor responsable: Jorge Flores Troncoso, email: [jflorest@uaz.edu.mx](mailto:jflorest@uaz.edu.mx).

Reservas de Derechos al Uso Exclusivo No. 04-2015-060212215100-203, ISSN: 2007-3585, ambos otorgados por el Instituto Nacional de Derecho de Autor. Responsable de la última actualización de este número Jorge Flores Troncoso, López Velarde 801, Colonia Centro, Zacatecas, Zacatecas, C.P. 98000. Fecha de última actualización 30 de diciembre de 2015.

Las opiniones expresadas por los autores no necesariamente reflejan la postura del editor de la publicación. Queda estrictamente prohibida la reproducción total o parcial de los contenidos e imágenes de la publicación sin previa autorización de la Universidad Autónoma de Zacatecas "Francisco García Salinas" a través de la Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica.

Hecho en México  
Made in Mexico

### Directorio

I. Q. Armando Silva Cháirez Rector  
Lic. Cuauhtémoc Rodríguez Aguirre Secretario General  
Dr. Miguel Rodríguez Jáquez Secretario Académico  
M. en A Emilio Morales Vera Secretario Administrativo  
M. en C. Hans Hiram Pacheco García Coord. Investigación y Posgrado  
Dra. Georgia Aralu González Pérez Coord. Depto. Editorial

### Editores Ejecutivos

Jorge Flores Troncoso, Editor en Jefe, UAZ, México  
Manuel Reta Hernández, UAZ, México  
Claudia Sifuentes Gallardo, UAZ, México  
Israel Alejandro Arriaga Trejo, CONACyT-UAZ, México

### Editores Asociados

Salvador Ibarra Delgado, UAZ, México  
Remberto Sandoval Aréchiga, UAZ México  
Juvenal Villanueva Maldonado, CONACyT-UAZ, México  
Jorge Simón Rodríguez, CONACyT-UAZ, México

### Grupo Revisor

Oliver Joekisch, University of Applied Sciences, Germany  
Ding Hongwei, Tongji University, China  
Robert Weissbach, Penn State Erie, The Behrend College  
Naim Logic., Arizona Public Service  
Leonardo Acho Zuppa, U Politècnica de Catalunya, España  
Miguel Andrés, U. de Valencia, España  
Manuel Hernández Calviño, Universidad de La Habana, Cuba  
Luis C. García Santander, Universidad de Concepción, Chile  
José Angel González Fraga, UABC, México  
Omar Álvarez Xochihua, UABC, México  
Ramón Parra Michel, CINVESTAV, México  
Leonel Soriano Equigua, FIME-UColima, México  
José Luis Álvarez Flores, FIME-UColima, México  
Geminiano D. Martínez Ponce, CIO, México  
Jaime Sánchez García, CICESE México  
Salvador Villareal Reyes, CICESE, México  
Enrique Pacheco Cabrera, AEM, México  
Ernesto García Domínguez, UAZ México  
Rafael Villela Varela, UAZ México  
Jorge de la Torre y Ramos, UAZ México

## Contenido

---

Editorial	p. <a href="#">1</a>
Análisis tiempo-frecuencia y modelo de Randles para el cálculo de la resistencia de polarización	pp. <a href="#">2-6</a>
Diseño e implementación de un Picosatélite experimental	pp. <a href="#">7-13</a>
Diseño de secuencias para la estimación de desbalances en fase y cuadratura en sistemas de comunicaciones	pp. <a href="#">14-18</a>

## Editorial

---

La revista *DIFU*<sub>100</sub>*ci*@ es una revista cuatrimestral que comenzó su publicación oficial en 2005. En mayo del 2012, la revista *DIFU*<sub>100</sub>*ci*@ adquirió el ISSN.

Desde entonces, se pretende contribuir a la difusión del conocimiento de la comunidad académica tanto nacional como internacional mediante la difusión de resultados de investigación de alta calidad. La Revista se centra en obras originales, que incluyen principalmente los estudios experimentales, análisis numéricos, estudios de casos y revisiones bibliográficas que proporcionan una significativa contribución a las áreas de ingeniería y tecnología en todas las disciplinas (Electrónica, Eléctrica, Ciencias de la Computación, Mecatrónica, Robótica, Telecomunicaciones, Procesamiento de señales, Ingeniería Industrial, Ingeniería de Control, y Bioingeniería).

Desde el comienzo, la revista ha buscado la mejora de los artículos aceptados para su publicación por un proceso de evaluación por pares o árbitro de los manuscritos recibidos. Estas evaluaciones son llevadas a cabo por expertos de reconocido prestigio por sus conocimientos y logros académicos, con el objetivo de asegurar que las publicaciones seleccionadas están contribuyendo al estado del arte en diferentes áreas de interés. Además, desde su inicio, la revista se ha abierto a los estudiantes y académicos a través del Sistema Open Journal, facilitando todo el proceso de presentación y publicación.

Agradezco a los autores y revisores, que se esfuerzan para mejorar la calidad de los manuscritos. Exhorto a todos los investigadores, académicos y estudiantes en las áreas de ingeniería y tecnología para que continúen sometiendo sus artículos en nuestra revista y contribuir a la noble difusión de la ciencia y la tecnología.

Jorge Flores Troncoso  
Editor en Jefe, Revista *DIFU*<sub>100</sub>*ci*@  
Universidad Autónoma de Zacatecas

# Análisis tiempo-frecuencia y modelo de Randles para el cálculo de la resistencia de polarización.

Gerardo Miramontes de León, Claudia Sifuentes Gallardo, Arturo Moreno Báez, Ernesto García Domínguez, Sandra A. Pérez Chávez, Alejandro Gutiérrez Ortíz

Universidad Autónoma de Zacatecas, Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica.  
Av. López Velarde 801, Col. Centro, Zacatecas, Zac., México, 98000.  
clausifuen@yahoo.com.mx

2015 Published by DIFU<sub>100ci</sub>@ <http://difu100cia.uaz.edu.mx>

---

## Resumen

Muchos sistemas electroquímicos pueden ser estudiados usando modelos de circuitos equivalentes. Un modelo simple es el circuito Randles, que consiste en una resistencia conectada en serie con una combinación en paralelo de un capacitor y otra resistencia. Esta segunda resistencia se llama resistencia de polarización, y para muchas aplicaciones prácticas, es muy importante estimar su valor.

Usando una forma especial de un pulso de excitación, se muestra que es posible estimar un valor para la resistencia de polarización con un cálculo muy simple. El análisis de tiempo-frecuencia del pulso de excitación propuesto mostró no sólo el contenido de la frecuencia cero de la señal, sino también el momento en que se produce esta frecuencia cero. Utilizando análisis de Laplace, se muestra también que la corriente transitoria a través de la capacitancia es cero, cuando el contenido de frecuencia del pulso es cero. De esta forma es posible estimar el valor de la componente resistiva de una celda electroquímica.

La medición en un circuito equivalente muestra un error de aproximación de menos de 0.5%. Se propone esta técnica como alternativa para estimar la resistencia de polarización.

*Palabras clave:* Resistencia de polarización, Pulso de excitación, Modelo Randles, Análisis tiempo-frecuencia

---

## 1. Introducción

Los sistemas electroquímicos se pueden encontrar en muchos aspectos de la vida diaria. Por ejemplo, el proceso de corrosión en las tuberías de petróleo, en torres de transmisión, y en puentes de hormigón se describen por reacciones electroquímicas, al igual que

las baterías y algunos sistemas biológicos. En estos ejemplos, los circuitos eléctricos se han utilizado para modelar el proceso electroquímico, y desde ese modelo, es posible prever estrategias de instrumentación.

En los sistemas electroquímicos, la espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS por sus siglas en Inglés) es una técnica de medición de uso frecuente,



que proporciona información cinética y mecánica sobre el sistema electroquímico.

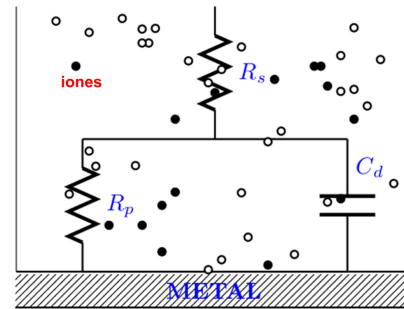
Las técnicas de EIS utilizan una excitación de amplitud muy pequeña, a menudo en el intervalo de 5 a 10 mV. Por lo tanto, la excitación causa sólo perturbación mínima para el sistema electroquímico bajo prueba. Por esta razón la técnica de EIS se ha convertido en una herramienta poderosa para el estudio de corrosión, semiconductores, baterías [1], galvanoplastia, sistemas electro-orgánicos [2], y la corrosión del acero de refuerzo en el concreto [3, 4], entre muchos otros.

La configuración para EIS requiere dos, tres o más electrodos sumergidos en una solución electrolítica. Esta configuración se conoce como celda electroquímica. La Fig. 1 a) muestra esquemáticamente la composición de una celda electroquímica y su circuito equivalente, es decir, un electrolito representado por una resistencia  $R_s$ , la interfase entre el electrodo de trabajo y el electrolito, representada por la combinación de una resistencia  $R_p$  y una capacitancia  $C_d$ , los cuales están en paralelo. El electrodo de trabajo es el metal en el cual se lleva a cabo la reacción electroquímica. En la Fig. 1 b) se encuentran los siguientes elementos: un electrodo de trabajo (WE) donde la reacción electroquímica tiene lugar, un electrodo de referencia (RE), que mide el potencial de la solución, llamado el potencial de circuito abierto, y un contraelectrodo (CE), donde, se aplica una pequeña señal de perturbación, en el rango de los mV. La corriente a través de la celda se mide mediante un amperímetro de resistencia cero (ZRA).

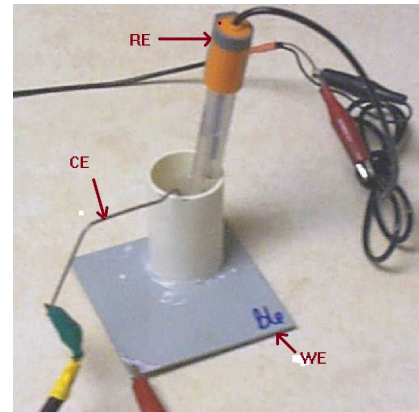
La instrumentación requerida, conocida como potenciostato, incluye amplificadores operacionales de alto grado (bajo nivel de ruido), debido a que las magnitudes eléctricas que se miden pueden ser muy pequeñas. La Fig. 2 muestra la implementación de un potenciostato.

Mientras que la teoría de la impedancia es una rama bien desarrollada de la teoría de circuitos de corriente alterna (CA) que describe la respuesta de un circuito como una función de la frecuencia, en muchos problemas prácticos, el límite de corriente directa (CD) de la impedancia es de gran interés. En EIS, este límite de CD, si se aplica correctamente, proporcionará un valor para la componente resistiva de la impedancia. Por supuesto, el valor de la impedancia en CD es la resistencia, pero los sistemas electroquímicos son muy sensibles a las mediciones de corriente directa.

Otro método de medición es el uso de excitación pulsada [5]. Sin embargo, a veces, la excitación aplicada no es un pulso, sino una función escalonada [6]. En cualquier caso, existe un interés especial en la estimación del valor de la resistencia de polarización utilizando diferentes técnicas.



(a) Celda electroquímica típica.



(b) Celda electroquímica experimental.

Figura 1. Celda electroquímica (típica y experimental).

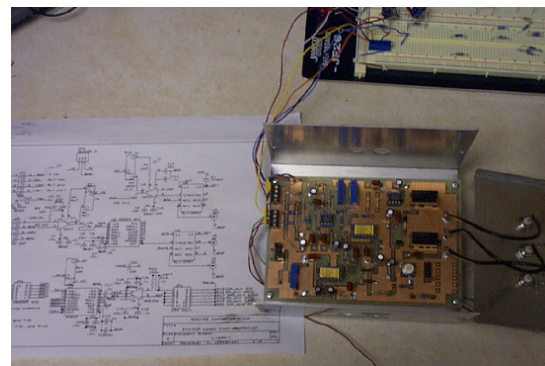


Figura 2. Implementación del potenciostato.

En los últimos años, los investigadores de la comunidad de procesamiento de señales se interesaron en sistemas electroquímicos [7]. Así, la teoría del procesamiento de la señal ha sido influyente en las nuevas metodologías de instrumentación [8, 9].

En este trabajo se presenta un punto de vista de tiempo-frecuencia con el cual se muestra cómo una excitación de señal especialmente diseñada puede proporcionar el límite de baja frecuencia deseada de la impedancia en un solo tiempo de medición.

## 2. El modelo Randles

La ventaja principal de utilizar la técnica EIS es que se puede utilizar un modelo puramente electrónico para representar una celda electroquímica [10], [11].

El circuito Randles (ver Fig. 3) modela la impedancia electroquímica de una interfase y se ajusta a muchos sistemas electroquímicos [12].

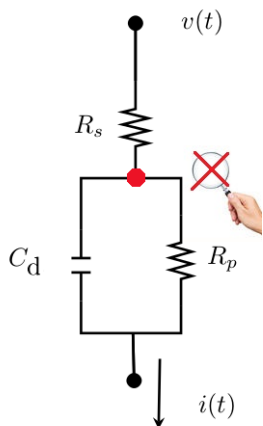


Figura 3. Circuito equivalente Randles y punto inaccesible para medición.

En el circuito Randles,  $R_s$  es la resistencia óhmica o no compensada de la solución entre los electrodos de trabajo y de referencia.  $R_p$  es la resistencia de polarización o la resistencia de transferencia de carga en la interfase electrodo-solución.  $C_d$  es la capacitancia de doble capa en esta interfase. Conociendo la resistencia de polarización o la resistencia de transferencia de carga, es posible calcular la magnitud de las reacciones electroquímicas.

En la figura 3, el potencial de  $v(t)$  se mide en el electrodo de referencia  $RE$ , y la corriente  $i(t)$  se mide por un ZRA. Sólo  $v(t)$  e  $i(t)$  son accesibles para la instrumentación electrónica.

### 2.1. Análisis del circuito Randles

Aplicando análisis de Laplace al circuito que se ve en la Fig. 3, se tendrá

$$\begin{bmatrix} (R_s + R_p) & -R_p \\ -R_p & (\frac{1}{sC} + R_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I(s) \\ I_C(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V(s) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Se tienen las corrientes  $I_{C_d}$ ,  $I_{R_p}$ , e  $I$  en función de la excitación  $V(s)$ :

$$I_{C_d}(s) = \frac{sR_p C_d V(s)}{sR_p C_d R_s + (R_p + R_s)}, \quad (2)$$

$$I_{R_p}(s) = \frac{V(s)}{sR_p C_d R_s + (R_p + R_s)}, \quad (3)$$

$$I(s) = \frac{(sR_p C_d + 1)V(s)}{sR_p C_d R_s + (R_s + R_p)}. \quad (4)$$

Estas ecuaciones dan las corrientes que fluyen a través de la celda electroquímica, bajo cualquier señal de excitación  $V(s)$ . La corriente medida por el ZRA es  $I(s)$ ,  $I_{R_p}(s)$  es la corriente a través del elemento resistivo e  $I_{C_d}(s)$  es la corriente a través del elemento capacitivo del circuito.

Como se ha indicado en el análisis para la Fig. 3, la corriente medida por el ZRA, en el dominio del tiempo, es  $i(t) = i_{R_p}(t) + i_{C_d}(t)$ . En condiciones de estado estacionario  $CD$ ,  $i_{C_d}(t) = 0$ . Pero este no es el único caso en que el capacitor alcanza una condición de corriente cero. Cuando hay una tensión transitoria a través de la combinación de capacitor-resistencia, el comportamiento es dependiente del tiempo debido al elemento reactivo.

La condición  $i_{C_d}(t) = 0$  se cumple cuando la derivada de nuestro pulso aplicado es cero, es decir, el pulso muestra un pico.

Es importante recordar que  $I_{R_p}$  y  $I_{C_d}$ , o cualquier caída de tensión en  $R_p$ ,  $R_s$  o  $C_d$  no son accesibles para el experimentador. La única corriente que podemos medir es la corriente total  $I$ .

### 2.2. Pulso de excitación

En la literatura se han utilizado varias señales pulsadas. También se han utilizado varios métodos y algoritmos para el cálculo de  $R_p$ . Por ejemplo, en [13] se aplica un pulso de tensión y se registra la corriente en ese momento. A continuación, a las señales en el dominio de tiempo  $v(t)$  e  $i(t)$ , se les aplica la transformada de Laplace para obtener información de la impedancia.

La relación de  $V(s)/I(s)$  se conoce como "impedancia transitoria." Una vez que la impedancia compleja  $Z(\omega)$  se obtiene, se utilizan circuitos analógicos y técnicas de ajuste de parámetros para encontrar los valores numéricos de los elementos  $R_p$  y  $C_d$  de un circuito modelo.

Otros trabajos [14, 15] incluyen pulsos de diferentes formas. Como ejemplos se tienen la Delta, exponenciales decrecientes, rampas y ondas cuadradas [16]. Hoja y Lentka [5] propusieron el uso de un pulso cuadrado para frecuencias inferiores a 10 Hz, y señales armónicas para frecuencias más altas.

Hemos propuesto la forma especial de un pulso, el cual reúne las condiciones para  $i_{C_d}(t) = 0$ , para un valor



dado de  $t$ . Muchas otras formas de pulsos pueden tener también una componente de  $CD$ . Pero, como se puede encontrar en otros trabajos, su uso requiere muchos pasos y cálculos. Con la forma del pulso que se propone,  $R_p$  se puede calcular simplemente con  $R_p = v(t_\alpha)/i(t_\alpha)$ , donde  $t_\alpha$  es el tiempo transitorio cuando  $i_{C_d}(t_\alpha) = 0$ .

La forma del pulso de excitación está dada por

$$v(t) = \frac{1}{b-a}(e^{-at} - e^{-bt})u(t), \quad (5)$$

donde  $u(t)$  es la función de Heaviside,  $a$  y  $b$  controlan la forma del pulso. Se construyó un potencióstato para probar el método propuesto en este trabajo. Para propósitos de prueba, se construyó un circuito analógico equivalente usando una resistencia ( $R_s$ ) en serie con una combinación en paralelo de un capacitor y una resistencia ( $C_d$  y  $R_p$ ).

La transformada de Laplace de (5) es

$$V(s) = \frac{1}{(s+a)(s+b)}. \quad (6)$$

La cual puede ser utilizada en las ecuaciones (2) a (4).

### 3. Análisis tiempo-frecuencia utilizando STFT (Short Time Fourier Transform)

Una señal se puede representar en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia.

La representación en el tiempo es la descripción más común de una señal, por ejemplo  $v(t)$  dada en (5). La representación de una señal se obtiene utilizando la transformada de Fourier, la cual es una poderosa forma de describir una señal. Conocer el contenido frecuencial de una señal es muy importante en una gran cantidad de problemas científicos y aplicados en la ingeniería. La señal transformada  $V(f)$ , donde  $f$  es la frecuencia, tiene información acerca del contenido de frecuencias de  $v(t)$ , pero no hay información sobre el tiempo, por ejemplo no se sabe a qué tiempo ocurre la frecuencia.

Una forma de introducir la dependencia del tiempo en la transformada de Fourier consiste en pre-recortar la señal  $v(t)$  alrededor de un pequeño lapso de tiempo (ventana), se calcula su transformada de Fourier y se repite la transformada para un tiempo diferente de la ventana. La transformada de Fourier en tiempo corto (STFT) [17] es

$$V(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} v(u)h(u-t)e^{-j2\pi fu} du \quad (7)$$

donde  $h(t)$  es una ventana de tiempo corto. Fuera de la ventana de tiempo se suprime la señal, obteniendo

de esta manera un espectro "local" de la señal. Así, la (STFT) es una forma simple de obtener la representación de tiempo-frecuencia de una señal. Para el análisis de  $v(t)$ , se ha usado la herramienta de tiempo-frecuencia (TFTB) [18], el cual se encuentra disponible en internet. TFTB es una colección de mandos para GNU Octave y MATLAB, desarrollado para el análisis de señales no estacionarias, usando las distribuciones de tiempo-frecuencia.

La Fig. 4 muestra la forma del pulso  $v(t)$ . Se puede observar un pico a un tiempo de  $t = 0.4$  s. Este es el valor  $t_\alpha$ , donde  $i_{C_d}$  va a ser cero.

El análisis de tiempo-frecuencia del pulso se muestra en la Fig. 5. El tiempo cuando el pulso alcanza el pico fue marcado con una flecha, se puede observar, que en ese valor de tiempo, la frecuencia es cero.

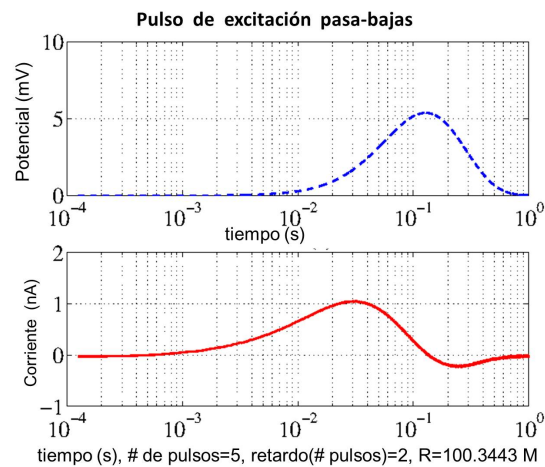


Figura 4. Pulso de excitación  $v(t)$  y corriente medida por el ZRA. R es el resultado del cálculo  $v(t)/i(t)$  en  $t=0.4$  s.

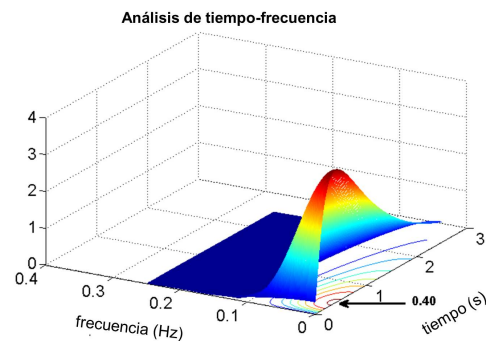


Figura 5. Análisis de tiempo-frecuencia para  $v(t)$ .

#### 4. Prueba en un circuito equivalente

Usando un circuito eléctrico en la configuración Randles, se aplicó un pulso de la forma en que se muestra en la Fig. 4.

El potencióstato genera una excitación pulsada y se registra la respuesta del sistema bajo prueba. Debido a que muchos sistemas electroquímicos tienen altos valores de impedancia, la configuración experimental se construyó utilizando  $R_p = 100$  MOhms. Los otros valores son de  $R_s = 1$  kOhm,  $C_d = 1$  nF.

La Fig. 4 muestra el pulso  $v(t)$  (en azul) y la corriente medida por el ZRA (en rojo). El  $v(t)$  se redujo para graficarla más fácilmente, e  $I_{Zra}$  está en volts. La ganancia del convertidor corriente a tensión se considera para el cálculo de la resistencia, por lo que el valor de  $I_{Zra}$  se mide en Amperes. El valor calculado fue  $R_p + R_s = 100.34$  MOhms. El valor esperado es 100.001 MOhms, así que el error es solo 0.3424 %.

Esta es una muy buena aproximación de los valores de  $R_p + R_s$ , a pesar de la sencillez del cálculo, por lo que ésta es una técnica prometedora para estimar la resistencia de polarización.

#### 5. Conclusiones

Se utilizó análisis de Laplace del circuito Randles para encontrar las ecuaciones principales que describen el comportamiento transitorio del circuito. El circuito Randles se utiliza con frecuencia para modelar celdas electroquímicas.

Usando una forma especial de una excitación pulsada, se ha demostrado que es posible estimar un valor para la resistencia de polarización con un cálculo muy simple. Una condición para llevar a cabo dicho cálculo es tener una condición de corriente cero que fluye a través del capacitor.

Un análisis de tiempo-frecuencia de la excitación pulsada propuesta mostró no sólo el contenido de frecuencia cero de la señal, sino también el momento en que se produce esta frecuencia cero. El tiempo cuando se produce la frecuencia cero, de acuerdo con el análisis de tiempo-frecuencia, está de acuerdo con el tiempo cuando el pulso muestra un pico.

Los resultados experimentales muestran un error de aproximación de menos de 0.5 %. Con lo anterior se puede concluir que ésta es una técnica alternativa para estimar la resistencia de polarización.

#### Referencias

- [1] H. Culcua, B. Verbrugge, N. Omar, P. V. D. Bossche, and J. V. Mierlo, "Internal resistance of cells of lithium battery modules with FreedomCAR model," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, 2009.
- [2] R. Pradhan, A. Mitra, and S. Das, "Impedimetric characterization of human blood using three-electrode based ECIS devices," *J Electr Bioimp*, vol. 3, pp. 12–19, 2012.
- [3] C. Andrade, C. Alonso, J. Gulikers, R. Polder, R. Cigna, O. Venesland, M. Salta, A. Raharinaivo, and B. Elsener, "Test methods for on-site corrosion rate measurement of steel reinforcement in concrete by means of the polarization resistance method," *Materials and Structures/ Matériaux et Constructions*, vol. 37, pp. 623–643, Nov. 2004.
- [4] S. Millard and L. Sadowski, "Novel method for linear polarization resistance corrosion measurement," in *NDTCE09 Non-Destructive Testing in Civil Engineering*, June 30th – July 3rd 2009.
- [5] J. Hoja and G. Lentka, "Method Using Square-Pulse Excitation for High-Impedance Spectroscopy of Anticorrosion Coatings," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, pp. 957–964, 2011.
- [6] C. Aliau-Bonet and R. Pallàs-Areny, "Transient Reduction in Pulse-Based Impedance Measurements," in *Advances in Instrumentation and Sensors Interoperability*. 19th Symposium IMEKO TC4 Symposium and 17th IWADC Workshop, Jul. 2013.
- [7] "OptiEIS: A Multisine Implementation Application Note Rev. 1.0," Gamry Instruments, Inc., 1990-2011.
- [8] D. Farden, G. Miramontes-de-León, and D. Tallman, "DSP-Based Instrumentation for Electrochemical Impedance Spectroscopy," in *Proceedings 195th Society Meeting of the Electrochemical Society*, vol. 99, no. 5, 1999, pp. 98–108.
- [9] *DSP-Based EIS Instrument Utilizing Pseudo-Logarithmically Spaced Multi-Frequency Test Signals*, 207th Meeting of the Electrochemical Society. The Electrochemical Society, May 2005.
- [10] C. Birkel and D. Howey, "Model identification and parameter estimation for LiFePO<sub>4</sub> batteries," in *IET Hybrid and Electric Vehicles Conference (HEVC)*. DOI <http://dx.doi.org/10.1049/cp.2013.1889>, 2013.
- [11] N. Sekar and R. P. Ramasamy, "Electrochemical Impedance Spectroscopy for Microbial Fuel Cell Characterization," *J Microbial Biochem Technol*, vol. S6, 2013.
- [12] *Basics of Electrochemical Impedance Spectroscopy, Application Note AC-1*, Princeton Applied Research.
- [13] A. J. Bard and L. R. Faulkner, *Electrochemical Methods. Fundamentals and Applications*, 2nd ed. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [14] D. Macdonald, *Transient Techniques in Electrochemistry*. New York: Plenum Press, 1977.
- [15] B. Elsener and H. Bohni, *Potential Mapping and Corrosion of Steel in Concrete*, n.s. Berke, v. Chaker and d. Whiting ed., ser. ASTM STP 1065. American Society for Testing and Materials, 1990, vol. 1065, pp. 143–156.
- [16] A. Mejía-Aguilar and R. Pallàs-Areny, "Electrical Impedance Measurement Using Voltage/Current Pulse Excitation." IMEKO, Sep. 2009, pp. 662–667.
- [17] G. Miramontes et al, *La transformada en ondículas o wavelet*, DIFU100ci@, septiembre-diciembre 2010, Vol. 4, No. 2, pp. 29–35.
- [18] F. Auger, P. Flandrin, P. Gonçalvès, and O. Lemoine, *Time-Frequency Toolbox Tutorial*, CNRS and Rice University, 1995-1996.

# Diseño e implementación de un picosatélite experimental

F. J. Amezcua Ríos<sup>b</sup>, J. Flores Troncoso<sup>a</sup>, I. A. Arriaga Trejo<sup>c</sup>, L. Soriano Equigua<sup>b</sup>, S. Ibarra Delgado<sup>a</sup>, R. Sandoval Arechiga<sup>a</sup>, J. L. Alvarez Flores<sup>b</sup>

<sup>a</sup>CIDTE, Universidad Autónoma de Zacatecas, Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica.  
Av. López Velarde No. 801, Zacatecas, Zac, 98000, México.  
<http://www.uaz.edu.mx/>

<sup>b</sup>Universidad de Colima, FIME Facultad de Mecánica y Eléctrica.  
Carr.Colima-Coquimatlan km 8.5, Coquimatlan, Col, 28400, México.  
<http://portal.ucol.mx/fime>

<sup>c</sup>Cátedra CONACyT, CIDTE, Universidad Autónoma de Zacatecas, Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica.  
Av. López Velarde No. 801, Zacatecas, Zac, 98000, México.  
<http://cidte.uaz.edu.mx/>

2015 Published by *DIFU*<sub>100ci</sub>@ <http://difu100cia.uaz.edu.mx>

## Resumen

En este trabajo se describe el diseño y desarrollo de un picosatélite tipo Cansat, además de especificar cómo sirve y funciona cada parte de este. También se explica cómo fue diseñado y que se tomó en cuenta para realizar este diseño. Asimismo se menciona cuáles son las diferencias comparado con la mayoría de los satélites de este tipo en la actualidad, también se menciona porque ofrece excelentes oportunidades aprendizaje para adentrarse en el área de los satélites y las telecomunicaciones espaciales.

*Palabras clave:* Picosatélite, Cansat, Cama de Pruebas.

## 1. Introducción

Un satélite artificial es un artefacto que es enviado o lanzado por medio de un vehículo o cohete. El cual tiene una misión al momento de estar en órbita[1].

Existen diferentes clasificaciones para los satélites ya sea por el tipo de misión o por su tiempo de vida útil hasta por su tamaño y peso[2][3].

Dentro de la clasificación de tamaño existe uno llamado picosatélite por su tamaño pequeño comparado con los satélites grandes. Para que una satélite pertenezca

a esta clasificación debe tener un peso entre 1 Kg. y 100 g. [4]. El propósito principal de este tipo de satélites pequeños es la investigación y experimentación, ya que estos tienen un costo muy bajo comparado con los satélites de tamaño convencional.

Las principales misiones para las que son usados estos son para realizar telemetría es decir, medir alguna variable física como humedad, temperatura, presión, velocidad, etc. para después transmitirla por medio de un radio transmisor y recibirla en una estación terrena[5] capaz de interpretar el mensaje recibido y mostrarlo.

Existen algunos tipos de picosatélites, el más conoci-

do es el Cansat[6], llamado así porque todos los componentes que son parte del satélite deben de caber en una lata convencional de refresco 350 ml.[4].

Este diseño en la actualidad está siendo desarrollado por varias universidades de todo el mundo por estudiantes desde nivel medio superior hasta estudiantes de posgrado para introducirlos en el área de las telecomunicaciones espaciales. Además de que se realizan varias competencias alrededor del mundo con distintas misiones propuestas para promover aún más este tipo de diseños e innovar con diferentes tecnológicas.

## 2. PARTES DE UN PICOSATÉLITE

Se diseñó un picosatélite tipo Cansat el cual está conformado por varios subsistemas cada uno encargado de diferentes tareas para el adecuado funcionamiento de este. Las etapas son las siguientes:

### 2.1. Subsistema de potencia:

Es el encargado suministrar la energía, regular la intensidad y de ajustar y adecuar los niveles de voltaje necesarios para cada componente integrado en nuestra cámara de pruebas[8].

### 2.2. Subsistema de Computadora a bordo:

El subsistema de la computadora a bordo se encarga de controlar el subsistema de comunicaciones y los sensores utilizados para medir las variables físicas que definen la misión. La computadora ejecuta el software utilizado para controlar todas las operaciones realizadas por el picosatélite. El software debe ser tolerante a fallos y ejecutar en tiempo real[8][9].

### 2.3. Subsistema de Carga útil (payload):

Son todos los instrumentos integrados para realizar las tareas a las que sean asignadas en la aplicación del satélite, como pueden ser cámaras fotográficas de diferentes espectros, sensores de temperatura, aceleración, altura, presión, etc.[9] [8].

### 2.4. Subsistema de Radio Frecuencia:

Este módulo tiene la tarea de transmitir la información procesada por el ordenador en forma de ondas electromagnéticas a través de una antena, que será recibida por una estación que está sintonizado a la frecuencia de transmisión, la que es capaz de decodificar y mostrar la información recibida[7].

## 3. Desarrollo del cansat

Inicialmente se propuso el desarrollo un picosatélite para realizar telemetría y entre los diferentes modelos existentes se eligió el Cansat. Para realizar pruebas de funcionamiento y seleccionar los componentes se propuso diseñar una cámara de pruebas, la cual constará con todas las partes que se integrarían en el Cansat, y una vez terminada realizar los diseños necesarios con un tamaño y estructura adecuados para que quepan dentro del contenedor que se adapte a las medidas de las normas del Cansat. El diseño electrónico se realizó utilizando KiCad [10], el cual es un software de código abierto para desarrollar esquemas y diseños electrónicos, es ampliamente adoptado por la academia y la industria debido a su simplicidad para utilizarlo.

Para comenzar con el diseño se planteó diseñar el subsistema de la computadora, el cual tendría la tarea de realizar el procesamiento del dispositivo, para esto se eligieron 2 microcontroladores los cuales serían la base de la computadora y se encargarían de controlar los datos obtenidos y enviados. Los microcontroladores utilizados fueron el arduino mini [11] [12] mostrado en la Figura:2 ya que este cuenta con todos los puertos necesarios para los dispositivos que se utilizaran y tiene la posibilidad de conectar sensores mediante el los protocolos I2C [13] y SPI además es de un tamaño compacto, adecuado para el tamaño del Cansat. Este sistema cuenta con un entorno de programación el cual es bastante simple de utilizar. Se realizaron diferentes programas como el que se muestra en la Figura:1. En este ejemplo se implementó para recibir datos de un sensor de y un GPS y guardarlos en una memoria SD.

También integró otro microcontrolador el cual es el PIC16F627A [14] [15] como el mostrado en la Figura:2. El cual recibe la información que transmite el arduino a través del UART. Este tiene la tarea de realizar la modulación FSK además de es el que permite implementar el protocolo AX.25[16] el cual es empleado comúnmente en misiones de Cubesat[8].

Posteriormente se eligieron los sensores que se incluyeron en la carga útil, ya que de estos dependen de la misión del Cansat y que esté cuenta con un tamaño reducido se decidió hacer que los sensores implementados en la carga útil sea intercambiable de acuerdo a las necesidades de la misión, para esto se diseñó de tal forma que solo se requiera intercambiar la placa de cada sensor y reconfigurar el programa en el arduino. Los sensores mostrados en la Figura:3 son algunas de las posibilidades a implementar y algunas de las tareas que pueden desempeñar son:

GPS GTPA010 [17]. El GPS es un dispositivo muy



```
#include <Adafruit_GPS.h>
#include <SoftwareSerial.h>
#include <Wire.h>
#include <Adafruit_BMP085.h>
#include <SPI.h>
#include <SD.h>
SoftwareSerial mySerial(3, 2);

Adafruit_GPS GPS(&mySerial);

#define GPSECHO false

boolean usingInterrupt = false;
void useInterrupt(boolean);

Adafruit_BMP085 bmp;

File myFile;

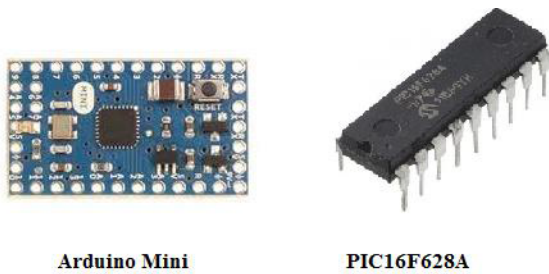
void setup()
{
  GPS.begin(9600);

  GPS.sendCommand(PMTK_SET_NMEA_OUTPUT_RMCGGA);

  GPS.sendCommand(PMTK_SET_NMEA_UPDATE_1HZ);

  GPS.sendCommand(PGCMD_ANTENNA);
```

Figura 1. Ejemplo de código en Arduino



Arduino Mini

PIC16F628A

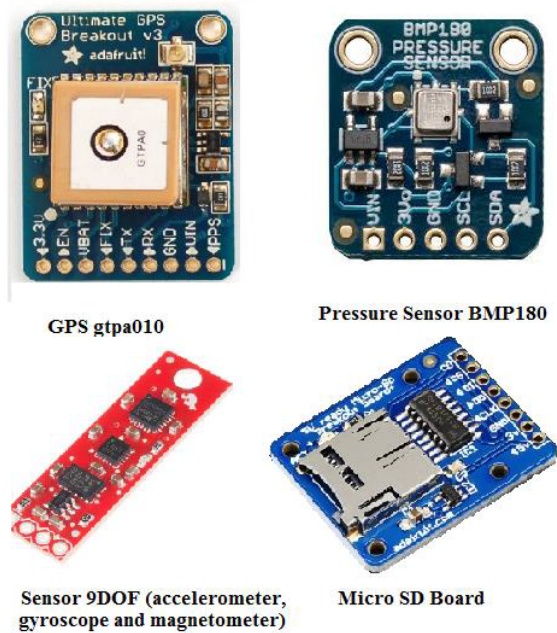
Figura 2. Microcontroladores

útil, ya que con esto conocemos la posición a nivel global de nuestro picosatélite, esta información también puede servir como una entrada de control para el posicionamiento o para encontrar el dispositivo una vez ha aterrizado.

Sensor de Presión BMP180 [18] este sensor sirve para medir la presión atmosférica/barométrica.

Sensor 9 DOF (grados de libertad) acelerómetro [19], el giroscopio [20] y el magnetómetro [21] englobados en un solo dispositivo. Este conjunto de sensores que pueden funcionar individualmente para medir sus parámetros que son aceleración, rotación y la fuerza magnética. Pueden trabajar juntos para conseguir una medición más precisa del movimiento relativo del picosatélite.

También se incluyó un lector micro SD [22]. Este dispositivo sirve para escribir los valores obtenidos por nuestra carga útil en una memoria SD y asegurar así



GPS gtpa010

Pressure Sensor BMP180

Sensor 9DOF (accelerometer, gyroscope and magnetometer)

Micro SD Board

Figura 3. Sensores

podemos recuperar todas las mediciones si la telemetría llegara a fallar.

Es de destacar que se dejaron varios puertos de propósito general y de I2C en caso de que sea necesario añadir más dispositivos, ya sea para utilizar otros sensores o probar diferentes experimentos y un mayor número de dispositivos entre sí, sobre todo con el fin de realizar un aprendizaje más amplio. El esquema electrónico del módulo de la computadora y la carga útil se ha dividido en dos partes. La primera parte, se representa en la Figura:4, en esta se muestran las conexiones de la placa donde se integra el Arduino Mini y los sensores considerados.

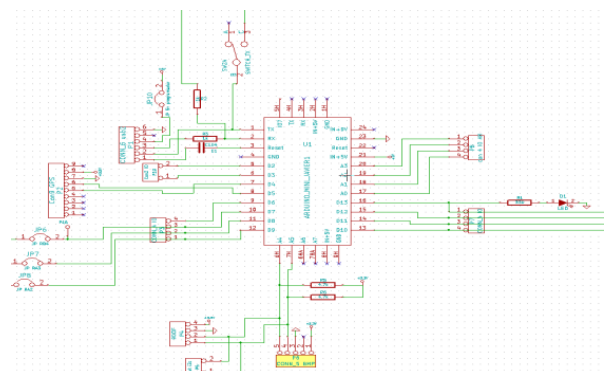


Figura 4. Etapa de la computadora parte 1

La segunda parte del diseño del equipo se muestra en la Figura:5. En la figura se hace referencia, se muestra las conexiones del microcontrolador PIC que se utilizan para generar una señal de FSK, también es utilizado



para implementar el protocolo AX.25[16].

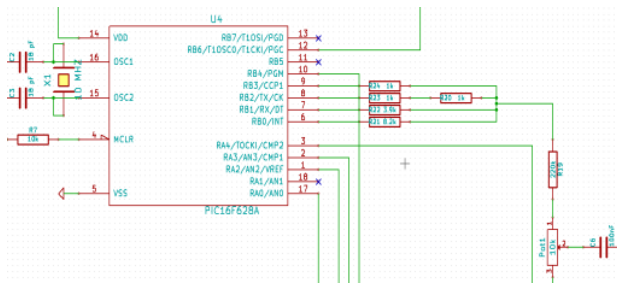


Figura 5. Etapa de la computadora parte 2

Este tipo de protocolo de comunicación es implementado en satélites de prueba utilizados principalmente en mayor Cubesat.

El subsistema de comunicaciones hace uso de un transmisor Radiometrix TR2M [23], que opera a una frecuencia de 436,5 MHz como la que se muestra en la Figura:6. De acuerdo a las especificaciones técnicas de esta radio, tiene un alcance de 1 kilómetro. Con el fin de aumentar el alcance del transmisor, un amplificador considerado es la AFS2 [24] por Radiometrix, también se puede ver en la Figura:6. De acuerdo con la hoja de datos proporcionada por el fabricante, con el uso de este amplificador se puede lograr un alcance de hasta 40 Km, El diagrama esquemático de la etapa de RF se muestra en la Figura:7. Gracias a estos componentes el Cansat tendría superior alcance comparado con la mayoría de Cansat implementados actualmente.

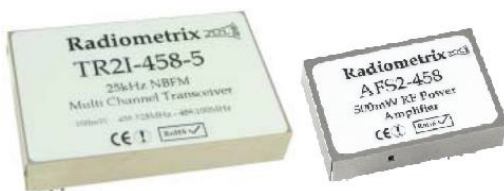


Figura 6. Radio Transmisor TR2M y amplificador AFS2

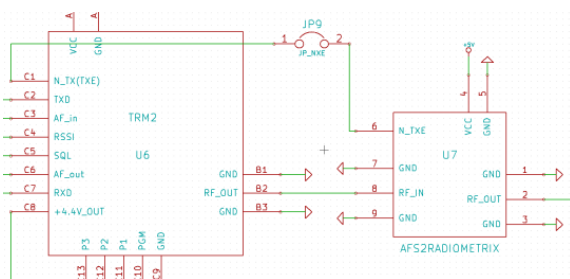


Figura 7. Diseño esquemático de la etapa de RF

Finalmente la última etapa que se diseño fue el subsistema de potencia encargado de suministrar la energía eléctrica, ya que el picosatélite será alimentado por una batería de 9V y el circuito tiene componentes que

funcionan con un diferente voltaje, fue necesario hacer una regulación de este para que los componentes trabajen de una manera óptima y adecuada. Una vez que se conocían todos los componentes que se utilizarían en las etapas mencionadas anteriormente se identificaron las tensiones que se necesitaron, por consiguiente ya que los microcontroladores y algunos componentes funcionan adecuadamente con 5V y la mayoría de los sensores implementados trabajan con un voltaje regulado a 3.3V fue necesario ajustar los niveles de tensión utilizando circuitos integrados 7805 y L33V respectivamente y aplicando una configuración con una serie de condensadores para la regulación de corriente como se ven en la Figura:8.

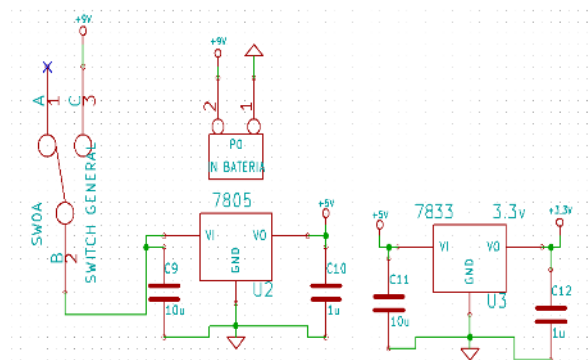


Figura 8. Diagrama esquemático de la etapa de potencia

#### 4. Resultados

Con el fin de realizar pruebas de funcionalidad y experimentar con diferentes sensores se realizó un diseño de PCB de una cama de pruebas basado en los circuitos de todas las etapas mencionadas anteriormente, este se representa en la Figura:9, el cual es un circuito englobado en una tarjeta con todas las partes que conforman un Cansat como el diseño en 3D mostrado también en la Figura:9. En la Figura:10 se puede visualizar la cama de pruebas desarrollada, la cual tiene la posibilidad de probar diferentes sensores y tomar muestreos mediante puntos de prueba asignados específicamente para esta tarea.

Gracias a estos puntos de prueba se puede apreciar el proceso que se lleva a cabo para realizar la modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) la cual es una forma de modulación digital en el que los datos se envían al cambiar la frecuencia de la portadora mientras que la amplitud se mantiene constante como se puede visualizar en la Figura:13. Para iniciar modulando lo primero que se hace es enviar una señal a través del puerto serie de Arduino tiene una forma de onda

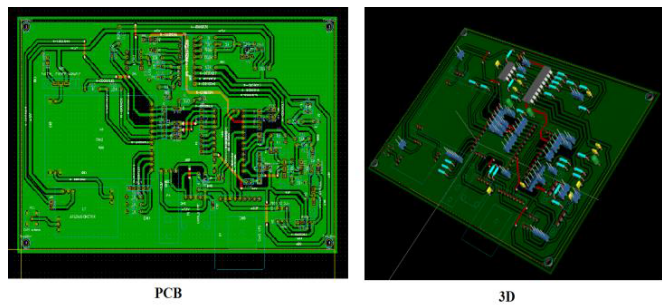


Figura 9. Diseño de PCB y 3D

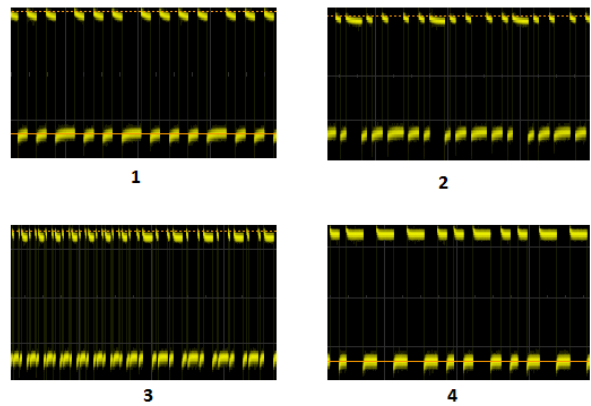


Figura 12. Señales transmitidas por el PIC en proceso de modulación

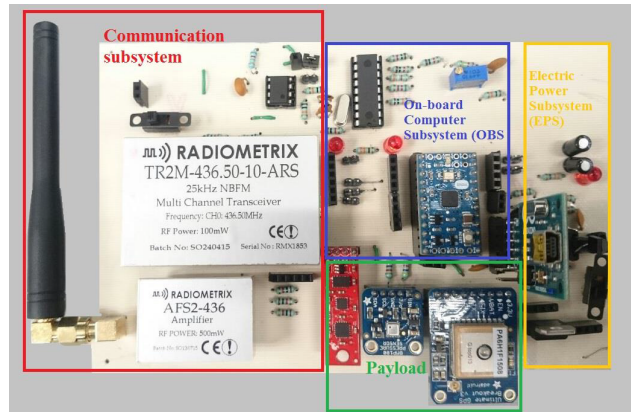


Figura 10. Cama de pruebas

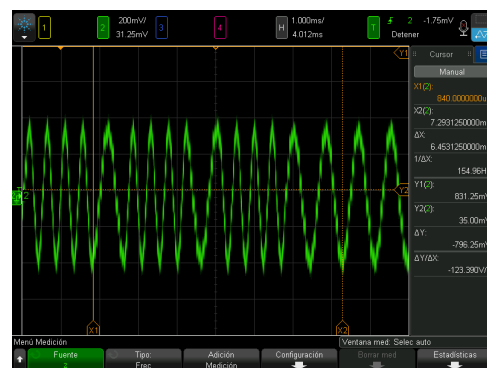


Figura 13. Señal de salida FSK

media en un osciloscopio como la que se muestra en la Figura:11 y pasa a través de un circuito inversor y la forma de onda se obtiene después de invertir los pases de señal a un puerto digital del PIC.

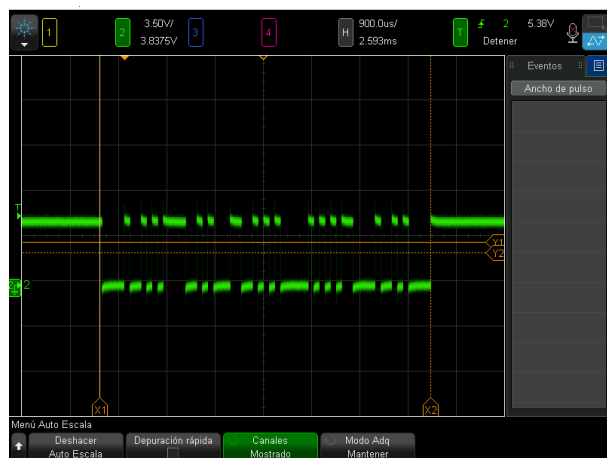


Figura 11. Señal transmitida por el arduino

El PIC se encarga de llevar a cabo la modulación digital que sale 4 pines a diferentes frecuencias, se aprecia en la Figura:12 y llega a un arreglo de la resistencia que se encarga de recoger todas las señales y finalmente se obtiene la señal modulada FSK como la mostrada en la Figura:13.

Esta es la señal de entrada al radio, la cual se amplifica y luego se transmite por el aire en forma de ondas electromagnéticas y así finalmente es recibida por una estación terrena con un receptor sintonizado a la frecuencia del transmisor. Todos estos datos enviados y recibidos se pueden visualizar a través de un monitor o pantalla y de esta manera obtener un proceso de telemetría.

## 5. Conclusiones y trabajo futuro

### 5.1. Conclusiones

En conclusión se puede decir que este picosatélite tipo Cansat es útil para aquellos que se vayan adentrando a los diseños de satélites y a las telecomunicaciones espaciales, ya que es una forma simple de conocer y aprender las partes que lo conforman y como es su funcionamiento desde la parte de programación, hasta el diseño y configuración de los componentes requeridos, también es útil para poder probar una gran variedad de sensores y programarlos de una manera simple y de esta forma proponer nuevas misiones y aplicaciones para el campo de los picosatélite. Cabe resaltar que

este diseño puede ser adaptado y mejorado para probar diferentes y nuevas tecnologías. Por consiguiente este Cansat podría considerarse como uno de tantos diseños para comenzar a conocer este amplio campo de estudio de una manera fácil y llamativa, con esto promover el interés de las personas para conocer un poco más estos sistemas y de esta forma mejorar el desarrollo de estos.

## 5.2. Trabajo futuro

Actualmente se sigue trabajando con el diseño del Cansat el cual constará de las etapas mencionadas con anterioridad pero ordenadas de tal modo que se obtenga una estructura resistente y sea capaz de entrar en un contenedor que cumpla con las normas de tamaño y peso de este. Recientemente se concluyeron los diseños de la computadora junto con el subsistema de radiofrecuencia los cuales se muestran en las Figuras:14 y 15 Estos están adaptados al tamaño la estructura exterior mostrada en la Figura:16, los circuitos están en proceso de construcción y pruebas de funcionamiento para formar parte de la estructura final que conforme el picosatélite.

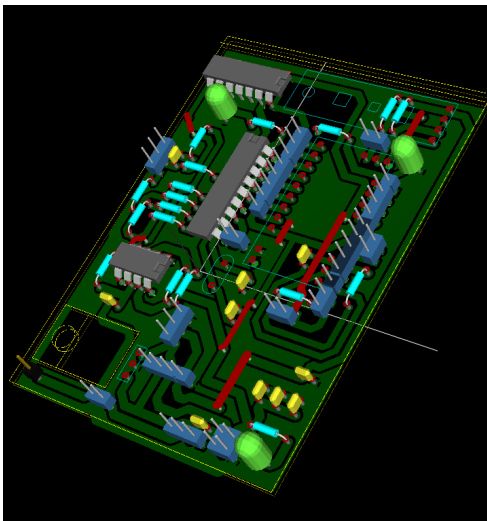


Figura 14. Subsistema de la computadora

Además se tiene planeado agregar más sensores a la carga útil para tener un catálogo más amplio y con estos tener la posibilidad de implementar nuevas misiones. Cabe mencionar que es necesario diseñar una estructura resistente para reforzar el cuerpo y asegurar una mayor duración de vida útil del Cansat. También se debe diseñar sistema de amortiguamiento a la velocidad de caída como un paracaídas el cual debe incluir una etapa de control para activarlo en el momento indicado.

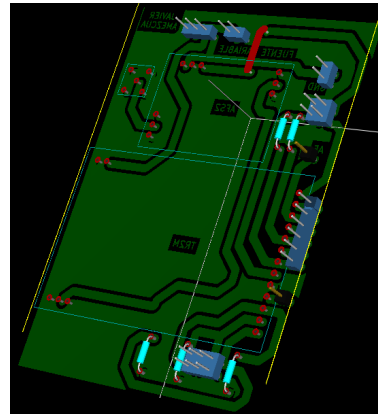


Figura 15. Subsistema de Radio frecuencia



Figura 16. Estructura exterior del Cansat

## Referencias

- [1] <https://ctasatelitesartificiales>, 2009.
- [2] <https://sites.google.com/site/3bsatelitesartificiales/satelites-artificiales2>
- [3] [https://www.lpi.tel.uva.es/~nacho/docencia/EMC/trabajos\\_02\\_03/RADIOASTRONOMIA/web/Indice/S\\_art/I\\_s\\_art/3\\_3/Clas.htm](https://www.lpi.tel.uva.es/~nacho/docencia/EMC/trabajos_02_03/RADIOASTRONOMIA/web/Indice/S_art/I_s_art/3_3/Clas.htm)
- [4] <http://www.aem.gob.mx/downloads/Bases-CursoCansat.pdf>
- [5] Aydemir, M.E. and Dursun, R.C. and Pehlevan, M., Ground station design procedures for CANSAT, Recent Advances in Space Technologies (RAST), 2013 6th International Conference on, 2013
- [6] Soyer, S., Small space can: CanSat, Recent Advances in Space Technologies (RAST), 2011 5th International Conference on, 2011
- [7] Rosado Carlos, "Comunicación por satélite: Principios, tecnologías y sistemas" AHCIE Asociación Hispanoamericana de Centros de Investigación y Empresas de Telecomunicaciones, I.S.B.N.: 84-87-644-42-2
- [8] Antunes Sandy "DIY Satellite Platforms: Building a Space-Ready General Base Picosatellite for Any Mission" O'REILLY, 1° Edición, ISBN:978-1-449-31060-8

- [9] Louis J. Ippolito, "Satellite communications systems engineering : atmospheric effects, satellite link design, and system-performance "Wiley series on wireless communications and mobile computing, ISBN: 978-0-470-72527-6
- [10] <http://sluc.org.ar/sites/default/files/KiCad-es.pdf>
- [11] <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMini>.
- [12] Torrente Óscar, "ARDUINO Curso práctico de formación "Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C.V., México,. 1° Edición,ISBN: 978-607-707-648-3
- [13] Paret Dominique,"El bus I2C de la teoria a la practica, 'S.A. EDICIONES PARANINFO,ISBN: 9788428321891
- [14] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/40044F.pdf>.
- [15] Garcia Eduardo, "Compilador C CCS y sumuador PROTEUS para Microcontroladores PIC "Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C.V., México,. 1° Edición,ISBN:978-970-15-1397-2
- [16] B. Zielinski,Efficiency estimation of AX.25 protocol,Theoretical and Applied Informatics >2008 >Vol. 20, No. 3 >199-214
- [17] <https://www.adafruit.com/datasheets/GlobalTop-FGPM0PA6C-Datasheet-V0A-Preliminary.pdf>.
- [18] <https://www.adafruit.com/datasheets/BST-BMP180-DS000-09.pdf>.
- [19] <https://www.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Accelerometer/ADXL345.pdf>.
- [20] <https://www.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Gyro/PS-ITG-3200-00-01.4.pdf>.
- [21] <http://cdn.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Magneto/HMC5883L-FDS.pdf>.
- [22] <https://learn.adafruit.com/downloads/pdf/adafruit-micro-sd-breakout-board-card-tutorial.pdf>.
- [23] <http://www.radiometrix.com/files/additional/tr2m.pdf>.
- [24] <http://www.radiometrix.com/files/additional/afs2.pdf>.

# Diseño de secuencias para la estimación de desbalances en fase y cuadratura en sistemas de comunicaciones

I. A. Arriaga Trejo<sup>a</sup>, J. Flores Troncoso<sup>b</sup>, J. Villanueva Maldonado<sup>a</sup>, S. Ibarra Delgado<sup>b</sup>, Jorge Simón Rodríguez<sup>a</sup>

<sup>a</sup>Cátedra CONACyT, CIDTE, Universidad Autónoma de Zacatecas, Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica.  
Av. López Velarde No. 801, Zacatecas, Zac, 98000, México.  
<http://cidte.uaz.edu.mx/>

<sup>b</sup>CIDTE, Universidad Autónoma de Zacatecas, Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica.  
Av. López Velarde No. 801, Zacatecas, Zac, 98000, México.  
<http://www.uaz.edu.mx/>

2015 Published by DIFU<sub>100ci</sub>@ <http://difu100cia.uaz.edu.mx>

---

## Resumen

En el documento presente se aborda la construcción de secuencias de entrenamiento unimodulares, que son empleadas en la estimación de desbalances en fase y cuadratura en sistemas de comunicaciones. Las secuencias descritas, poseen una función de autocorrelación del tipo impulso unitario y deben satisfacer restricciones adicionales a las comúnmente establecidas para la estimación de sistemas estrictamente lineales. Si bien, es posible encontrar expresiones analíticas para señales que satisfacen los criterios de diseño, en general, se requieren de métodos numéricos para obtener secuencias que posean magnitud constante en el dominio del tiempo y la frecuencia.

*Palabras clave:* Secuencias de entrenamiento, desbalances en fase y cuadratura, métodos de optimización.

---

## 1. Introducción

Desde los inicios de la telefonía móvil, la tendencia en los dispositivos de comunicación personales ha sido reducir su tamaño para que puedan ser portables y permitan una comunicación obicua. Esto se ha acentuado aún más con los dispositivos vestibles, que deben poseer dimensiones reducidas y ser capaces de transmitir información a través de medios no guiados, esto es, por comunicación inalámbrica.

La miniaturización de los equipos de comunicación personales ha sido posible gracias a los avances tecnológicos en procesos de manufactura y diseño de circuitos integrados, los cuales han permitido incorporar una gran cantidad componentes electrónicos en obleas de silicio. Ahora bien, no obstante que la cantidad de componentes discretos que es posible incluir en sistemas de dimensiones reducidas es admirable, la integración a alta escala de ellos conlleva un precio a pagar, en particular en el frente analógico de un sistema de comu-



nicaciones.

Debido a procesos de manufactura y diseño de componentes electrónicos discretos (por mencionar algunos: resistencias, capacitores, osciladores) es bastante frecuente que su comportamiento se desvíe de un modelo teórico esperado, introduciendo fenómenos no lineales que afectan el desempeño del sistema.

En lo que se refiere al frente analógico de un sistema de comunicaciones inalámbrico, la arquitectura que ha predominado es la de conversión directa. La arquitectura de conversión directa es preferida dado que es factible implementarla completamente en circuitos integrados. Sin embargo, también es conocido que es muy sensible a variaciones en los valores *idealmente* esperados para los componentes que la constituyen. Por lo que desviaciones en valores nominales de éstos introducen distorsiones tanto en las señales que se transmiten como en las que se reciben, degradando de manera significativa el desempeño del radioreceptor [1].

En este artículo, se centra la atención en fenómenos no lineales que son introducidos por diferencias en ganancias y en fase en la etapa de radio frecuencia, los cuales son conocidos como desbalances en fase y cuadratura. En particular, especial énfasis se hace en el diseño de secuencias de entrenamiento que permitan estimar de manera conjunta los desbalances en fase y cuadratura en la cadena de transmisión y la respuesta del canal. Las secuencias reportadas para la estimación conjunta de desbalances en fase y cuadratura poseen una función de autocorrelación del tipo impulso unitario.

## 2. Arquitectura de conversión directa

El propósito de esta sección es el abordar las causas que originan los desbalances en fase y cuadratura en los radiorreceptores de conversión directa. Como se indicó brevemente en la introducción, esta arquitectura ha sido ampliamente adoptada dada su viabilidad para ser implementada en circuitos integrados. El diagrama a bloques de un transmisor y un receptor de conversión directa se muestra en la Fig. 1 y 2 respectivamente. Para los propósitos que se persiguen y por razones de espacio, sólo se explicará el flujo de señales para el caso del transmisor ya que el principio de operación del receptor sigue un razonamiento similar.

En la arquitectura de conversión directa se convierte una señal en banda base, que es la que porta la información a transmitir, en una señal de frecuencias altas que es apropiada para su propagación de manera inalámbrica y pueda viajar distancias requeridas para establecer un enlace de comunicaciones. A partir de

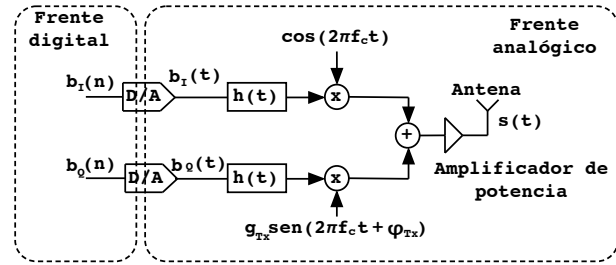


Figura 1. Diagrama a bloques de los elementos que constituyen un transmisor de conversión directa.

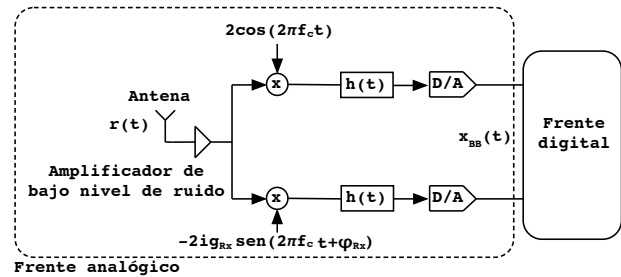


Figura 2. Diagrama a bloques de los elementos que constituyen un receptor de conversión directa.

la Fig. 1 se observa que un transmisor y receptor de conversión directa manejan la información en dos ramas a las que se les denomina en fase y cuadratura.

Tanto para el transmisor como para el receptor se distinguen dos etapas de acuerdo a la forma de onda de las señales que fluyen a través de ellas. La parte que procesa señales discretas se le conoce como frente digital mientras que su contraparte, en donde se manejan formas de onda continuas, se le conoce como frente analógico. Desde un punto de vista teórico, el frente digital es *ideal* en el sentido de que es posible controlar con un alto grado de precisión (haciendo uso de microprocesadores o procesadores digitales de señales) las señales que son procesadas en esta etapa. Sin embargo, este no es el caso para el frente analógico, donde no es posible asegurar un alto grado de precisión en los componentes que la integran.

Los desbalances en fase y cuadratura, en la arquitectura de conversión directa, se originan cuando existe asimetría en las ganancias de las ramas I y Q. Dichas asimetrías pueden ser introducidas por diferencias en las respuesta a impulso de los filtros en banda base así como por el mezclador, que genera dos amplitudes distintas. Igualmente, una diferencia de fase puede ser introducida por el oscilador local siendo esto causa también de desbalances en fase y cuadratura [2].

Existen fenómenos no lineales adicionales que originan distorsiones en las señales transmitidas y recibidas,

como puede ser el caso de no linealidades introducidas por el amplificador de potencia. Sin embargo, como se ha venido mencionando, en este artículo se centra la atención únicamente en los desbalances en fase y cuadratura.

Para el transmisor, es posible demostrar que la forma de onda radiada por una antena ideal está dada por

$$x(t) = \text{Re} \left\{ s_{\text{BB}}(t) e^{2\pi i f_c t} \right\} \quad (1)$$

donde  $s_{\text{BB}}(t)$  es una señal compleja que a su vez depende de la información que es transmitida así como las imperfecciones introducidas en la etapa de radiofrecuencia. El operador  $\text{Re} \{ \cdot \}$  indica la parte real del argumento complejo sobre el cual actúa. Por otra parte,  $f_c$  es la frecuencia del oscilador local, y es la frecuencia sobre la que se centra la información que se transmite.

La señal compleja  $s_{\text{BB}}(t)$ , puede hallarse al seguir el flujo de las señales que se indica en la Fig. 1, obteniéndose la siguiente expresión

$$s_{\text{BB}}(t) = b_I(t) + i g_{\text{TX}} e^{i\phi_{\text{TX}}} b_Q(t) \quad (2)$$

donde  $g_{\text{TX}}$  denota la ganancia en amplitud que se introduce en la rama  $Q$  la cual, en general, se considera que es distinta de la unidad. La fase,  $\phi_{\text{TX}}$ , es la causante de la pérdida de ortogonalidad entre las señales seno y coseno que son introducidas por el oscilador local. Las funciones  $b_I(t)$  y  $b_Q(t)$  son las componentes real e imaginaria, respectivamente, de la forma de onda que conlleva la información que es transmitida, esto es,  $b(t) = b_I(t) + i b_Q(t)$ . El punto importante a observar de la expresión (2), es que los desbalances en fase y cuadratura distorsionan la forma de onda  $b(t)$ . Para un transmisor de conversión directa que no se vea afectado por desbalances en fase y cuadratura se cumple que  $g_{\text{TX}} = 1$  y  $\phi_{\text{TX}} = 0^\circ$ . Igualmente, se verifica que si se hace uso de las identidades  $b_I(t) = \frac{1}{2}(b(t) + b^*(t))$  y  $b_Q(t) = \frac{1}{2i}(b(t) - b^*(t))$  donde  $b^*(t)$  denota el conjugado de  $b(t)$ , es posible escribir (2) de manera equivalente como,

$$s_{\text{BB}}(t) = g_1 b(t) + g_2 b^*(t). \quad (3)$$

En este caso las constantes complejas  $g_1 = \frac{1}{2}(1 + g_{\text{TX}} e^{i\phi_{\text{TX}}})$  y  $g_2 = \frac{1}{2}(1 - g_{\text{TX}} e^{i\phi_{\text{TX}}})$  agrupan los parámetros físicos que definen los desbalances en fase y cuadratura en el transmisor [3].

Para el receptor, es posible realizar un análisis similar siguiendo el flujo de las señales que se muestra en la Fig. 2 para encontrar la expresión que caracteriza la forma de onda que se procesa en el frente analógico. En este caso, la señal que será procesada por los convertidores analógico a digital (A/D) está dada por

$$x_{\text{BB}}(t) = k_1 r_{\text{BB}}(t) + k_2 r_{\text{BB}}^*(t) \quad (4)$$

donde  $k_1 = \frac{1}{2}(1 + g_{\text{RX}} e^{-i\phi_{\text{RX}}})$  y  $k_2 = \frac{1}{2}(1 - g_{\text{RX}} e^{i\phi_{\text{RX}}})$  son constantes complejas que caracterizan los desbalances en fase y cuadratura presentes en el receptor [3]. La función compleja  $r_{\text{BB}}(t)$  contiene la información, en banda base, de la señal capturada por la antena y  $x_{\text{BB}}^*$  denota su complejo conjugado.

Es importante que el lector aprecie la estructura de las expresiones (3) y (4) que son de la forma,

$$y(t) = \alpha x(t) + \beta x^*(t). \quad (5)$$

En la literatura, al modelo dado por la expresión (4), se le conoce como sistema lineal en el sentido amplio [4] (*widely linear system* como es referido en la literatura de habla inglesa) y es comúnmente utilizado para describir los efectos de los desbalances en fase y cuadratura en sistemas de comunicaciones. A partir de (3) y (4) puede apreciarse que los desbalances en fase y cuadratura ocasionan una interferencia al incluir el conjugado del término que contiene la información a procesar, tanto en la etapa de transmisión como en la etapa de recepción. Se ha demostrado que si la interferencia producida por el término conjugado no es compensada, el desempeño de un sistema de comunicaciones puede verse seriamente degradado.

Recientemente el uso de técnicas de procesamiento digitales para la corrección de desbalances en fase y cuadratura han generado gran interés en la comunidad científica. Ellas basan su operación en el diseño de filtros digitales que predistorsionen las señales generadas en el transmisor para corregir desbalances en fase y cuadratura presentes en este o bien hacen uso de filtros digitales en el receptor para compensar el efecto conjunto de los desbalances en fase y cuadratura así como el canal de comunicaciones.

### 3. Estimación conjunta de desbalances en fase y cuadratura en el receptor

El propósito de esta sección es identificar secuencias de entrenamiento discretas  $\{c(n)\}_{n=0}^{P-1}$ , de periodo  $P$ , que son apropiadas para estimar los desbalances en fase y cuadratura a lo largo de la cadena de transmisión junto con los efectos del canal de comunicaciones. El escenario que se considera es el mostrado en la Figura 3, donde se tiene un transmisor de conversión directa que envía información a un receptor a través de un canal inalámbrico, invariante en el tiempo, que puede caracterizarse por la respuesta al impulso  $h(t)$ . El transmisor como el receptor se ven afectados por desbalances en fase y cuadratura. El problema por resolver es identificar las secuencias de entrenamiento  $c(n)$  que minimicen el

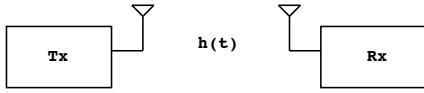


Figura 3. Transmisor de conversión directa enviando información a un receptor a través de un canal inalámbrico invariante en el tiempo  $h(t)$ . Se considera que el frente analógico tanto del transmisor como el receptor son afectados por desbalances en fase y cuadratura.

error de estimación de los efectos conjuntos del canal como los desbalances en fase y cuadratura. Para ello, es conveniente determinar la relación entrada/salida del sistema considerado. En este caso la entrada está dada por  $c(t)$ , que representa la forma de onda de las secuencias buscadas (la que se obtiene a la salida del convertidor digital analógico en el transmisor) y la salida es la señal en banda base,  $x(t)$ , que contiene los efectos de los desbalances en fase y cuadratura así como el canal de comunicaciones. Haciendo uso de las expresiones (3) y (4) es posible encontrar la relación buscada,

$$x(t) = h_1(t) * c(t) + h_2(t) * c^*(t) \quad (6)$$

donde  $u(t) * v(t)$  denota la convolución de las funciones complejas  $u(t)$  y  $v(t)$ , la cual se define mediante

$$u(t) * v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)v(t - \tau)d\tau. \quad (7)$$

Por otra parte, las funciones  $h_1(t)$  y  $h_2(t)$  en (7) están dadas por  $h_1(t) = k_1g_1h(t) + k_2g_2^*h^*(t)$  y  $h_2(t) = g_2k_1h(t) + g_1^*k_2h^*(t)$ .

En la práctica, los sistemas de comunicaciones no realizan un procesamiento analógico de las señales que fluyen a través de la cadena de transmisión y recepción, en este caso, las formas de onda  $c(t)$  y  $x(t)$  respectivamente. En vez de ello, se procesan muestras de ellas en el dominio digital (bloques rotulados como frente digital en las Fig. 1 y Fig. 2), esto es,  $c(n)$  y  $x(n)$  donde  $t = \tau_s n$  para algún  $\tau_s$  real. Tomando en cuenta esta restricción, el problema por resolver se reduce a encontrar un conjunto de  $P$  valores complejos que definen a la secuencia  $\{c(n)\}_{n=0}^{P-1}$  y permitan estimar los coeficientes los  $L$  coeficientes complejos  $\{h_1(n)\}_{n=0}^{L-1}$  y  $\{h_2(n)\}_{n=0}^{L-1}$  que toman en consideración los desbalances en fase y cuadratura en el transmisor como en el receptor así como los efectos del canal, y se que se relacionan con las muestras de la señal recibida mediante

$$x(n) = h_1(n) \star c(n) + h_2(n) \star c^*(n) \quad (8)$$

donde  $f(n) \star g(n)$  denota la convolución circular de las secuencias involucradas. El receptor, para estimar la

respuesta al impulso de los filtros  $h_1(n)$  y  $h_2(n)$ , las cuales se denotan de manera respectiva por,  $\hat{h}_1(n)$  y  $\hat{h}_2(n)$ , requiere resolver el siguiente sistema lineal de ecuaciones [5],

$$\mathbf{x} = \bar{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{h}} \quad (9)$$

donde  $\mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(P - 1)]^T$ ,  $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_1(0), \hat{h}_1(1), \dots, \hat{h}_1(L - 1), \hat{h}_2(0), \hat{h}_2(1), \dots, \hat{h}_2(L - 1)]^T$ , en donde por consistencia se ha hecho  $L = \frac{P}{2}$ , para asegurar  $\dim \mathbf{x} = \dim \hat{\mathbf{h}} = P \times 1$ . La matriz  $\bar{\mathbf{C}}$  satisface  $\dim \bar{\mathbf{C}} = P \times P$ , y tiene la siguiente estructura  $\bar{\mathbf{C}} = [\mathbf{C} \ \mathbf{C}^*]$  con

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} c(0) & c(P-1) & \dots & c(\frac{P}{2} + 1) \\ c(1) & c(0) & \dots & c(\frac{P}{2} + 2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c(P-2) & c(P-3) & \dots & c(\frac{P}{2} - 1) \\ c(P-1) & c(P-2) & \dots & c(\frac{P}{2}) \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Así pues, el receptor puede estimar las entradas del vector  $\hat{\mathbf{h}}$  por medio de la relación

$$\hat{\mathbf{h}} = \bar{\mathbf{C}}^{-1}\mathbf{x} \quad (11)$$

dado que en principio conoce la secuencia de entrenamiento que utiliza el transmisor y constituye las entradas de la matriz  $\bar{\mathbf{C}}$ . El lector debe observar que teóricamente cualquier selección de  $P$  números complejos que generen una matriz  $\bar{\mathbf{C}}$  invertible pueden ser empleados para encontrar el vector  $\hat{\mathbf{h}}$ . No obstante, en la práctica se imponen ciertas restricciones sobre secuencias de entrenamiento para obtener matrices  $\bar{\mathbf{C}}$  con propiedades matemáticas específicas. En particular se busca que las secuencias empleadas generen matrices hermiticas, es decir, que satisfagan

$$\bar{\mathbf{C}}^{-1} = (\bar{\mathbf{C}}^*)^T. \quad (12)$$

En la literatura se ha mostrado que una secuencia compleja de periodo  $P$ , genera una matriz de entrenamiento  $\bar{\mathbf{C}}$  Hermitiana si se seleccionan  $\frac{P}{2}$  fases tales que cada una de los componentes de la transformada de Fourier vector  $\mathbf{c} = [e^{i\phi_0}, e^{i\phi_1}, \dots, e^{i\frac{\phi_P}{2}}, e^{-i\phi_0}, e^{-i\phi_1}, \dots, e^{-i\frac{\phi_P}{2}}]^T$  posean magnitud constante [6]. Resolver este problema de manera algebraico para un  $P$  entero arbitrario no es una tarea sencilla, por lo que es necesario hacer uso de métodos de optimización de funciones de varias variables para minimizar una función de costo que permita obtener las fases buscadas.

En la siguiente sección se aborda el caso en el que  $P = 4$ , el cual puede ser tratado de manera analítica y la función de costo empleada puede ser visualizada en una superficie continua, donde se buscan los mínimos globales de ella.

#### 4. Resultados Numéricos

En este apartado se muestra que es posible usar métodos analíticos para encontrar secuencias complejas  $c(n)$ , con periodo  $P = 4$  y que generan una matriz de entrenamiento  $\tilde{C}$  Hermitiana. Como se indicó en el apartado anterior, en este caso, se desea encontrar dos fases  $\phi_0$  y  $\phi_1$  de la secuencia que definen a la secuencia  $c(n) = \{e^{i\phi_0}, e^{i\phi_1}, e^{-i\phi_0}, e^{-i\phi_1}\}$ . Para ello es necesario minimizar la siguiente función de costo

$$J(\phi_0, \phi_1) = r_{cc}(\phi_0, \phi_1, 1) + r_{cc}(\phi_0, \phi_1, 2) + r_{cc}(\phi_0, \phi_1, 3) \quad (13)$$

donde  $r_{cc}(\phi_0, \phi_1, l)$  denota la autocorrelación periódica la secuencia compleja  $c(n)$  la cual está dada por

$$r_{cc}(\phi_0, \phi_1, l) = \sum_{n=0}^3 c^*(l+n)c(n) \quad (14)$$

para el retardo  $l \in \{0, 1, 2, 3\}$ . El criterio dado por (14) se emplea pues se basa en un resultado del álgebra lineal que afirma que un vector (en este caso, la secuencia considerada) forma una base si todos los posibles productos internos con rotaciones circulares de él se anulan [7]. Al desarrollar las operaciones indicadas es posible demostrar que la función de costo de dos variables a minimizar está dada por la siguiente expresión,

$$J(\phi_0, \phi_1) = (\cos(\phi_0 - \phi_1) + \cos(\phi_0 + \phi_1))^2 + (\cos(2\phi_0) + \cos(2\phi_1))^2. \quad (15)$$

Los valores de  $\phi_0$  y  $\phi_1$  que minimizan la función de costo dada por (13) pueden hallarse haciendo uso de técnicas básicas de cálculo de varias variables, aunque igualmente pueden determinarse de manera gráfica por medio de software numérico. En la Fig. 4 se muestra la superficie definida por la expresión (13) donde se puede observar que en la rejilla definida por  $-\pi \leq \phi_0, \phi_1 \leq \pi$  existen varios puntos  $(\phi_0, \phi_1)$  que hacen cero la función de costo.

En general, para valores de  $P > 4$  la función de costo por minimizar se obtiene de generalizar (13). No obstante, para dichos casos se requiere del uso de métodos de optimización numérica como es el caso del gradiente descendiente, para encontrar las soluciones deseadas. El diseño de tales secuencias es tema actual de investigación debido a sus aplicaciones prácticas.

#### 5. Conclusiones

En el artículo presente se ha abordado el diseño de secuencias unimodulares que son empleadas en sistemas de comunicaciones que se ven afectados por

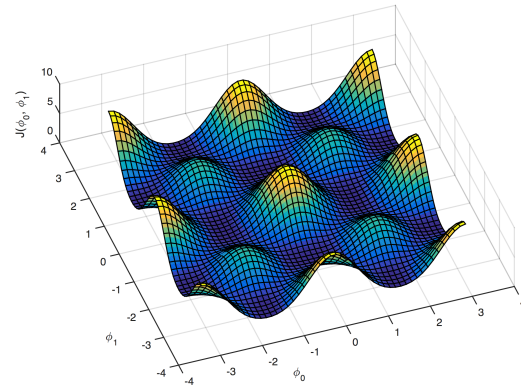


Figura 4. Función de costo de dos variables definido por la expresión (13).

desbalances en fase y cuadratura. Se ha mostrado igualmente una técnica para generar dichas secuencias al hacer uso de técnicas de cálculo de varias variables.

#### Referencias

- [1] Razavi, B. "Design considerations for direct-conversion receivers". *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, Vol. 44, pp.428-435, Jun 1997.
- [2] Horlin, F., Bourdoux A., *Digital Compensation for Analog Front-Ends. A new Approach to Wireless Transceiver Design*. John Wiley & Sons 2008.
- [3] Schenk, T., Fledderus, E., Smulders, P. "Performance Analysis of Zero-IF MIMO OFDM Transceivers with IQ Imbalance". *Journal of Communications*, vol. 2, no. 7, 2007.
- [4] Picinbono, B., Chevalier, P. "Widely linear estimation with complex data". *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 8, pp. 2030-2033, 1995.
- [5] Arriaga-Trejo, I.A., Orozco-Lugo, A.G., Veloz-Guerrero, A., Guzman, M.E., "Widely Linear System Estimation Using Superimposed Training". *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 11, pp. 5651-5657, 2011.
- [6] Arriaga-Trejo, I. A., Orozco-Lugo, A., Veloz-Guerrero, A., Guzman-Renteria, M, "Superimposed training synchronization for Widely Linear systems". *Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA), 2012 11th International Conference on* pp. 618-623, July 2012.
- [7] Frazier, M. *An Introduction to Wavelets Through Linear Algebra*. Springer-Verlag, 1999, ISBN 0-387-98639-1.



