

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

I. A. Arriaga Trejo^a, J. Flores Troncoso^b, J. Villanueva Maldonado^a, S. Ibarra Delgado^b, Jorge Simón Rodríguez^a

^aCátedra 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/>

^bCIDTE, 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_{100ci}@ <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

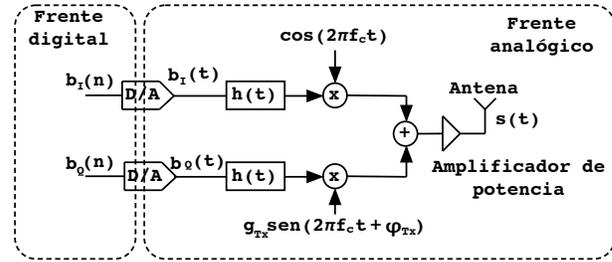


Figura 1. Diagrama a bloques de los elementos que constituyen un transmisor de conversión directa.

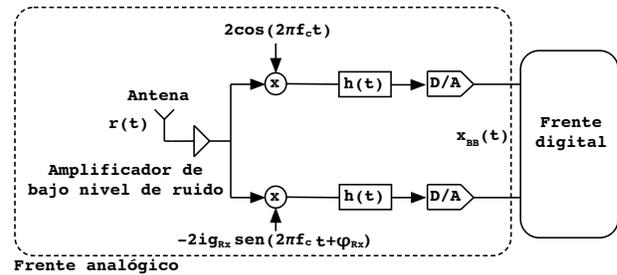


Figura 2. Diagrama a bloques de los elementos que constituyen un receptor de conversión directa.

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_{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, ϕ_{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_{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

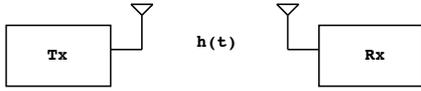


Figura 3. Transmisor de conversión directa enviando información a un receptor a través de un canal inalámbrico invariante en el tiempo $h(t)$. Se considera que el frente analógico tanto del transmisor como el receptor son afectados por desbalances en fase y cuadratura.

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 τ_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 ϕ_0 y ϕ_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 ϕ_0 y ϕ_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 (ϕ_0, ϕ_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

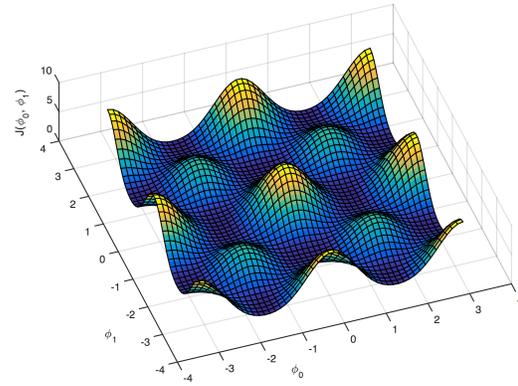


Figura 4. Función de costo de dos variables definido por la expresión (13).

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.