

AVANCES

EN CIENCIAS E INGENIERIAS

JUNIO 2011 - Vol. 3, No. 1
www.usfq.edu.ec/publicaciones/avances/

Publicación Semestral de la
Universidad San Francisco
de Quito
www.usfq.edu.ec

ISSN 1390-5384

AVANCES

EN CIENCIAS E INGENIERÍAS

Editor

Cesar Zambrano, Ph.D.

Vice Decano del Colegio de Ciencias e Ingeniería

Co-Editor

Diego F. Cisneros-Heredia, M.Sc.

Coordinador de Comunicación y Difusión Científica

Consejo Editorial

Santiago Gangotena, Ph.D.
Canciller

Carlos Montúfar, Ph.D.
Presidente Académico

Ing. Fernando Romo, M.Sc.
*Decano del Colegio de
Ciencias e Ingeniería*

Stella de la Torre, Ph.D.
*Decana del Colegio de
Ciencias Biológicas y Ambientales*

Ximena Córdova, Ph.D.
*Vice Decana del Colegio de
Ciencias e Ingeniería*

María de Lourdes Torres, Ph.D.
*Vice Decana del Colegio de
Ciencias Biológicas y Ambientales*

Producción y Distribución

F. Javier Torres, Ph.D.

Editor de Producción

Julio Ibarra, M.Sc.

Coordinador de Distribución

Editores Asociados - USFQ

Carlos Montúfar, Ph.D.

Fernando Romo, M.Sc.

Stella de la Torre, Ph.D.

María de Lourdes Torres, Ph.D.

Ximena Córdova, Ph.D.

René Játiva, M.Sc.

F. Javier Torres, Ph.D.

Edison Bonifaz, Ph.D.

Fausto Pasmay, M.Sc.

Julio Ibarra, M.Sc.

Carlos Marín, Ph.D.

Darío Niebieskikwiat, Dr.

Alexis Hidrobo, Dr.

Carlos Valle, Ph.D.

Carlos Fabara, M.Sc.

Sonia Zapata, M.Sc.

Editores Asociados - Externos

Eric E. Dueno, Ph.D.

Bainbridge College

John G. Blake, Ph.D.

University of Florida

Bette A. Loiselle, Ph.D.

University of Florida

Theofilos Toulkeridis, Ph.D.

Escuela Politécnica del Ejército

Cesar Costa, Ph.D.

Escuela Politécnica Nacional

Marcelo Albuja, M.Sc.

Escuela Politécnica Nacional

Robert Cazar, M.Sc.

Escuela Superior Politécnica del Chimborazo

Diseño e Impresión

G&R, USFQ

Web Master

María Isabel Grijalva

Avances en Ciencias e Ingenierías es una publicación científica, multidisciplinaria, que publica trabajos originales producidos por investigadores de cualquier institución o país que deseen reportar resultados de alta calidad y relevancia en todas las áreas de las ciencias y las ingenierías, incluyendo trabajos en la interfase de varias disciplinas. *Avances en Ciencias e Ingenierías* tiene como propósito divulgar trabajos de investigación de importancia dirigidos a la comunidad científica local e internacional.

Guía para autores

Todos los manuscritos deben cumplir los lineamientos mínimos de esta guía, caso contrario serán devueltos a los autores para su corrección. Se recibirán manuscritos en formatos de Microsoft Word, OpenOffice Writer y LaTeX. No se aceptarán manuscritos enviados en formato PDF. Para manuscritos en LaTeX se debe seguir el estilo disponible en la página web de la revista (usfq.cls). Los manuscritos con más de 2000 palabras serán considerados como *Artículos* y deben tener: (a) Título, nombres de los autores, afiliación institucional y direcciones postales; (b) Resumen y Abstract; (c) Introducción; (d) Metodología; (e) Resultados y Discusión; (f) Agradecimientos; (g) Referencias bibliográficas; (h) Leyendas de figuras y tablas. Los manuscritos con menos de 2000 palabras serán considerados *Comunicaciones Breves* y deben tener: (a) Título, nombres de los autores, afiliación institucional y direcciones postales; (b) Resumen y Abstract; (c) Texto –sin divisiones adicionales– (d) Agradecimientos; (e) Referencias bibliográficas; (f) Leyendas de figuras y tablas. Las figuras no deben incluirse en el archivo del manuscrito. El texto y las tablas van en un mismo archivo, mientras que las figuras serán enviadas en archivos separados. Si las figuras o tablas han sido previamente usadas, es responsabilidad del autor el obtener el permiso necesario.

Formato del Manuscrito

- El manuscrito deberá ser escrito usando un tipo de letra *Times New Roman* con un tamaño de letra de 11 puntos y a espacio seguido. Los márgenes deben ser de 30 mm a la izquierda y 15 mm a la derecha.
- El título debe ser conciso y directo, indicando los elementos claves. Debe ser escrito con un tamaño de letra de 12 puntos, en negrillas, centrado y sólo la primera palabra debe ser mayúscula.
- La afiliación completa de cada investigador debe ir asociada con su nombre por medio de superíndices y colocarse separada por una línea debajo de los nombres con un tamaño de letra de 10 puntos. El autor para correspondencia debe ir claramente identificado por un asterisco y se debe incluir su correo electrónico.
- Todo artículo deberá incluir como mínimo un resumen detallado en español y un abstract detallado en inglés. Cada uno será redactado en un párrafo continuo y no debe superar las 300 palabras.
- La introducción debe ser concisa y detallada, revisando literatura relevante y actual, y presentando antecedentes del estudio, datos sobre su importancia, justificación y objetivos.
- La primera vez que una especie de ser vivo sea mencionada, debe siempre ir primero su nombre científico (en cursiva), luego del cual se puede mencionar el nombre común (con formato de nombre propio).
- Las referencias en el texto deben ir numeradas secuencialmente y se colocarán al final de la oración correspondiente dentro de un corchete, ejemplos: [10], [10,15,22], [12-20]
- Las abreviaciones deberán usarse lo menos posible y no deberán permitir ambigüedad alguna. El significado de todas las abreviaciones deberá ser indicado la primera vez que se use la abreviación.
- Las tablas y figuras deberán estar citadas con números arábigos en el orden que aparezcan en el texto; ejemplos: Tabla 1; Tablas 1-3; Figura 1; Figuras 1,4; Figuras 1-3
- Cada tabla o figura debe tener su propia leyenda explicativa, la cual debe ser corta y comprensible sin hacer referencia al texto y será colocada debajo de la tabla o figura respectiva.
- La lista de referencias debe titularse: Referencias Bibliográficas; y debe ordenarse de acuerdo al orden de aparición en el texto del manuscrito y su formato seguirá los ejemplos detallados en:
<http://www.usfq.edu.ec/Publicaciones/Avances/Paginas/ParaAutoresyrevisores.aspx>

Instrucciones para Figuras

Las figuras deben ser enviadas en alta resolución. Las fotografías en blanco y negro, fotografías a color y mapas y gráficos realizados en programas basados en raster (e.g. Photoshop, Gimp) deben ser enviadas en formato *.tiff de 1000 pixeles.

Envío del Manuscrito

Los manuscritos deben ser enviados al Editor, Cesar Zambrano, vía correo electrónico a la dirección: usfq-avances@usfq.edu.ec. Al enviar el manuscrito, los autores deben confirmar en su mensaje de envío que el manuscrito no ha sido publicado o sometido para publicación en otro sitio y que todos los autores han participado en el desarrollo del manuscrito, lo han leído y están de acuerdo con su envío.

Revisión del Manuscrito

Los manuscritos serán manejados por el Co-Editor y los Editores Asociados, quienes enviarán el manuscrito para evaluación por parte de revisores externos reconocidos (nacionales e internacionales) en cada área. Los autores del artículo pueden sugerir revisores apropiados (no ligados directamente al desarrollo del estudio reportado). Los principales criterios para la aceptación son originalidad, rigor científico, contexto, relevancia y seguimiento del estilo y formato requerido para la revista. Nuestro objetivo es indicar a los autores la decisión tomada en un tiempo máximo de ocho semanas luego del envío.

Pruebas de Imprenta y Publicación del Manuscrito

Las pruebas de imprenta serán enviadas al autor para correspondencia como un archivo PDF. Las pruebas revisadas y corregidas deben ser enviadas al Editor dentro de 15 días hábiles luego de su recepción. El autor para correspondencia recibirá vía correo electrónico un archivo PDF en alta definición de su artículo y 1 revista impresa para cada co-autor, entregada vía correo postal.

Avances en Ciencias e Ingenierías –ISSN 1390-5384–

Publicación semestral (Junio y Diciembre) de la Universidad San Francisco de Quito

Diego de Robles y Vía Interoceánica, Quito, Ecuador.

Telf. Ed. +593 2 297 1700 Ext. 1451 FAX +593 2 289 0070.

Email Comité Editorial: usfq-avances@usfq.edu.ec

<http://www.usfq.edu.ec/Publicaciones/Avances>

SECCIÓN A: CIENCIAS EXACTAS

- A1–A12 ■** **Teoría de defecto cuántico de varios canales y sus aplicaciones en física molecular**
R. Viteri
Avances, 2011, Vol. 3, No. 1, Pags. A1-A12

- A13–A23 ■** **Agujeros de gusano y potenciales efectivos**
C. Marín
Avances, 2011, Vol. 3, No. 1, Pags. A13-A23

SECCIÓN B: CIENCIAS BIOLÓGICAS Y AMBIENTALES

- B1 ■** **Reemplazo del nombre *Pristimantis viridis* Valencia, Yáñez-Muñoz, Betancourt-Yépez, Terán-Valdez y Guayasamin, 2010**
J. H. Valencia, M. Yáñez-Muñoz, R. Betancourt-Yépez, A. Terán-Valdez, J. M. Guayasamin
Avances, 2011, Vol. 3, No. 1, Pags. B1

SECCIÓN C: INGENIERÍAS

- C1–C10 ■** **Simulación e implementación en FPGA de un esquema de codificación del canal sujeto al estándar de Wimax**
J. A. Marzo Icaza, R. L. Estrada Pico
Avances, 2011, Vol. 3, No. 1, Pags. C1-C10

- C11–C18 ■** **Desarrollo de módulos remotos para el PLC CUBLOC CB290**
E. Tusa, K. Salinas, L. Sass
Avances, 2011, Vol. 3, No. 1, Pags. C11-C18

- C19–C23 ■** **Aplicaciones de la tecnología RFID en la cadena de abastecimiento del calzado en el Ecuador**
D. Merchán, S. Torres, R. Burneo, G. Vásconez
Avances, 2011, Vol. 3, No. 1, Pags. C19-C23

- C24–C32 ■** **Automatización de la estación neumática PN-2800 mediante la plataforma CompactLogix de Allen Bradley**
P. Ayala, R. Gordillo, E. Calvache, G. López
Avances, 2011, Vol. 3, No. 1, Pags. C24-C32

- C33–C39 ■** **Evaluación de las técnicas tiempo-frecuencia por medio de un equipo de adquisición de datos y un computador**
R. Herrera Lara, R. Álvarez Rueda, A. Andrango Pillajo
Avances, 2011, Vol. 3, No. 1, Pags. C33-C39

- C40–C45 ■** **Desarrollo de una aplicación de servicios basados en localización para una red celular de tipo Global System for Mobile (GSM)**
E. X. Albán, D. A. Estrella, J. Arauz
Avances, 2011, Vol. 3, No. 1, Pags. C40-C45

Teoría de defecto cuántico de varios canales y sus aplicaciones en física molecular

C. Ricardo Viteri*

Schools of Chemistry and Biochemistry; Computational Science and Engineering; and Physics,
Georgia Institute of Technology, Atlanta, Georgia 30332, USA

Present address/Dirección actual: Entanglement Technologies, Inc., 42 Adrian Ct., Burlingame, CA 94010, USA

*Autor principal/Corresponding author, e-mail: c.ricardo.viteri@gmail.com

Editado por/Edited by: F. Javier Torres, Ph.D.

Recibido/Received: 09/18/2010. Aceptado/Accepted: 03/03/2011.

Publicado en línea/Published on Web: 06/30/2011. Impreso/Printed: 06/30/2011.

Abstract

The purpose of this review is to give a simple introduction to the basic concepts of Multichannel Quantum Defect Theory (MQDT). The same simple principles used to study atomic Rydberg levels can be extended to treat more complicated systems like high excited states in molecules and their interactions with Rydberg series and continua. MQDT exploits the subtle interplay between the boundary conditions of ion-electron collision at infinity and at the core, and this information permits a detailed description of the origins of features observed in Rydberg spectra. Problems approaching chemical complexity are possible to study by using MQDT as an interface between frequency and time domain experiments, and *ab initio* theory.

Keywords. adiabatic and nonadiabatic effects, preionization, predissociation, molecular Rydberg spectra, MQDT

Resumen

El propósito de esta revisión es el de dar una breve introducción a los conceptos básicos de la teoría de defecto cuántico de varios canales (conocida como MQDT por sus siglas en inglés). Los mismos conceptos simples que se utilizan para estudiar niveles atómicos de Rydberg se pueden extender para el tratamiento teórico de sistemas más complicados como son, por ejemplo, las interacciones entre las series de Rydberg moleculares y los continuos de predissociación y preionización. MQDT aprovecha de las similitudes que existen entre las condiciones de contorno de la interacción entre el centro iónico y el electrón bajo dos escenarios: cuando están alejados y cuando chocan. Esta información permite entender al detalle las características de los espectros de Rydberg moleculares en ambos dominios, el de frecuencia y tiempo. MQDT sirve de interfaz entre espectros y cálculos *ab initio* y con esto es posible decodificar problemas que se aproximan en complejidad a los de reactividad química.

Palabras Clave. efectos adiabáticos y no adiabáticos, preionización, predissociación, estados de Rydberg de moléculas, teoría de defecto cuántico de varios canales

Uno de los elementos más importantes en la física de los estados de valencia es el del desacoplamiento de los movimientos electrónico y nuclear, conocida como aproximación de Born-Oppenheimer. Las vibraciones y rotaciones moleculares ocurren ordenes de magnitud más lento que el movimiento electrónico, entonces matemáticamente, las ecuaciones que describen a los estados de valencia tratan al resto de la molécula como si estuviera estática. Los estados de Rydberg moleculares difieren drásticamente de los estados de valencia. En dichos altos estados excitados, un electrón es extravalente y tiene una órbita que se extiende muy lejos del centro iónico (el cual consiste de núcleos atómicos y de los otros elec-

trones). Conforme la excitación del estado de Rydberg aumenta, es posible alcanzar un punto en el que los movimientos nucleares y electrónicos ocurren a una escala de tiempo comparable, y de hecho, a cierto grado de excitación, el movimiento del electrón de Rydberg se convierte eventualmente en el más lento [1]. En cierta forma, los estados de Rydberg pueden ser vistos como análogos al átomo de hidrógeno. A distancias grandes (en comparación con el radio de Bohr), el potencial que describe a la estructura electrónica es netamente culombico. Sin embargo, cerca al centro iónico, a algún radio crítico, r_c , el electrón de Rydberg empieza a sentir efectos de intercambio e interacción de configuraciones con

los otros electrones que están más cerca al núcleo. El estado cuántico del centro iónico determina la trayectoria del electrón extravalente y esta información puede ser codificada en un potencial de dispersión.

El primer tratado teórico en el que se reconoce la conexión entre las dos regiones en las que se puede encontrar el electrón es la teoría del defecto cuántico (Quantum Defect Theory, o QDT por sus siglas en inglés). Esta fue formulada por Seaton [2, 3] para entender los espectros de Rydberg en átomos y en experimentos de colisiones entre iones y electrones. Resultados espectroscópicos de alta resolución en la molécula de H_2 [4] motivaron a Fano [5] para extender la formulación de Seaton a moléculas diatómicas. Mulliken hizo hincapié en la unidad básica que existe entre los altos estados excitados de Rydberg y los continuos de ionización adyacentes: la física de corto alcance es común en ambos a pesar de que cuando el electrón está lejos del centro iónico las ecuaciones que describen los estados son diferentes [6]. QDT describe de forma unificada a los estados discretos y al espectro del continuo en términos de los mismos parámetros que resumen a las interacciones en la región de corto alcance [1]. Con ello, esta teoría da cuenta de las estructuras de Rydberg, así como también de su descomposición en el continuo. Este decaimiento se puede producir en dos procesos que compiten entre ellos: *preionización* (conocida como autoionización) si el continuo está asociado con el movimiento electrónico, y *predisociación* si el continuo se asocia con el movimiento nuclear [7].

Los conceptos básicos de QDT son desconocidos para la mayoría de científicos que estudian estructuras moleculares por métodos espectroscópicos [8]. El objetivo de esta revisión es el de introducir dichos conceptos básicos y su evolución hacia la teoría de defectos cuánticos de varios canales (MQDT). La notación algebraica empleada es la misma que utilizó Stephen Ross [9] en su artículo "A MQDT Primer". Finalmente, en la última sección, el lector podrá encontrar ejemplos en los que MQDT ha sido exitosamente empleado para tratar problemas típicos de física molecular.

1 QDT: de átomos a moléculas

La energía del átomo de hidrógeno, ϵ , es la de su único electrón. Este experimenta la fuerza resultante del potencial de Coulomb de la carga positiva en el centro iónico, H^+ , como se ilustra en la Fig. 1(a). El hamiltoniano de una partícula sujeta a una fuerza central (en unidades atómicas) es

$$\hat{H} = -\nabla^2/2 + V(r), \quad (1)$$

en donde el potencial $V(r)$ depende exclusivamente de la distancia con el centro y es invariante bajo cualquier rotación alrededor del origen [10, 11]. Entonces, es conveniente expresar el laplaciano, ∇^2 , en coordenadas esféricas para que el hamiltoniano toma la siguiente forma:

$$\hat{H} = -\frac{1}{2} \frac{1}{r} \frac{\partial^2}{\partial r^2} r + \frac{1}{2r^2} \hat{L}^2 + V(r). \quad (2)$$

Este operador tiene características que ayudan a simplificar el cálculo de sus autovalores considerablemente. La parte angular (de variables θ y φ) del hamiltoniano está incluida por completo en el término en donde se encuentra el operador \hat{L}^2 . Además, el hamiltoniano de la partícula conmuta con los tres componentes del operador de momento angular orbital \hat{L} . Entonces, debe existir alguna función propia, $\Psi(r, \theta, \varphi)$, de \hat{H} que sea también autofunción de los operadores \hat{L}^2 y \hat{L}_z de tal forma que:

$$\left[-\frac{1}{2} \frac{1}{r} \frac{\partial^2}{\partial r^2} r + \frac{1}{2r^2} \hat{L}^2 + V(r) \right] \Psi(r, \theta, \varphi) = \epsilon \Psi(r, \theta, \varphi). \quad (3)$$

Los armónicos esféricos de grado l y orden m , $Y_l^m(\theta, \varphi)$, son funciones propias de los operadores \hat{L}^2 y \hat{L}_z , entonces podemos utilizar el método de separación de variables y suponer la existencia de una solución del tipo $\Psi(r, \theta, \varphi) = \rho(r) Y_l^m(\theta, \varphi)$. Como $\hat{L}^2 Y_l^m(\theta, \varphi) = l(l+1) Y_l^m(\theta, \varphi)$, tenemos que la ecuación de autovalores de ρ a resolver es:

$$\left\{ -\frac{1}{2} \frac{1}{r} \frac{d^2}{dr^2} r + \frac{l(l+1)}{2r^2} + [V(r) - \epsilon] \right\} \rho(r) = 0. \quad (4)$$

Esta ecuación diferencial tiene como única variable a r . Sin embargo, el hamiltoniano \hat{H}_l es diferente para cada valor de l , y cada grado l está asociado con $(2l+1)$ valores de m . Esto quiere decir que autovalores y autofunciones de \hat{H}_l deben definirse con dos parámetros más. En el caso de las funciones propias, estos dos parámetros son l y ν de tal forma que $\rho(r) = \rho_{l,\nu}(r)$. El parámetro ν puede ser discreto o continuo, y representa a todo el conjunto de autovalores asociados con un mismo valor de l [11], entonces tenemos que $\rho_{l,\nu}(r) = \rho_l(\nu, r)$. Para simplificar el término de la ecuación 4 que contiene al operador diferencial podemos definir $\rho_l(\nu, r) = (1/r) \psi_l(\nu, r)$, y al multiplicar ambos lados de la ecuación por r , la parte radial de la ecuación de Schrödinger se simplifica a [11]:

$$\left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{d^2}{dr^2} - \frac{l(l+1)}{r^2} \right) + [V(r) - \epsilon] \right\} \psi_l(\nu, r) = 0, \quad (5)$$

en donde l es el momento angular de la órbita del electrón. La variable ν es una alternativa para designar la energía del electrón a través de la relación [12, 9]

$$\begin{aligned} \epsilon &= -1/(2\nu^2), \\ \nu &= \sqrt{-\frac{1}{2\epsilon}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Las soluciones de la ecuación 5 para el caso de un potencial coulombico (es decir: $V(r) = -1/r$) son ampliamente conocidas dentro de la rama de la física atómica y molecular [11]. Las funciones propias $\psi_l(\nu, r)$ dependen del valor de l y de la energía del electrón, ν ó ϵ . Esta ecuación diferencial de segundo orden tiene dos soluciones linealmente independientes y hay un número

infinito de posibles pares de funciones que la satisfacen. En QDT se escoge a una función que sea regular, f , y a otra que sea irregular, g , en el origen: $\psi_l(\nu, r) = f_l(\nu, r)$ y $\psi_l(\nu, r) = g_l(\nu, r)$ [13]. La forma asintótica de estas soluciones es para cada función [9]:

$$f_l(\nu, r \rightarrow \infty) \rightarrow C(r) \sin \pi(\nu - l) \exp(r/\nu), \quad (7)$$

$$g_l(\nu, r \rightarrow \infty) \rightarrow -C(r) \cos \pi(\nu - l) \exp(r/\nu), \quad (8)$$

siempre y cuando $\epsilon < 0$ (para $\epsilon > 0$ ver en las referencias [2, 14, 1]). En el límite $r \rightarrow \infty$, el factor $C(r)$ converge a cero de forma más lenta de lo que el factor exponencial se aproxima al ∞ . La función $\psi_l(\nu, r)$ no tiene como índice al número cuántico principal, n , sino que tiene a la energía como parámetro a través de ν . Esta solución es conocida con el nombre de *función de canal* porque describe a todo un conjunto de series infinitas de estados ligados ($\epsilon < 0$) convergentes a un límite de ionización ($\epsilon = 0$), e incluso a los estados dentro del continuo que se encuentra sobre dicho límite ($\epsilon > 0$) [9].

Para el caso particular del átomo hidrógeno, la solución de la ecuación diferencial radial debe ser válida para todo r , incluyendo $r = 0$. Esto significa que debido a que g es irregular en $r = 0$, sólo f puede ser parte de la solución. La condición de frontera, al considerar sólo a los estados ligados, requiere que la función de onda $\psi_l(\nu, r) = f_l(\nu, r)$ se anule cuando $r \rightarrow \infty$. Esto implica que $\sin \pi(\nu - l) = 0$ y puesto que l es un entero, entonces

$$\sin \pi \nu = 0 \quad (9)$$

es la ecuación a satisfacer.

La situación es diferente para los átomos con más de un electrón. En la Fig. 1(b) se puede apreciar que cuando el electrón de Rydberg está lejos del centro iónico éste experimenta únicamente una fuerza de atracción coulombica. Esto significa que es posible utilizar el mismo potencial $V(r)$ del caso del átomo de hidrógeno. Sin embargo, cuando el electrón de Rydberg se acerca al centro iónico, éste interactúa con los otros electrones que se encuentran allí. Las interacciones entre estos electrones con el electrón de Rydberg son complicadas y no pueden reducirse a un simple problema de dos cuerpos, o al de una partícula en un potencial central. En lugar de concentrarse en los detalles de lo que ocurre en el centro iónico, QDT centra su atención a lo que ocurre cuando el electrón de Rydberg está lejos del centro iónico, y asume que cuando el electrón está a una cierta distancia r_c , los efectos de estas interacciones con los electrones del ión pueden ser ignoradas.

En la región en la que $r > r_c$, la parte radial de la ecuación de Schrödinger es exactamente la misma que la ecuación 5. La diferencia es que ahora la solución $\psi_l(\nu, r)$ es válida únicamente para la región en la que $r > r_c$ y no para $r = 0$. Esto significa que ahora la función g puede ser parte de la solución. La irregularidad de g en el origen es irrelevante porque $\psi_l(\nu, r)$ es válida

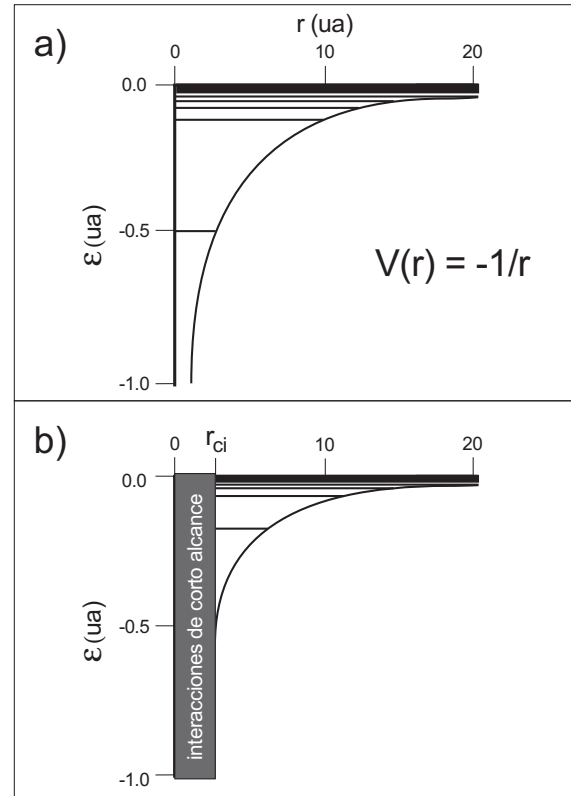


Figura 1: a) Potencial de Coulomb del átomo de hidrógeno. Los niveles de energía corresponden a la serie ns ($l = 0$). b) Para $r > r_c$, el electrón de Rydberg experimenta únicamente la fuerza coulombica del centro iónico, pero para $r < r_c$, el electrón de Rydberg penetra al centro iónico y por lo tanto los otros electrones también deben ser considerados. Los niveles de energía corresponden a la serie ns del átomo de sodio (ilustración adaptada de la ref. [9]).

sólo para $r > r_c$. Entonces, la solución puede ser escrita como

$$\psi_l(\nu, r) = a \cdot f_l(\nu, r) + b \cdot g_l(\nu, r), \quad (10)$$

y para preservar la relativa normalización de f y g en esta expresión, $|a|^2 + |b|^2$ debe ser igual a 1. En QDT, los coeficientes a y b son definidos de la siguiente manera [9]:

$$a = \cos \pi \mu_l \quad (11)$$

$$b = -\sin \pi \mu_l, \quad (12)$$

en donde μ_l indica la contribución de la parte irregular g a la solución $\psi_l(\nu, r)$. Por ejemplo, si $\mu_l = 0$ ó 1, entonces sólo f forma parte de la solución, mientras que si $\mu_l = 1/2$ sólo g contribuye a $\psi_l(\nu, r)$.

La parte radial de la función de onda no describe completamente al electrón de Rydberg. Hay que considerar también a la parte angular y a todas las otras partículas del centro iónico (es decir, electrones). Todos estos factores pueden ser agrupados en una función $|\Phi_l(\omega)\rangle$, en donde ω representa a todos los grados de libertad a excepción de la coordenada radial en la que el electrón de Rydberg choca con el centro iónico. Así, la función de canal completa es:

$$\psi_l(\nu, r, \omega) = \psi_l(\nu, r) |\Phi_l(\omega)\rangle$$

$$= [f_l(\nu, r) \cos \pi \mu_l - g_l(\nu, r) \sin \pi \mu_l] \times |\Phi_l(\omega)\rangle. \quad (13)$$

En principio, μ_l depende de la energía del electrón de colisión. Sin embargo, como este electrón viene hacia el centro iónico atraído por las fuerzas coulombicas que lo aceleran enormemente, los detalles de la colisión son bastante similares para todo un rango amplio de energías iniciales del electrón de Rydberg. El defecto cuántico μ , el cual indica la contribución de f y g a la función de onda, no depende en gran medida de la energía.

La función de canal total consiste del estado particular del centro iónico y del carácter angular $l = 0, 1, 2, \dots$ del electrón de Rydberg. La función $\psi_l(\nu, r, \omega)$ es válida para muchas energías del electrón extravalente y esta energía tiene que ser codificada a través de las condiciones de contorno. La descripción física del sistema para estados ligados es diferente a la de estados dentro del continuo. Por ejemplo, en la región en la que $\epsilon < 0$, la función de canal $\psi_l(\nu, r, \omega)$ debe converger a cero cuando $r \rightarrow \infty$. Usando la forma asintótica de las funciones f y g para $r \rightarrow \infty$, tal como aparece en las ecuaciones 7 y 8, la función de canal es:

$$\psi_l \rightarrow [\sin \pi(\nu - l) \cdot \cos \pi \mu_l + \cos \pi(\nu - l) \cdot \sin \pi \mu_l] \times C(r) |\Phi_l(\omega)\rangle \exp(r/\nu), \quad (14)$$

en la que el factor

$$[\sin \pi(\nu - l) \cdot \cos \pi \mu_l + \cos \pi(\nu - l) \cdot \sin \pi \mu_l] = 0 \quad (15)$$

para estados ligados. Puesto que l es cero o cualquier número natural,

$$[\tan \pi \nu + \tan \pi \mu_l] = \sin \pi(\nu + \mu_l) = 0 \Rightarrow \nu + \mu_l = n. \quad (16)$$

De esta manera tenemos que sólo valores positivos del número entero n tienen significado físico:

$$n = l + 1, l + 2, l + 3, \dots, \quad (17)$$

y al escribir la expresión de las energías de los estados ligados mediante la ecuación 6, tenemos que

$$\epsilon = -\frac{1}{2(n - \mu_l)^2}. \quad (18)$$

Esta ecuación 18 es similar a la famosa fórmula de la serie de Rydberg para el átomo de hidrógeno. La diferencia con la ecuación 6 está en que el número cuántico n en el denominador es reemplazado por ν , que se llama el *número cuántico efectivo*, y de acuerdo a la ecuación 16 difiere de ser un entero por una cantidad μ_l , a la cual se la conoce como el *defecto cuántico*. En el caso del átomo de hidrógeno, μ_l debe ser igual a cero y la ecuación 16 se reduce a la ecuación 9. El centro iónico del hidrógeno no tiene otros electrones y la función de canal que resuelve a la ecuación de Schrödinger sólo contiene

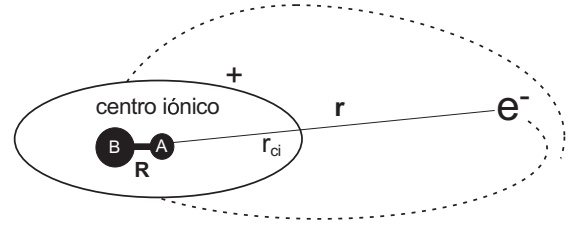


Figura 2: La molécula diatómica AB consiste de un electrón que choca contra el centro iónico AB^+ . El electrón de Rydberg experimenta una gran aceleración cuando entra al centro iónico, $r < r_c$, y toma una foto instantánea del estado en el que se encuentra el núcleo. Dicho estado es diferente para cada distancia de enlace R .

a la función f , la cual es regular en $r = 0$. El defecto cuántico μ es el parámetro que en la ecuación 13 define la contribución de f y g a la parte radial de la función de onda del electrón de Rydberg. Por ejemplo, en el caso de la serie ns ($l = 0$) del átomo de sodio, μ_l es casi constante ($\approx 0,65$) para todos los estados discretos. La figura 1 muestra que el patrón de convergencia hacia el límite de ionización de las series de niveles energéticos ns del hidrógeno y sodio es el mismo, la única diferencia es que las energías de enlace del electrón de Rydberg son más pequeñas en el sodio que en el hidrógeno. Esto es de esperarse debido a que los electrones de valencia del centro iónico cubren a la carga positiva del núcleo disminuyendo a la fuerza de atracción que mantiene al electrón de Rydberg en órbita. La energía de la parte radial de la función de onda depende de las interacciones coulombicas, por lo tanto, μ describe los efectos de *corto alcance* inducidos durante la colisión del electrón de Rydberg con el centro iónico. En definitiva, con la ecuación 18 es posible predecir todas las posiciones de la serie infinita de niveles energéticos.

A esta teoría de un solo canal con su defecto cuántico único (que puede depender de la energía) tal como fue propuesta originalmente por Hartree en 1928 [15] se la conoce como QDT. Décadas más tarde, Seaton [2, 3] retomó estas ideas y las amplió al incluir condiciones de contorno. Éstas ayudan a conectar las similitudes físicas de la serie infinita de estados ligados con el continuo que se encuentra por encima, energéticamente hablando. Con estas consideraciones, hay como predecir no sólo los valores propios de la ecuación de Schrödinger sino también sus funciones de onda.

Las modificaciones a la teoría para que pueda ser utilizada en el estudio de sistemas moleculares son sencillas. Los estados de Rydberg de una molécula diatómica, AB, pueden ser vistos como análogos a los de un átomo (como se muestra en la figura 2). La distancia r se mide desde el electrón de Rydberg hacia el centro de masa del centro iónico, AB^+ . La longitud del enlace entre A y B es R . Al igual que en el caso atómico, las colisiones de los estados ligados ocurren a energías negativas y el electrón de Rydberg sólo experimenta una atracción coulombica hacia el centro iónico cuando está más allá de una cierta distancia r_c . En esta región, la influencia de la estructura del centro iónico en el movi-

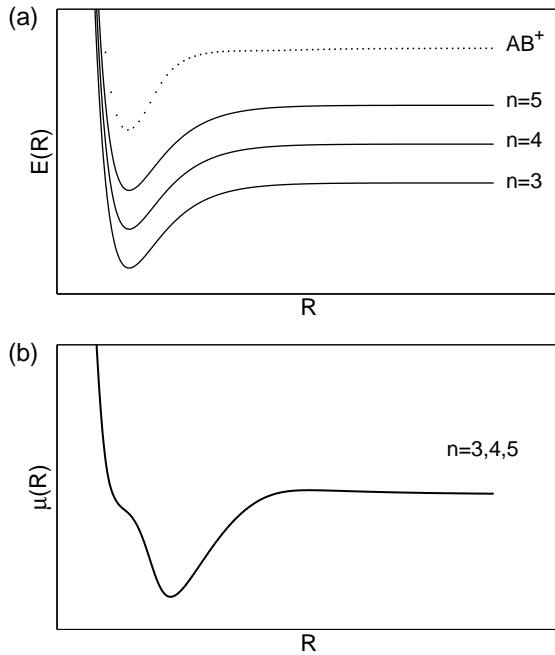


Figura 3: a) Representación esquemática de una serie de curvas de energía potencial diabáticas para una molécula diatómica AB. La línea punteada es el límite de ionización AB^+ de la serie. b) Funciones de defecto cuántico $\mu(R)$ calculadas a partir de las curvas diabáticas y del límite de ionización en la ecuación 20. (Las referencias [16] y [9] muestran este tipo de curvas para el caso de los estados $n^1\Pi_u$ de H_2).

miento del electrón es despreciable. Después de la colisión con el centro iónico, el electrón se propaga radialmente de acuerdo a la combinación lineal fija de las funciones coulombicas de la ecuación 13. De la misma manera que para el caso atómico, la mezcla de funciones f y g está determinada por las interacciones de corto rango y estas son codificadas en el defecto cuántico μ .

La gran diferencia con el caso atómico es que cuando el electrón choca contra el centro iónico, el estado de este depende también de la distancia nuclear R . Debido a la gran aceleración coulombica que experimenta el electrón hacia el núcleo, la colisión es más rápida que el movimiento intramolecular así que podemos imaginar al electrón tomando una foto instantánea del centro iónico. En otras palabras, durante la colisión, el electrón ve a un centro iónico congelado a una distancia fija R . La estructura del centro iónico varía con R y esto se ve reflejado en el número cuántico efectivo que deja de ser constante para convertirse en una función de la distancia internuclear: $\mu(R)$. La energía total de un determinado estado electrónico molecular, E_{total}^n , es la suma de las energías de su centro iónico, E^+ , y la del electrón de colisión ϵ . La figura 3(a) muestra la energía del centro iónico AB^+ (línea punteada) y la energía de varios estados electrónicos de AB en función de R . En definitiva, la energía de enlace del electrón de colisión depende de R de la siguiente manera:

$$\epsilon(R) = E_{total} - E^+(R). \quad (19)$$

La situación es similar a lo que se muestra en la figu-

ra 1(b), en donde separamos el alcance de las interacciones en dos regiones: en el centro iónico $r < r_c$, y en la región externa $r > r_c$. Dentro del centro iónico el problema es complicado, pero como en el caso atómico se reduce a una combinación sencilla de funciones f y g en cuanto el electrón abandona el centro iónico. Esta combinación se propaga hacia el infinito y la imposición de condiciones de borde, con su debida cuantización de las energía de enlace, conduce a series de Rydberg que convergen hacia un continuo. Hay una serie para cada valor de R y esto parametriza al defecto cuántico efectivo $\mu(R)$ de la siguiente manera:

$$\mu(R) = n - \sqrt{-\frac{1}{2(E_{total}^n - E^+(R))}}. \quad (20)$$

En la figura 3(b) podemos ver varias curvas de $\mu(R)$ calculadas mediante la ecuación 20, a partir de los potenciales diabáticos de los estados excitados y de la curva del límite de ionización (líneas continuas y punteada en la figura 3(a), respectivamente). Ejemplos de defectos cuánticos efectivos $\mu(R)$ para el caso de la molécula de H_2 se los pueden encontrar en las referencias [16, 12, 17, 9, 18]. En conclusión, la parte electrónica de la teoría del defecto cuántico molecular es similar a la atómica pero parametrizada a la longitud del enlace internuclear R .

2 MQDT para moléculas

La aproximación de Born-Oppenheimer, que consiste en separar adiabáticamente los grados de libertad electrónicos y nucleares, es la base para el cálculo de funciones de onda moleculares y superficies de energía potencial (autovalores de energía electrónica para cada distancia internuclear R). En algunas ocasiones, estas curvas de potencial de Born-Oppenheimer resultan similares en forma a las simples curvas diabáticas de la figura 3(a). La serie de estados $n^1\Pi_u$ de H_2 son un ejemplo [16, 9]. Sin embargo, generalmente -y sobre todo cuando se trata de estados excitados-, estas superficies se asemejan a las dibujadas en líneas continuas en la figura 4(a). Al observar a varias de estas en conjunto, se puede inferir la forma simple de las curvas diabáticas (líneas discontinuas) que interactúan mutuamente y evitan cruzarse dando lugar a las superficies de potencial de Born-Oppenheimer (líneas continuas). Las leyendas nl de la figura 4 corresponden al supuesto carácter angular y electrónico de los estados excitados representados por las curvas diabáticas.

El estado del centro iónico y la parte angular del electrón de colisión definen a cada canal i . La energía del electrón, ϵ_i , es la diferencia entre la energía total de la molécula y la energía del centro iónico, $E_i^+(R)$. Al número cuántico efectivo se lo denota como $\nu_i(R)$. En los artículos de MQDT, la notación de la parte no radial de la función de onda $|\Phi_l(\omega)\rangle$ y el momento angular orbital l del electrón de colisión son incluidos en un solo ket $|i\rangle$ [9]. Los canales están conectados a través de

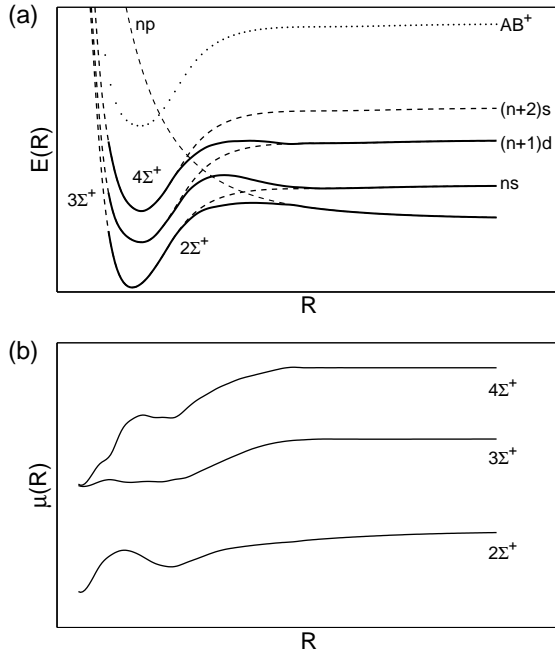


Figura 4: a) Curvas de potencial de Born-Oppenheimer (líneas continuas) que surgen de las múltiples interacciones entre las curvas diabáticas de diferentes niveles electrónicos y momentos angulares (líneas discontinuas). b) Funciones de defecto cuántico $\mu(R)$ calculadas a partir de las curvas de Born-Oppenheimer y del límite de ionización en la ecuación 20. (En las referencias [12], [17] y [9] constan curvas similares para el caso de los estados $n^1\Sigma_g^+$ de H_2).

sus interacciones (que se manifiestan cuando las curvas diabáticas evitan cruzarse) por lo que es posible que durante las colisiones entre el electrón y el centro iónico el sistema cambie de un canal a otro. El intercambio de canales se puede visualizar como un electrón que entra a la región de colisión con una función de onda f_i , y luego es dispersado en una combinación lineal de todas las funciones g_j accesibles. Por lo tanto, la función de base puede ser escrita como

$$\psi_i = f_i|i\rangle - \sum_j K_{ij}g_j|j\rangle, \quad (21)$$

en donde $f_i = f_i(\nu_i(R), r)$, $g_j = g_j(\nu_j(R), r)$ y $K_{ij} = K_{ij}(R)$.

Los detalles de la colisión dependen de las coordenadas moleculares, por lo tanto los coeficientes K_{ij} , que describen a la combinación de funciones f y g , también dependen de R . Si varios canales no están conectados por una interacción, entonces sólo la función g que es idéntica a la función del canal de entrada f contribuirá a la combinación lineal, y en tal caso, la matriz \mathbf{K} sería diagonal. En general, esta matriz \mathbf{K} indica cuán mezclados terminan los diferentes canales después de haber interactuado con el centro iónico. Por esta razón, a \mathbf{K} se la conoce como la *matriz de reacción*.

Para la región $r > r_c$, la función de onda total de la molécula es una combinación lineal de las funciones de

base ψ_i de la ecuación 21:

$$\psi = \sum_i B_i \psi_i. \quad (22)$$

Si tomamos en cuenta a las condiciones de frontera para los estados ligados $\psi(r \rightarrow \infty) \rightarrow 0$, y usamos la forma asintótica de f y g (ecuaciones 7 y 8) en las ecuaciones 21 y 22, tenemos que

$$0 = \sum_j [C_j(r) \exp(r/\nu_j)] \times \left\{ \sum_i [\sin(\pi\nu_j)\delta_{ij} + \cos(\pi\nu_j)K_{ij}] B_i \right\}. \quad (23)$$

Para cada j , el término $C_j(r) \exp(r/\nu_j)$ tiende al infinito cuando $r \rightarrow \infty$. Por lo tanto, cada uno de los términos entre llaves “{ }” debe anularse si ψ satisface a la condición de frontera de ligadura. Al dividir al factor dentro de las llaves para $\cos(\pi\nu_j)$, es posible encontrar a los niveles de energía ν que resuelvan al siguiente determinante:

$$0 = |[\tan \pi\nu_{ij}(R)] \delta_{ij} + \tan \pi\mu_{ij}(R)|, \quad (24)$$

donde $\mu_{ij}(R) = \frac{1}{\pi} \tan^{-1} K_{ij}(R)$.

Esta definición de la matriz de defectos cuánticos, $\mu_{ij}(R)$, es análoga al defecto cuántico de la sección anterior pero ahora incluye la posibilidad de varios canales. En el caso del problema de un solo canal, o de canales que no interactúan entre ellos, la matriz de defectos cuánticos sería diagonal y sus elementos corresponderían a los mismos defectos cuánticos de un solo canal. En la región de corto alcance, la proyección del momento angular orbital del electrón sobre el eje fijo molecular, Λ , es un número cuántico bien definido y que da lugar, por ejemplo, a estados Σ y Π . Por lo tanto, para cada valor de Λ existe una matriz de defectos cuánticos en función de R y se la puede escribir como $\mu^\Lambda = \mu_{ij}^\Lambda(R)$. Debido a esta factorización, cada valor de Λ conduce a un planteamiento de MQDT electrónico distinto [9].

Ross y Jungen [12] cayeron en cuenta que es posible obtener la matriz de defecto cuántico a partir de curvas diabáticas de potencial *ab initio* de la molécula de H_2 . Con esta matriz, obtuvieron curvas de potencial adiabáticas que concuerdan con observaciones experimentales de mejor manera que las curvas de potencial de Born-Oppenheimer calculadas con el mismo método *ab initio*. La matriz de reacción $\mathbf{K}(R)$ (o la matriz de defectos cuánticos $\mu(R)$) contiene toda la información necesaria para explicar el complejo conjunto de múltiples interacciones entre series de Rydberg y los continuos que yacen por encima de estas [9].

3 Efectos de vibración y rotación molecular

Para poder añadir los efectos de las vibraciones y rotaciones moleculares en MQDT, hay que considerar que

el electrón choca con un centro iónico que vibra, v^+ y gira, N^+ . A la parte electrónica de la función de onda hay que añadirle la función rovibracional, $\langle R|v_i^+\rangle^{iN_i^+}$, de esta manera la notación del canal i debe incluir todos estos elementos: $iv_i^+N_i^+$. Así mismo, la energía del centro iónico, $E_{v^+N^+}^+$, y el número cuántico efectivo ν , no dependen únicamente de la parte electrónica, sino también del estado cuántico de rotación y vibración. Entonces, tenemos que:

$$\nu = \nu_{iv_i^+N_i^+} = \sqrt{-\frac{1}{2\epsilon_{iv_i^+N_i^+}}}. \quad (25)$$

La función de onda total de la molécula se obtiene mediante una simple generalización de la ecuación 21. Después de la colisión, el sistema ion-electrón, que originalmente se encuentra en un canal electrónico i , puede encontrarse en una combinación lineal de todos los canales electrónicos. Los estados vibracionales y rotacionales del centro iónico también pueden cambiar durante la colisión si se cumplen las reglas de selección, por lo que las funciones de base deben incluir la posibilidad de que las funciones de onda de rotación y vibración interfieran. A raíz de la colisión, las funciones de base del sistema ion-electrón deben escribirse como una combinación lineal de los canales rovibrónicos $jv_j^+N_j^+$, en donde las interacciones entre canales se encuentran codificadas en la matriz de reacción \mathbf{K} :

$$\begin{aligned} \psi_{iv_i^+N_i^+} &= f_{iv_i^+N_i^+}|i\rangle\langle R|v_i^+\rangle^{iN_i^+} \\ &- \sum_{jv_j^+N_j^+} K_{iv_i^+N_i^+,jv_j^+N_j^+} \cdot g_{jv_j^+N_j^+}|j\rangle\langle R|v_j^+\rangle^{jN_j^+}. \end{aligned} \quad (26)$$

A diferencia de la ecuación 21, los elementos de esta matriz de reacción son constantes porque no dependen directamente de la distancia internuclear. Cuando el electrón se encuentra a una distancia r fuera de la región de corto alcance, $r > r_c$, la función de onda total del sistema ion-electrón, ψ^{Ry} , está compuesta (como en el caso de la ecuación 22) de la combinación lineal de las funciones de base $\psi_{iv_i^+N_i^+}$ a partir de los coeficientes de expansión B :

$$\psi^{Ry} = \sum_{iv_i^+N_i^+} B_{iv_i^+N_i^+} \psi_{iv_i^+N_i^+}. \quad (27)$$

Es posible separar la parte nuclear de la electrónica cambiando algunos de los índices en la sumatoria, de esta manera tenemos que:

$$\begin{aligned} \psi^{Ry} &= \sum_i \left[\sum_{v_i^+N_i^+} B_{iv_i^+N_i^+} \langle R|v_i^+\rangle^{iN_i^+} \right] f_{iv_i^+N_i^+}|i\rangle \\ &- \sum_i \left[\sum_{jv_j^+N_j^+} B_{jv_j^+N_j^+} \sum_{v_i^+N_i^+} K_{jv_j^+N_j^+,iv_i^+N_i^+} \langle R|v_i^+\rangle^{iN_i^+} \right] \\ &\times g_{iv_i^+N_i^+}|i\rangle. \end{aligned} \quad (28)$$

El problema con la ecuación 28 es que el número de elementos de la matriz de reacción \mathbf{K} aumenta rápidamente con el número de canales. Por ejemplo, una matriz relativamente pequeña de 20×20 podría describir a una serie $np\lambda$, $N \neq 0$ de la molécula de H_2 restringida a 10 canales vibracionales, sin rotaciones y aislada de interactuar con otras series.¹ En una situación real, el valor de cada uno de estos elementos matriciales puede llegar a ser esencialmente imposible de calcular sin algún tipo de simplificación [9]. Fano hizo hincapié en dos nuevos conceptos: el significado físico de los *canales propios* de la interacción ion-electrón y la necesidad de una *transformación de marco* entre la parte rotacional de los canales propios de corto alcance ($r < r_c$) y de los canales de fragmentación ($r > r_c$) [5, 16, 19]. Fano encontró que los valores $\tan \pi\mu_\alpha$ y vectores $U_{i\alpha}$ propios de la matriz de reacción \mathbf{K} se pueden obtener a partir de la siguiente diagonalización:

$$\mathbf{K} = \mathbf{U} \tan(\pi\mu) \mathbf{U}^T, \quad (29)$$

en donde el superíndice T denota a la transpuesta de \mathbf{U} . Las funciones de onda de los canales propios ψ_α tienen un desfase en común $\pi\mu_\alpha$, a menudo llamado *defecto cuántico propio*, en cada uno de los canales de fragmentación i . El elemento matricial $U_{i\alpha}$ puede ser interpretado como la proyección de la función de onda del canal de fragmentación $|i\rangle$ sobre la autofunción de colisión $|\alpha\rangle$ (o el hamiltoniano que describe a la región de corto alcance). Las soluciones linealmente independientes para $r > r_c$ son:

$$\psi_\alpha = \sum_i U_{i\alpha} [f_i - \tan(\pi\mu_\alpha)g_i] |i\rangle. \quad (30)$$

Para la otra región, en la que $r < r_c$, la función de onda total es la combinación lineal de los productos entre las funciones de onda electrónica ψ_α y rovibracional $|\phi_{RN}^\Lambda\rangle^\alpha$:

$$\begin{aligned} \psi^{BO} &= \sum_{\alpha\phi} A_{\alpha\phi} \psi_\alpha |\phi_{RN}^\Lambda\rangle^\alpha \\ &= \sum_{\alpha\phi} A_{\alpha\phi} \sum_i U_{i\alpha} [f_i - \tan(\pi\mu_\alpha)g_i] |i\rangle \\ &\times |\phi_{RN}^\Lambda\rangle^\alpha. \end{aligned} \quad (31)$$

Los canales propios de corto alcance α (en $r < r_c$) son precisamente las funciones de onda obtenidas a partir de la aproximación de Born-Oppenheimer. Cuando nos referimos a estos canales α es necesario especificar a la proyección del momento angular electrónico sobre el eje molecular Λ , a la distancia nuclear R y al momento angular total N . En la región de corto alcance, el desfase $\mu_\alpha(R)$ de la parte electrónica varía muy poco en función de la energía. Esto se debe a que el cambio en

¹En este ejemplo en donde $l = 1$, λ puede ser un orbital molecular σ o π ; y N es el momento angular total excluyendo spin [1].

el movimiento electrónico debido a este desfase es insignificante en la escala de tiempo en el que la molécula rota y vibra. El electrón experimenta el campo de un ión molecular congelado mientras se mueve dentro del centro iónico, o en otras palabras, el electrón se adapta instantáneamente a la configuración del centro iónico. Esto significa que la aproximación de Born-Oppenheimer de la separación del movimiento nuclear y electrónico es válida en esta región. (Hay que tener cautela con esta simple afirmación. Convencionalmente, la aproximación de Born-Oppenheimer asume una geometría molecular estática para todas las distancias electrónicas r . Claramente, esto no puede describir correctamente a los estados moleculares de Rydberg en los que el electrón extravalente se mueve lentamente, sobretodo en la región en la que $r \gg r_c$ [1].)

La gran matriz \mathbf{K} , que incluye a todos los canales electrónicos y rovibracionales, no aparece en la ecuación 31. En su lugar están defectos cuánticos propios que contienen únicamente información sobre la parte electrónica de \mathbf{K} . Sin embargo, el problema es que la función de onda ψ^{BO} sólo es válida en la región de Born-Oppenheimer y no se extiende hasta el infinito. En cambio, la función ψ^{Ry} de la ecuación 28 es válida tanto en la región de las interacciones de corto alcance, como también en la región extravalente. Para conectar la simplicidad de ψ^{BO} con la validez de la función ψ^{Ry} para ambas regiones, debemos tomar en cuenta dos consideraciones. La primera es que para valores pequeños de r , las funciones f y g son casi independientes de ν [9, 3]. En la región de Born-Oppenheimer, la variación de nu debido a diferencias entre las energías rovibracionales puede ser ignorada. Por lo tanto, las siguientes aproximaciones son válidas: $f_i \approx f_{iv_i^+ N_i^+}$ y $g_i \approx g_{iv_i^+ N_i^+}$. Entonces, para la región de Born-Oppenheimer, la función ψ^{Ry} puede ser escrita de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \psi^{Ry(BO)} = & \sum_i \left[\sum_{v_i^+ N_i^+} B_{iv_i^+ N_i^+} \langle R|v_i^+ \rangle^{iN_i^+} \right] f_i|i\rangle \\ & - \sum_i \left[\sum_{jv_j^+ N_j^+} B_{jv_j^+ N_j^+} \sum_{v_i^+ N_i^+} K_{jv_j^+ N_j^+, iv_i^+ N_i^+} \langle R|v_i^+ \rangle^{iN_i^+} \right] \\ & \times g_i|i\rangle. \end{aligned} \quad (32)$$

La segunda consideración es que los coeficientes $A_{\alpha\phi}$ provienen de una superposición finita de canales rovibracionales con pesos desconocidos $D_{jv_j^+ N_j^+}$:

$$\begin{aligned} \sum_{\alpha\phi} &= A_{\alpha\phi} |\phi_{RN}^\Lambda\rangle^\alpha \\ &= \sum_{jv_j^+ N_j^+} [U^T]_{\alpha j} D_{jv_j^+ N_j^+} \langle R|v_j^+ \rangle^{jN_j^+}. \end{aligned} \quad (33)$$

Hay tantas ecuaciones como canales electrónicos $|\alpha\rangle$. Introduciendo a la ecuación 33 en la expresión de ψ^{BO} (ecuación 31), utilizando el hecho de que la matriz \mathbf{U} es

ortogonal, y con un poco de álgebra, la función de onda ψ^{BO} resulta:

$$\begin{aligned} \psi^{BO} = & \sum_i \left[\sum_{v_i^+ N_i^+} D_{iv_i^+ N_i^+} \langle R|v_i^+ \rangle^{iN_i^+} \right] f_i|i\rangle \\ & - \sum_i \left[\sum_{jv_j^+ N_j^+} D_{jv_j^+ N_j^+} \sum_{\alpha} U_{i\alpha} \tan \pi\mu [U^T]_{\alpha j} \langle R|v_j^+ \rangle^{jN_j^+} \right] \\ & \times g_i|i\rangle. \end{aligned} \quad (34)$$

Cada término de esta ecuación puede ser comparado directamente con los de la función $\psi^{Ry(BO)}$ de la ecuación 32. Los factores $f_i|i\rangle$ y $g_i|i\rangle$ son independientes y por lo tanto deben tener los mismos coeficientes en ambas ecuaciones (32 y 34). De esta manera, los coeficientes B y D son idénticos debido a que las funciones $\langle R|v_j^+ \rangle^{jN_j^+}$ son ortonormales para cada canal i . Usando el mismo razonamiento, la matriz \mathbf{K} toma la siguiente forma:

$$\begin{aligned} K_{iv_i^+ N_i^+, jv_j^+ N_j^+} = & \langle v_i^+ | R \rangle^{iN_i^+} \\ & \times \left| \sum_{\alpha} U_{i\alpha} \tan \pi\mu_{\alpha} [U^T]_{\alpha j} \right| \langle R|v_j^+ \rangle^{jN_j^+}. \end{aligned} \quad (35)$$

Esta es la expresión de la matriz rovibrónica \mathbf{K} de la función de onda ψ^{Ry} pero ahora incluye únicamente a las vibraciones y rotaciones del centro iónico y a la matriz de reacción puramente electrónica.

La transformación del marco rovibrónico describe la transición del caso de Hund d) -en el región de largo alcance- al caso de Hund b) -en la región de corto alcance- a medida que el electrón se acerca al centro iónico (transformaciones a los casos de Hund a) o c) también son posibles).² El operador de esta transformación puede ser escrito explícitamente [1, 9]:

$$U_{iv_i^+ N_i^+, \alpha R\phi} = \langle i|\alpha\rangle^{R\Lambda} \langle v_i^+ | R \rangle^{iN_i^+} \langle N_i^+ | \Lambda \rangle^{iN}, \quad (36)$$

en donde $iv_i^+ N_i^+$ y $\alpha R\phi$ son los canales de largo y corto alcance, respectivamente. El factor $\langle N^+ | \Lambda \rangle^{iN}$ también puede ser definido analíticamente para cada momento angular total N .

La matriz rovibrónica \mathbf{K} de la ecuación 35 describe el acoplamiento entre dos canales de largo alcance $iv_i^+ N_i^+$ y $jv_j^+ N_j^+$. Cuando el electrón choca contra el centro iónico, el operador de la ecuación 36 proyecta al canal de fragmentación $iv_i^+ N_i^+$ sobre una combinación de canales de corto alcance $\alpha\Lambda RN$. Después de la colisión y a medida que el electrón vuelve a la región de largo alcance, el operador proyecta a esta combinación nuevamente sobre canales de largo alcance $jv_j^+ N_j^+$. Al comparar las ecuaciones 35 y 36 se puede observar que la matriz de

²Una explicación detallada de los conjuntos de funciones de base que definen a los diferentes casos de Hund se la puede encontrar en las referencias [20] y [8].

reacción \mathbf{K} es simplemente [1]:

$$K_{i v_i^+ N_i^+, j v_j^+ N_j^+} = \sum_{\Lambda} \langle N_i^+ | \Lambda \rangle^{iN} \times \left[\int \langle v_i^+ | R \rangle^{iN_i^+} \sum_{\alpha} (\langle i | \alpha \rangle^{RA} \tan(\pi \mu_{\alpha}^{\Lambda}) \langle \alpha | j \rangle^{RA}) \langle R | v_j^+ \rangle^{jN_j^+} dR \right] \times \langle \Lambda | N_j^+ \rangle^{jN}. \quad (37)$$

La función ψ^{Ry} (ecuación 28) es válida para cualquier distancia r fuera del centro iónico. Aplicando las condiciones de frontera para el caso particular de estados ligados, $\psi^{Ry(BO)}(r \rightarrow \infty) \rightarrow 0$, los valores propios de la ecuación de Schrödinger son los mismos que satisfacen a:

$$0 = \left| \langle v_i^+ | R \rangle^{iN_i^+} \left[\tan \pi \nu_{i v_i^+ N_i^+} + K_{ij} \right] \langle R | v_i^+ \rangle^{iN_i^+} \right| \\ 0 = \left| \langle v_i^+ | R \rangle^{iN_i^+} \left[\tan \pi \nu_{i v_i^+ N_i^+} + \tan \pi \mu_{ij}^{\Lambda}(R) \right] \langle R | v_i^+ \rangle^{iN_i^+} \right|. \quad (38)$$

Los coeficientes B de la ecuación 32 pueden calcularse para cada una de las energías rovibrónicas que satisfacen a este determinante. A partir de esta información, hay como definir a la función de onda del sistema molecular $\psi^{Ry(BO)}$, la cual es responsable de los efectos adiabáticos, e incluso, de la mayor parte de las interacciones no adiabáticas. Finalmente, vale la pena recordar que la función de onda total de la molécula incluye a las interacciones entre todos los conjuntos infinitos de niveles electrónicos y entre todos los canales de continuo que fueran incluidos en el problema a ser tratado [9, 16, 19, 1].

4 Aplicaciones de MQDT a problemas de física molecular

La teoría de defecto cuántico de varios canales ha sido desarrollada y utilizada mucho más allá de las intenciones originales de Seaton [2] o Fano [5]. La concepción de MQDT es tan simple que fácilmente puede ser ampliada para el estudio de otro tipo de problemas de mayor complejidad. Podemos mencionar, entre otros: fotoionización [21, 19, 22], fotodisociación [23, 24], la competencia entre predisiociación y autoionización [7, 25, 26, 27, 28], e incluso una serie de procesos de colisiones disociativas que se originan a partir de una recombinación electrónica o de ionizaciones [7, 29, 30, 31, 32, 33].

Ejemplos en los que el análisis MQDT ayuda a describir con éxito las características espectrales abundan en la literatura. Pocos de ellos son mencionados a continuación. Por ejemplo, el espectro de fotoionización de H_2 [34] ha sido impresionantemente reproducido al convolucionar el espectro teórico obtenido usando MQDT con el ancho de banda del láser empleado en el experimento [19]. El resultado obtenido a partir de MQDT permite describir cuantitativamente los efectos de rotación y vibración molecular y sus contribuciones a la función de onda que describe al sistema. En otro ejemplo,

el espectro de NO, obtenido a través de absorción óptica en doble resonancia (optical-optical-double-resonance, OODR por sus siglas en inglés), ha sido interpretado con la ayuda de MQDT para describir cuantitativamente la interferencia entre las series de Rydberg con momento angular orbital s y d , la magnitud del acoplamiento entre el electrón y la rotación del núcleo, el rol de la componente radial del momento de transición entre las series de Rydberg y su conexión con el defecto cuántico [22].

La alta densidad de estados de Rydberg a menudo conduce a interacciones adicionales que complican el análisis de los espectros. Es posible que muchos estados discretos y continuos estén presentes en la misma región energética influyendo en los procesos de ionización y disociación. Por lo tanto, los espectros atómicos y moleculares observados experimentalmente pueden mostrar resonancias complejas en las que participan varios mecanismos de excitación y relajación que conducen a la ionización molecular. A muchas de estas resonancias se las tilda de interlópes o intrusas y aparecen en el medio de una serie de Rydberg interfiriendo, destructiva o constructivamente, con el proceso de autoionización al abrir otros canales de relajación como fluorescencia, predisiociación y recombinación electrónica disociativa [7, 35, 36, 37]. Estas características espectrales resultan del acoplamiento entre altos estados de Rydberg y bajos niveles electrónicos convergentes a umbrales de ionización más altos [38].

La magnitud relativa del acoplamiento entre las funciones de onda discretas y continuas determina el alcance de las perturbaciones y las variaciones en la simetría de los picos espectrales a lo largo de las series de Rydberg. Ventajosamente, MQDT puede ser extendido, sin complicaciones, a sistemas en donde estos estados degenerados acoplados están presentes, con capacidad para acomodar interacciones adiabáticas y no adiabáticas, incluyendo interacciones entre los conjuntos infinitos de niveles y los canales de estados continuos relevantes [1]. Estas resonancias complejas o interlópes han sido reproducidas teóricamente para varios sistemas moleculares: H_2 [38, 19, 34], N_2 [39, 40, 41], O_2 [42, 43, 44], Na_2 [45], Cs_2 [46, 47, 48], CaF [49, 50] y LiF [23] como por ejemplo. Espectros de Rydberg de moléculas de más de dos átomos han sido también exitosamente caracterizados con la ayuda de MQDT, como por ejemplo: H_2O [51, 52], HCO [53], H_3 [54, 55, 56, 57], NH_3 [58] y varios de sus isótopos, entre otros.

Uno de los primeros trabajos en incluir de forma simultánea autoionización y predisiociación en un tratamiento MQDT es el de Giusti-Suzor y Jungen en la molécula de NO [25]. La matriz de interacciones es construida de forma global, es decir incluyendo todos los acoplamientos entre los diferentes canales de autoionización y continuos de predisiociación. Los resultados obtenidos difieren de los cálculos en los que cada proceso de decaimiento es tratado por separado. La generalización del

método para el caso de moléculas diatómicas fue publicado por Jungen y Ross en 1997 [7]. Las condiciones de frontera son definidas de tal manera que se pueda tratar el movimiento de los átomos y el de los electrones de forma conjunta y correlacionada. Esto es posible mediante el uso de funciones de canales propios que tienen un desfase en común en todas las configuraciones múltiples del continuo: tanto en la dirección de la dispersión del electrón $r \rightarrow \infty$ hacia la ionización, como en la dirección $R \rightarrow \infty$ en la que ocurre la disociación. De esta manera, la matriz de reacción efectiva \mathbf{K} agrupa explícitamente la información de todos los canales de ionización y disociación. Esta propuesta fue aplicada para entender las observaciones experimentales en donde ionización y disociación de los niveles excitados del H_2 (*ungerade* singletes) compiten con el espectro de predisiociación de estados *gerade* preparados desde el nivel $B^1\Sigma_u^+$, $v = 0$, $N = 0$.

En definitiva, para poder hacer cálculos MQDT se necesita: 1) superficies de energía potencial del ión junto con las correcciones adiabáticas de la parte electrónica, y 2) el defecto cuántico $\mu(R)$, que también depende de la energía, para cada uno de los canales incluidos en el problema [9, 1, 19, 16, 21, 7]. Esta información es suficiente para escribir la función de onda del sistema ion-electrón. Para poder reconstruir un espectro se necesita de los momentos dipolares electrónicos de las transiciones utilizadas en el experimento [7]. En algunos casos, la matriz con los momentos dipolares de transición puede calcularse directamente, ser estimada a partir de observaciones experimentales, o ser extraída a partir de una regresión en la que se compare a los cálculos MQDT con las intensidades de las características espectrales [9].

A pesar de que a MQDT se la podría considerar como un método empírico en vez de una teoría, es evidente que la explotación de la sutil interacción entre las condiciones de frontera de las colisiones ion-electrón en el centro iónico y la trayectoria del electrón en el infinito permiten una descripción detallada de los orígenes de las características observadas en los espectros de altos estados excitados. Algunos de estos espectros, que inclusive monitorean el transcurso de reacciones químicas simples, serían imposibles de entender sin la ayuda de un análisis de MQDT. Esta teoría es una interfaz entre espectros y cálculos *ab initio*.

Referencias

- [1] Greene, C. H. and Jungen, C. 1985. "Molecular applications of quantum defect theory." *Advances in Atomic and Molecular Physics*. 21, 51–121.
- [2] Seaton, M. J. 1966. "Quantum defect theory I. General formulation." *Proc. Phys. Soc. London*. 88(562P), 801–814.
- [3] Seaton, M. J. 1983. "Quantum defect theory." *Rep. Prog. Phys.* 46(2), 167–257.
- [4] Herzberg, G. and Jungen, C. 1972. "Rydberg series and ionization potential of the H_2 molecule." *J. Mol. Spectrosc.* 41(3), 425–486.
- [5] Fano, U. 1970. "Quantum defect theory of l uncoupling in H_2 as an example of channel-interaction treatment." *Phys. Rev. A*. 2(2), 353–365.
- [6] Mulliken, R. S. 1976. "Rydberg states and Rydbergization." *Accounts Chem. Res.* 9(1), 7–12.
- [7] Jungen, C. and Ross, S. C. 1997. "Unified quantum-defect-theory treatment of molecular ionization and dissociation." *Phys. Rev. A*. 55(4), R2503–R2506.
- [8] Field, R. W. and Lefebvre-Brion, H. 2004. *The spectra and dynamics of diatomic molecules*, Elsevier, San Diego.
- [9] Ross, S. 30 April 1991. "An MQDT primer." *AIP Conference Proceedings*. 225(1), 73–110.
- [10] Levine, I. N. 2000. *Quantum Chemistry*, Prentice Hall, New Jersey, 5th edition.
- [11] Cohen-Tannoudji, C., Diu, B., and Laloë, F. 1977. *Quantum Mechanics*, Wiley-Interscience, Hermann, Paris.
- [12] Ross, S. and Jungen, C. 1987. "Quantum-defect theory of double-minimum states in H_2 ." *Phys. Rev. Lett.* 59(12), 1297–1300.
- [13] Gallagher, T. 1994. *Rydberg Atoms*, Cambridge monographs on atomic, molecular, and chemical physics Cambridge University Press, Cambridge.
- [14] Greene, C. H. 1983. "Atomic photoionization in a strong magnetic field." *Phys. Rev. A*. 28(4), 2209–2216.
- [15] Hartree, D. R. 1928. "The wave mechanics of an atom with a non-coulomb central field. Part III. Term values and intensities in series an optical spectra." *Proc. Camb. Phil. Soc.* 24, 426–437.
- [16] Jungen, C. and Atabek, O. 1977. "Rovibronic interactions in the photoabsorption spectrum of molecular hydrogen and deuterium: An application of multichannel quantum defect methods." *J. Chem. Phys.* 66(12), 5584–5609.
- [17] Quadrelli, P., Dressler, K., and Wolniewicz, L. 1990. "Nonadiabatic coupling between the $EF+GK+H^1\Sigma_g^+$, $I^1\Pi_g$, and $J^1\Delta_g$ states of the hydrogen molecule. calculation of rovibronic structures in H_2 , HD , and D_2 ." *J. Chem. Phys.* 92(12), 7461–7478.
- [18] Ross, S. C. and Jungen, C. 1994. "Multichannel quantum-defect theory of $n = 2$ and 3 *gerade* states in H_2 : Rovibronic energy-levels." *Phys. Rev. A*. 50(6), 4618–4628 Part A.
- [19] Jungen, C. and Dill, D. 1980. "Calculation of rotational-vibrational preionization in H_2 by multichannel quantum defect theory." *J. Chem. Phys.* 73(7), 3338–3345.
- [20] Herzberg, G. 1950. *Molecular Spectra and Molecular Structure: I. Spectra of Diatomic Molecules*, Van Nostrand Reinhold Company, New York, 2nd edition.
- [21] Jungen, C., Pratt, S. T., and Ross, S. C. 1995. "Multichannel quantum defect theory and double-resonance spectroscopy of autoionizing levels of molecular hydrogen." *J. Phys. Chem.* 99(6), 1700–1710.
- [22] Fredin, S., Gauyacq, D., Horani, M., Jungen, C., Lefebvre, G., and Masnouseeuws, F. 1987. "*s* and *d* rydberg series of NO probed by double-resonance multiphoton ionization. multichannel quantum defect analysis." *Mol. Phys.* 60(4), 825–866.

- [23] Cornett, S. T., Sadeghpour, K. R., and Cavagnero, M. J. 1999. "Interferometric line shape modulation in alkali-halide photoabsorption." *Phys. Rev. Lett.* 82(12), 2488–2491.
- [24] Yench, A. J., Kaur, D., Donovan, R. J., Kvaran, A., Hopkirk, A., Lefebvrebrion, H., and Keller, F. 1993. "Ion-pair formation in the photodissociation of HCl and DCl." *J. Chem. Phys.* 99(7), 4986–4992.
- [25] Giustisuzor, A. and Jungen, C. 1984. "Theoretical study of competing photoionization and photodissociation processes in the NO molecule." *J. Chem. Phys.* 80(3), 986–1000.
- [26] Matzkin, A., Jungen, C., and Ross, S. C. 2000. "Multichannel-quantum-defect-theory treatment of preionized and predissociated triplet gerade levels of H₂." *Phys. Rev. A.* 62(6), 062511.
- [27] Stephens, J. A. and Greene, C. H. 1995. "Competing predissociation and preionization in the photoabsorption of H₂ above the ionization threshold." *J. Chem. Phys.* 103(13), 5470–5475.
- [28] Lefebvrebrion, H. and Keller, F. 1989. "Competition between autoionization and predissociation in the HCl and DCl molecules." *J. Chem. Phys.* 90(12), 7176–7183.
- [29] Ngassam, V., Motapon, O., Florescu, A., Pichl, L., Schneider, I. F., and Suzor-Weiner, A. 2003. "Vibrational relaxation and dissociative recombination of H₂⁺ induced by slow electrons." *Phys. Rev. A.* 68(3), 032704.
- [30] Urbain, X., Giustisuzor, A., Fussen, D., and Kubach, C. 1986. "Theoretical study of associative ionization in H⁺-H⁻ collisions at low-energy (0.001-5eV)." *J. Phys. B-At. Mol. Opt. Phys.* 19(8), L273–L277.
- [31] Urbain, X., Cornet, A., Brouillard, F., and Giustisuzor, A. 1991. "Dynamics of an elementary bond-forming process: Associative ionization in H(1s)+H(2s) collisions." *Phys. Rev. Lett.* 66(13), 1685–1688.
- [32] Schneider, I. F., Dulieu, O., and Giustisuzor, A. 1991. "The role of Rydberg states in H₂⁺ dissociative recombination with slow electrons." *J. Phys. B-At. Mol. Opt. Phys.* 24(12), L289–L297.
- [33] Giusti, A. 1980. "A multichannel quantum defect approach to dissociative recombination." *J. Phys. B-At. Mol. Opt. Phys.* 13(19), 3867–3894.
- [34] Dehmer, P. M. and Chupka, W. A. 1976. "Very high resolution study of photoabsorption, photoionization, and predissociation in H₂." *J. Chem. Phys.* 65(6), 2243–2273.
- [35] Viteri, C. R., Gilkison, A. T., and Grant, E. R. 2007. "Dynamics of dissociative recombination versus electron ejection in single rovibronic resonances of BH." *J. Chem. Phys.* 126(8), 084301.
- [36] Viteri, C. R., Gilkison, A. T., Schroder, F. S., and Grant, E. R. 2007. "Discrete-continuum and discrete-discrete interactions in the autoionization spectrum of ¹¹BH." *Mol. Phys.* 105(11-12), 1589–1602.
- [37] Viteri, C. R., Gilkison, A. T., Rixon, S. J., and Grant, E. R. 2007. "Isolated core excitation of ¹¹BH: Photoabsorption in competition with Rydberg predissociation." *Phys. Rev. A.* 75(1), 013410.
- [38] Jungen, C. and Raoult, M. 1981. "Spectroscopy in the ionisation continuum: Vibrational preionisation in H₂ calculated by multichannel quantum-defect theory." *Faraday Discuss.* 71, 253–271.
- [39] Giustisuzor, A. and Lefebvrebrion, H. 1984. "Theoretical study of complex resonances near ionization thresholds: Application to the N₂ photoionization spectrum." *Phys. Rev. A.* 30(6), 3057–3065.
- [40] Raoult, M., Lerouzo, H., Raseev, G., and Lefebvrebrion, H. 1983. "Ab Initio approach to the multichannel quantum defect calculation of the electronic autoionisation in the hopfield series of N₂." *J. Phys. B-At. Mol. Opt. Phys.* 16(24), 4601–4617.
- [41] Dehmer, P. M., Miller, P. J., and Chupka, W. A. 1984. "Photoionization of N₂ X¹Σ_g⁺, v'' = 0 and 1 near threshold. preionization of the Worley-Jenkins Rydberg series." *J. Chem. Phys.* 80(3), 1030–1038.
- [42] Lewis, B. R., England, J. P., Winkel, R. J., Banerjee, S. S., Dooley, P. M., Gibson, S. T., and Baldwin, K. G. H. 1995. "Experimental observation of the lowest ¹Σ_u⁺ valence state of O₂." *Phys. Rev. A.* 52(4), 2717–2733.
- [43] Lewis, B. R., Gibson, S. T., Emami, M., and Carver, J. H. 1988. "Resonances in the photodissociation of isotopic molecular oxygen. I. The longest band." *J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf.* 40(1), 1–13.
- [44] Lewis, B. R., Gibson, S. T., Emami, M., and Carver, J. H. 1988. "Resonances in the photodissociation of isotopic molecular oxygen. II. The second and third bands." *J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf.* 40(4), 469–477.
- [45] Kimura, Y., Kato, H., Yi, P., Song, M., Liu, Y. M., and Li, L. 2003. "Asymmetrical line broadening observed in the photodissociation cross section of Na₂ molecules." *Phys. Rev. A.* 67(6), 062701.
- [46] Kim, B., Yoshihara, K., and Lee, S. 1994. "Complex resonances in the predissociation of Cs₂." *Phys. Rev. Lett.* 73(3), 424–427.
- [47] Kim, B. S. and Yoshihara, K. 1993. "Multichannel quantum interference in the predissociation of Cs₂: Observation of q-reversal in a complex resonance." *J. Chem. Phys.* 99(2), 1433–1435.
- [48] Kimura, Y., Lefebvre-Brion, H., Kasahara, S., Kato, H., Baba, M., and Lefebvre, R. 2000. "Interference effects in the predissociation of the Cs₂ C¹Π_u and (2)³Π_u states through the dissociative (2)³Σ_u⁺ state." *J. Chem. Phys.* 113(19), 8637–8642.
- [49] Field, R. W., Gittins, C. M., Harris, N. A., and Jungen, C. 2005. "Quantum defect theory of dipole and vibronic mixing in Rydberg states of CaF." *J. Chem. Phys.* 122(18), 184314.
- [50] Kay, J. J., Altunata, S. N., Coy, S. L., and Field, R. W. 2007. "Resonance between electronic and rotational motions in Rydberg states of CaF." *Mol. Phys.* 105(11-12), 1661–1673.
- [51] Child, M. S. and Jungen, C. 1990. "Quantum defect theory for asymmetric tops: Application to the Rydberg spectrum of H₂O." *J. Chem. Phys.* 93(11), 7756–7766.
- [52] Child, M. S. 2007. "Dissociation and predissociation in the ns¹B₁ and np¹A₂ series of H₂O." *Mol. Phys.* 105(11-12), 1505–1515 Child, M. S.

- [53] Brownbill, S. J. and Softley, T. P. 2005. "Multichannel quantum defect theory simulations of the Rydberg spectra of HCO." *Mol. Phys.* 103(17), 2347–2357.
- [54] Pan, S. H. and Lu, K. T. 1988. "Triatomic molecular H₃ frame transformation theory of the *l*-uncoupling effect." *Phys. Rev. A.* 37(1), 299–302.
- [55] Bordas, M. C., Lembo, L. J., and Helm, H. 1991. "Spectroscopy and multichannel quantum-defect theory analysis of the *np* Rydberg series of H₃." *Phys. Rev. A.* 44(3), 1817–1827.
- [56] Stephens, J. A. and Greene, C. H. 1994. "Quantum defect description of H₃ Rydberg state dynamics." *Phys. Rev. Lett.* 72(11), 1624–1627.
- [57] Mistrik, I., Reichle, R., Muller, U., Helm, H., Jungen, M., and Stephens, J. A. 2000. "Ab Initio analysis of autoionization of H₃ molecules using multichannel quantum-defect theory and new quantum-defect surfaces." *Phys. Rev. A.* 61(3), 033410.
- [58] Duggan, L., Raunhardt, M., Schafer, M., Hollenstein, U., Softley, T. P., and Merkt, F. 2010. "PFI-ZEKE photoelectron and high resolution photoionization spectra of ND₃ with MQDT simulations." *Mol. Phys.* 108(7-9), 1069–1082.

Agujeros de gusano y potenciales efectivos

Carlos A. Marín*

*Colegio de Ciencias e Ingeniería - El Politécnico, Universidad San Francisco de Quito
Diego de Robles y Vía Interoceánica, Quito, Ecuador*

*Autor principal/Corresponding author, e-mail: cmarin@usfq.edu.ec

Editado por/Edited by: C. Montúfar, PhD.

Recibido/Received: 04/11/2011. Aceptado/Accepted: 04/15/2011.

Publicado en línea/Published on Web: 06/30/2011. Impreso/Printed: 06/30/2011.

Abstract

The fundamental properties of the Ellis wormholes are reviewed. Using the Hamilton-Jacobi formalism, we have derived the effective potentials and the orbit equation for a particle around a wormhole in both Ellis and Morris-Thorne geometries. Finally, we apply the equation obtained in the Morris-Thorne case for a Schwarzschild wormhole.

Keywords. Wormhole, Ellis, general relativity, hyperspace, Einstein, orbits.

Resumen

Se revisan las propiedades fundamentales de los agujeros de gusano con la geometría de Ellis. Utilizando las ecuaciones de Hamilton-Jacobi deducimos los potenciales efectivos, así como la ecuación de la órbita descrita por una partícula alrededor de un agujero de gusano tanto en la geometría de Ellis como en la de Morris-Thorne. Finalmente aplicamos la ecuación obtenida en la geometría de Morris-Thorne para un agujero de gusano del tipo de Schwarzschild.

Palabras Clave. Agujeros de gusano, Ellis, relatividad general, hiperespacio, Einstein, órbitas.

Introducción

Un agujero de gusano (*wormhole*) es un túnel en el hiperespacio que conecta dos puntos en dos regiones asintóticamente planas en el espacio-tiempo [1, 2] (el hiperespacio es un espacio plano hipotético con más de tres dimensiones espaciales, en el que está contenido el espacio curvo de nuestro universo). Los agujeros de gusano podrían también conectar universos paralelos y eventualmente proporcionarían la posibilidad de viajar en el tiempo.

El wormhole tiene dos entradas llamadas "bocas". Las bocas están conectadas por un túnel a través del hiperespacio que puede ser muy corto (digamos unos pocos kilómetros de largo). Las bocas de un agujero de gusano "se parecen" al horizonte de sucesos de un agujero negro de Schwarzschild [2, 3, 4, 5, 6], con una diferencia importante: el horizonte de sucesos de un agujero negro es, si despreciamos los efectos cuánticos, una superficie de una sola vía; cualquier cosa puede entrar en el agujero, sin embargo nada puede escapar. Por el contrario, las bocas de un wormhole son superficies que pueden ser cruzadas en ambas direcciones, hacia adentro del agu-

jero de gusano y de regreso hacia el "universo externo" (nuestro universo).

Los wormholes fueron descubiertos matemáticamente como una solución a las ecuaciones de campo de Einstein en 1935, en un artículo de Albert Einstein y Nathan Rosen publicado en la revista *Physical Review*, en el que trataban de hallar una conexión (un puente) entre los agujeros negros y los agujeros blancos [7]. En 1957 el grupo de investigación dirigido por John Archibald Wheeler y Tullio Regge desarrolló una serie de métodos perturbativos para analizar pequeñas perturbaciones en los agujeros de gusano y los agujeros negros. Luego, durante 30 años, los agujeros de gusano pasaron casi al olvido. Su estudio se reavivó con un artículo publicado por Kip S. Thorne y Mike Morris en el *American Journal of Physics* del año 1988 [8]. El artículo fue inspirado por una novela (*Contacto*) [9] que el astrofísico y exobiólogo Carl Sagan estaba escribiendo por aquella época, y para cuya culminación había pedido asesoramiento técnico a Kip Thorne (en lo referente a la física gravitacional).

De acuerdo con las ecuaciones de campo de Einstein, el tiempo de vida de un wormhole es en promedio muy pequeño, por lo que nada en absoluto (persona, radiaciones, señal de cualquier clase) puede viajar a través del túnel del agujero de gusano. La única manera de mantener abierto el agujero por un tiempo mucho mayor es mediante la presencia de algún tipo de material "exótico", a lo largo del wormhole, que empuje sus paredes gravitacionalmente, manteniéndolas separadas. Para ello, se necesita una región del espacio-tiempo con curvatura negativa, similar a la superficie de una silla de montar. Al material se le denomina "exótico", porque como Kip Thorne demostrara en 1985, debe tener una densidad de energía promedio negativa, con respecto a un haz de luz viajando a través del agujero de gusano. El material "exótico" repele gravitacionalmente los rayos de luz por lo que los haces luminosos se desenfocan, como se ilustra en la figura a continuación.

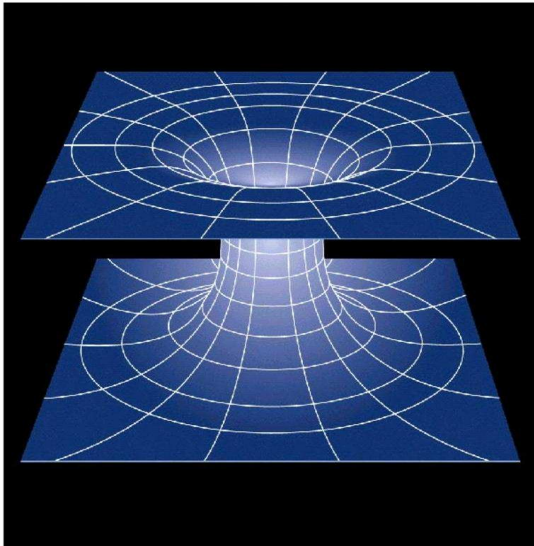


Figura 1: Agujero de gusano.

El que la densidad de energía promedio sea negativa no implica que el material exótico tenga una energía negativa con respecto a un observador en reposo en el interior del agujero de gusano. El concepto de densidad de energía es relativo al sistema de referencia utilizado; en un sistema de referencia, la densidad puede ser positiva, y en otro, negativa.

Nadie sabe exactamente de qué puede estar hecho el material exótico. Robert Wald [1] ha probado recientemente, que en un espacio-tiempo curvo, bajo una amplia variedad de circunstancias, la curvatura distorsiona las fluctuaciones del vacío de carácter gravitacional convirtiéndolas en exóticas debido a que su densidad de energía promedio se hace negativa. Dichas fluctuaciones del vacío son análogas a las fluctuaciones del vacío de naturaleza electromagnética. Son fluctuaciones aleatorias en la curvatura del espacio causadas porque re-

giones del mismo están continuamente tomando energía de regiones adyacentes, para luego devolverla. Bajo circunstancias ordinarias las fluctuaciones son tan pequeñas que ningún científico las ha podido detectar hasta ahora. Otra posibilidad es que el material exótico esté formado por energía oscura que, como sabemos, tiene densidad de energía negativa y es el 74 % de la energía del universo.

En el presente documento continuamos con el análisis iniciado en el artículo "Agujeros de gusano: solución exponencial" [10]. En primer lugar, revisaremos las propiedades fundamentales de los agujeros de gusano con geometría de Ellis [11] (ver también [8]) y, posteriormente, utilizando las ecuaciones de Hamilton-Jacobi, calcularemos los potenciales efectivos, así como la ecuación de la órbita descrita por una partícula alrededor de un agujero de gusano, tanto en la geometría de Ellis como en la de Morris-Thorne.

1 Métricas

En el artículo de Morris y Thorne se consideran dos métricas:

i)

$$(ds)^2 = e^{2\Phi} c^2 (dt)^2 - f(r) (dr)^2 - r^2 (d\Omega)^2 \quad (1)$$

donde s representa el elemento de arco. r , θ y φ son las coordenadas esféricas de un punto y t es el tiempo coordinado medido por un observador remoto en reposo.

$$(d\Omega)^2 = (d\theta)^2 + \sin^2 \theta (d\varphi)^2 \text{ y } f(r) = \left(1 - \frac{b(r)}{r}\right)^{-1}.$$

A $b(r)$ se le denomina función de forma del agujero de gusano, y determina la forma espacial del mismo. La función $\Phi = \Phi(r)$ se denomina función de corrimiento hacia el rojo.

ii)

$$(ds)^2 = c^2 (dt)^2 - (dl)^2 - (l^2 + b_0^2) (d\Omega)^2 \quad (2)$$

donde $-\infty < l < \infty$ es la distancia propia medida de dirección radial, b_0 es una constante (ver sección 8) y t es el tiempo coordinado.

La geometría determinada por la métrica i), ha sido estudiada en detalle en las referencias [8], [10]. La geometría determinada por la métrica ii) se denomina "geometría de Ellis". A continuación, procederemos a analizar las propiedades fundamentales de dicha métrica. .

2 Símbolos de Christoffel y Tensor de Riemann-Christoffel

Para la métrica (2), el cuadrado del elemento de arco $(ds)^2$ se puede escribir:

$$(ds)^2 = g_{\mu\nu} dx^\mu dx^\nu \quad (3)$$

$$\text{donde } g_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(l^2 + b_0^2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -(l^2 + b_0^2) \sin^2 \theta \end{bmatrix}$$

El tensor contravariante correspondiente es:

$$g^{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(l^2 + b_0^2)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -((l^2 + b_0^2) \sin^2 \theta)^{-1} \end{bmatrix}$$

Los símbolos de Christoffel de segunda especie son:

$$\Gamma_{\rho\sigma}^{\mu} = \frac{1}{2} g^{\mu\alpha} \left\{ \frac{\partial g_{\rho\alpha}}{\partial x^{\sigma}} + \frac{\partial g_{\sigma\alpha}}{\partial x^{\rho}} - \frac{\partial g_{\rho\sigma}}{\partial x^{\alpha}} \right\} \quad (4)$$

donde x^{μ} es el cuadrivector posición de la partícula. Las letras griegas como: μ, σ, ρ , etc. toman los valores 0, 1, 2 y 3. Hemos adoptado la convención de suma de Einstein en la que se suma sobre índices que se repiten dos veces.

En coordenadas esféricas $x^0 = ct$, $x^1 = l$, $x^2 = \theta$ y $x^3 = \varphi$.

Dichos símbolos se pueden calcular fácilmente usando el teorema:

Si $g_{\mu\nu} \neq 0$ para $\mu \neq \nu$

a) $\Gamma_{\mu\nu}^{\rho} = 0 \forall \mu \neq \nu \neq \rho$,

b) $\Gamma_{\mu\mu}^{\mu} = \frac{1}{2g_{\mu\mu}} \frac{\partial g_{\mu\mu}}{\partial x^{\mu}}$ para μ fijo,

c) $\Gamma_{\mu\nu}^{\mu} = \frac{1}{2g_{\mu\mu}} \frac{\partial g_{\mu\mu}}{\partial x^{\nu}}$ para $\mu \neq \nu$ fijos,

d) $\Gamma_{\nu\nu}^{\mu} = -\frac{1}{2g_{\mu\mu}} \frac{\partial g_{\nu\nu}}{\partial x^{\mu}}$ para $\mu \neq \nu$ fijos,

El resultado es que los únicos símbolos de Christoffel diferentes de cero son:

$$\Gamma_{22}^1 = -l \quad (5)$$

$$\Gamma_{33}^1 = -l \sin^2 \theta \quad (6)$$

$$\Gamma_{33}^2 = -\left(\frac{1}{2}\right) \sin(2\theta) \quad (7)$$

$$\Gamma_{13}^3 = \Gamma_{31}^3 = \frac{l}{(l^2 + b_0^2)} \quad (8)$$

$$\Gamma_{12}^2 = \Gamma_{21}^2 = \frac{l}{(l^2 + b_0^2)} \quad (9)$$

$$\Gamma_{23}^3 = \Gamma_{32}^3 = \cot \theta \quad (10)$$

El tensor de Riemann-Christoffel está dado por la expresión:

$$R_{\nu\rho\sigma}^{\mu} = \frac{\partial}{\partial x^{\rho}} (\Gamma_{\nu\sigma}^{\mu}) - \frac{\partial}{\partial x^{\sigma}} (\Gamma_{\nu\rho}^{\mu}) + \Gamma_{\alpha\rho}^{\mu} \Gamma_{\nu\sigma}^{\alpha} - \Gamma_{\nu\rho}^{\alpha} \Gamma_{\alpha\sigma}^{\mu} \quad (11)$$

Las 24 componentes de dicho tensor diferentes de cero son:

$$R_{212}^1 = -R_{221}^1 = -\frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)} \quad (12)$$

$$R_{313}^1 = -R_{331}^1 = -\frac{b_0^2 \sin^2 \theta}{(l^2 + b_0^2)} \quad (13)$$

$$R_{323}^2 = -R_{332}^2 = \frac{b_0^2 \sin^2 \theta}{(l^2 + b_0^2)} \quad (14)$$

$$R_{121}^2 = -R_{112}^2 = -\frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \quad (15)$$

$$R_{131}^3 = -R_{113}^3 = -\frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \quad (16)$$

$$R_{232}^3 = -R_{223}^3 = \frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)} \quad (17)$$

Para el cálculo de las componentes nulas, hemos usado propiedades tales como:

$$R_{\nu\rho\rho}^{\mu} = 0 \text{ para } \rho \text{ fijo} \quad (18)$$

$$R_{\mu\rho\sigma}^{\mu} = 0 \text{ para } \mu \text{ fijo y } g_{\mu\nu} \text{ diagonal, etc} \quad (19)$$

3 Marco de referencia propio

Consideremos dos sistemas de referencia, al uno lo llamaremos sistema de referencia no primado y al otro sistema primado. Sea $\{\vec{e}_{\alpha}\}$ con $\alpha = 0, 1, 2$ y 3 la base de vectores asociada al sistema de referencia no primado, y $\{\vec{e}_{\alpha}'\}$ la base de vectores asociada al sistema primado ($\vec{e}_{\alpha}, \vec{e}_{\alpha}'$, son vectores en el espacio-tiempo, es decir, tienen cuatro componentes). Un vector \vec{A} en el espacio tiempo se puede escribir:

$$\vec{A} = A^{\alpha} \vec{e}_{\alpha} \text{ en la base } \{\vec{e}_{\alpha}\},$$

$$\vec{A} = A'^{\mu} \vec{e}_{\mu}' \text{ en la base } \{\vec{e}_{\mu}'\}$$

de manera que $A^{\alpha} \vec{e}_{\alpha} = A'^{\mu} \vec{e}_{\mu}'$. Si $A'^{\mu} = \Lambda_{\alpha}^{\mu} A^{\alpha}$, entonces podemos escribir:

$$A^{\alpha} (\Lambda_{\alpha}^{\mu} \vec{e}_{\mu}' - \vec{e}_{\alpha}) = \vec{0}$$

ya que A^{α} representan las componentes de un vector arbitrario, tenemos:

$$\vec{e}_{\alpha} = \Lambda_{\alpha}^{\mu} \vec{e}_{\mu}' \quad (20)$$

y también, si Λ es una matriz invertible:

$$\vec{e}_{\mu}' = (\Lambda^{-1})_{\mu}^{\alpha} \vec{e}_{\alpha} \quad (21)$$

Sea $\{\vec{e}_{\alpha}\}$ la base ortogonal de vectores asociada con las coordenadas $x^0 = ct$, $x^1 = l$, $x^2 = \theta$ y $x^3 = \varphi$. Introduzcamos una base ortonormal de vectores $\{\vec{e}_{\mu}'\}$ definidos por:

$$\begin{pmatrix} \vec{e}'_0 \\ \vec{e}'_1 \\ \vec{e}'_2 \\ \vec{e}'_3 \end{pmatrix} = \Lambda^{-1} \begin{pmatrix} \vec{e}_0 \\ \vec{e}_1 \\ \vec{e}_2 \\ \vec{e}_3 \end{pmatrix} \quad (22)$$

donde

$$\Lambda = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (l^2 + b_0^2)^{\frac{1}{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (l^2 + b_0^2)^{\frac{1}{2}} \sin \theta \end{pmatrix}$$

Es fácil demostrar que

$$g'_{\alpha\beta} \equiv \vec{e}'_{\alpha} \cdot \vec{e}'_{\beta} = \eta_{\alpha\beta} = \text{diagonal}(1, -1, -1, -1) \quad (23)$$

Esta base nos permite introducir un nuevo sistema de coordenadas del marco de referencia propio "proper reference frame":

$$x'^{\alpha} = \Lambda^{\alpha}_{\beta} x^{\beta} \quad (24)$$

o:

$$x'^0 = x^0 \quad (33a)$$

$$x'^1 = x^1 \quad (33b)$$

$$x'^2 = (l^2 + b_0^2) x^2 \quad (33c)$$

$$x'^3 = (l^2 + b_0^2)^{\frac{1}{2}} \sin \theta x^3 \quad (33d)$$

Estas son las coordenadas de un conjunto de observadores que siempre permanecen en reposo en el campo gravitacional del agujero de gusano. Es decir que tienen:

$$l, \theta \text{ y } \varphi \text{ constantes}$$

En esta nueva base, las componentes del tensor de Riemann-Christoffel se pueden calcular a partir de la relación:

$$R'^{\mu}_{\nu\rho\sigma} = \frac{\partial x^{\alpha_1}}{\partial x'^{\nu}} \frac{\partial x^{\alpha_2}}{\partial x'^{\rho}} \frac{\partial x^{\alpha_3}}{\partial x'^{\sigma}} \times \frac{\partial x'^{\mu}}{\partial x^{\beta}} R^{\beta}_{\alpha_1\alpha_2\alpha_3} \quad (25)$$

El resultado es que las componentes no nulas son:

$$\begin{aligned} R'^1_{212} &= -R'^1_{221} \\ &= R'^1_{313} = -R'^1_{331} \\ &= -\frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} R'^2_{121} &= -R'^2_{112} \\ &= R'^3_{131} = -R'^3_{113} \\ &= -\frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} R'^2_{323} &= -R'^2_{332} \\ &= R'^3_{232} = -R'^3_{223} \\ &= \frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2}. \end{aligned} \quad (28)$$

4 Tensor y escalar de Ricci

El tensor de Ricci se define por la expresión

$$R'_{\mu\nu} \equiv R'^{\alpha}_{\mu\alpha\nu} \quad (29)$$

La componente no nula de dicho tensor es:

$$R'_{11} = -\frac{2b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \quad (30)$$

El escalar de Ricci es:

$$R' = g'^{\mu\nu} R'_{\mu\nu} = R'_{00} - R'_{11} - R'_{22} - R'_{33} \quad (31)$$

Introduciendo (30) en (31) tenemos:

$$R' = \frac{2b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \quad (32)$$

5 Tensor de Einstein

Las componentes no nulas del tensor de Einstein [3, 4, 5, 6]

$$G'_{\mu\nu} = R'_{\mu\nu} - \frac{1}{2} R' g'_{\mu\nu}$$

son:

$$G'_{00} = G'_{11} = -G'_{22} = -G'_{33} = -\frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \quad (33)$$

6 Ecuaciones de Campo de Einstein y tensor energía-momentum

De acuerdo a las ecuaciones de campo de Einstein [3, 4, 5, 6]

$$G'_{\mu\nu} = \frac{8\pi G}{c^4} T'_{\mu\nu} \quad (34)$$

los tensores de Einstein $G'_{\mu\nu}$ y de energía-momentum $T'_{\mu\nu}$, son proporcionales. Ello implica que las únicas componentes no nulas de $T'_{\mu\nu}$ son T'_{00} , T'_{11} y $T'_{22} = T'_{33}$, donde:

$$T'_{00} = \rho'(l) c^2 \quad (35)$$

$$T'_{11} = -\tau(l) \quad (36)$$

$$T'_{22} = T'_{33} = P(l) \quad (37)$$

Donde $\rho'(l)$ es la densidad de total de masa-energía medida por un observador estático en el campo gravitacional del agujero de gusano, $\tau(l)$ es la tensión por unidad de área medida por dichos observadores en la dirección radial (es el negativo de la presión radial), y $P(l)$ es la presión medida en las direcciones laterales (ortogonales a la dirección radial). En un fluido perfecto $P(l) = -\tau(l)$.

A partir de (34) podemos escribir:

$$G'_{00} = \frac{8\pi G}{c^4} T'_{00}$$

usando las ecuaciones (33) y (35), podemos demostrar que:

$$\rho' c^2 = -\frac{c^4}{8\pi G} \frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} < 0 \quad (38)$$

La ecuación (34) para $\mu = \nu = 1, 2, 3$ da:

$$\begin{aligned} \rho' c^2 &= -\tau(l) = -P(l) \\ &= -\frac{c^4}{8\pi G} \frac{b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \end{aligned} \quad (39)$$

de manera que la densidad total de masa-energía medida por un observador estático en el campo gravitacional del agujero de gusano es negativa.

7 Ausencia de un horizonte de sucesos

Matemáticamente, los horizontes de sucesos, en un espacio descrito por una métrica estática y asintóticamente plana, se obtienen haciendo $g_{00} \rightarrow 0$. Para nuestra métrica (2) tendríamos:

$$g_{00} = 1 \neq 0 \quad (40)$$

de manera que la condición fundamental de que el agujero de gusano no deba tener ningún horizonte de sucesos se cumple.

8 Superficies de inserción (embedding surfaces)

Para un tiempo fijo t y tomando $\theta = \pi/2$ (plano ecuatorial), la parte espacial de la métrica (2) se puede escribir:

$$(ds')^2 = -(ds)^2 = (dl)^2 + (l^2 + b_0^2) (d\varphi)^2 \quad (41)$$

que representa un elemento de arco en el plano ecuatorial. Con la transformación de coordenadas

$$r^2 = l^2 + b_0^2 \quad (42)$$

o

$$l = \pm (r^2 - b_0^2)^{\frac{1}{2}}$$

tenemos que

$$(dl)^2 = \frac{(dr)^2}{1 - \left(\frac{b_0}{r}\right)^2} \quad (43)$$

Reemplazando la última expresión en la ecuación (41) se obtiene

$$(ds')^2 = \frac{(dr)^2}{1 - \left(\frac{b_0}{r}\right)^2} + r^2 (d\varphi)^2 \quad (44)$$

Deseamos construir en el espacio Euclideo tridimensional, una superficie bidimensional que tenga la misma geometría que la del elemento de arco descrito por (41). Entonces, uno podría encajar la geometría del espacio curvo bidimensional en la geometría plana de un espacio Euclideo tridimensional [12]. En dicho espacio Euclideo, introduciremos coordenadas cilíndricas z, r y φ . La métrica Euclidea del espacio de inserción (embedding space) es:

$$(ds_{Euclidean})^2 = \left(1 + \left(\frac{dz}{dr}\right)^2\right) (dr)^2 + r^2 (d\varphi)^2 \quad (45)$$

En (45), nosotros suponemos que $z = z(r)$ (consideramos que la superficie insertada tiene simetría axial).

Si nosotros identificamos las coordenadas (r, φ) del espacio Euclideo con las coordenadas (r, φ) del espacio-tiempo del agujero de gusano, el elemento de arco (45) será el mismo que el descrito por la ecuación (44) a través del wormhole. Podemos entonces escribir:

$$1 + \left(\frac{dz}{dr}\right)^2 = \frac{1}{1 - \left(\frac{b_0}{r}\right)^2} \quad (46)$$

de donde obtenemos:

$$z(r) = \pm b_0 \int_{b_0}^r \frac{dr}{(r^2 - b_0^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (47)$$

el valor de la integral es:

$$z(r) = \pm b_0 \ln \left[\frac{r}{b_0} + \left[\left(\frac{r}{b_0}\right)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}} \right] \quad (48)$$

Todo agujero de gusano tiene un radio mínimo (para la presente métrica $r = b_0$) para el cual la superficie insertada del espacio curvo bidimensional es vertical. Es decir, para $r = b_0$,

$$\left(\frac{dz}{dr}\right) \Big|_{r=b_0} = \pm \infty \quad (49)$$

dicho radio define la garganta del agujero de gusano (ver Figura 2).

9 Aceleración de marea gravitacional

Consideremos un viajero a bordo de una sonda espacial que cae libremente y en dirección radial a través del agujero de gusano. La transformación entre las coordenadas del wormhole (x'^{ν}) y las coordenadas del marco de referencia del viajero en la sonda (x''^{μ}) es

$$x''^{\mu} = \Lambda'^{\mu}_{\nu} x'^{\nu} \quad (50)$$

donde

$$\Lambda' = \begin{bmatrix} \gamma & \pm\gamma\beta & 0 & 0 \\ \pm\gamma\beta & \gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

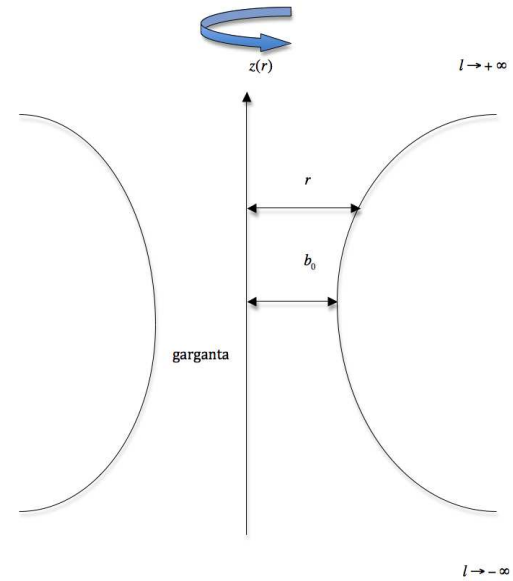


Figura 2: Diagrama de inserción para un agujero de gusano. En la garganta se cumple $r = b_0$; $l = 0$. Para generar el agujero de gusano, se debe rotar la curva de la figura alrededor del eje z .

donde $\beta = \frac{v}{c}$. Esta transformación nos permite introducir una base de vectores para el marco de referencia del viajero:

$$\vec{e}''_{\alpha} = (\Lambda'^{-1})^{\beta}_{\alpha} \vec{e}'_{\beta} \quad (51)$$

o

$$\vec{e}''_0 = \gamma \vec{e}'_0 \mp \gamma\beta \vec{e}'_1 \quad (52)$$

$$\vec{e}''_1 = \mp \gamma\beta \vec{e}'_0 + \gamma \vec{e}'_1 \quad (53)$$

$$\vec{e}''_2 = \vec{e}'_2 \quad (54)$$

$$\vec{e}''_3 = \vec{e}'_3 \quad (55)$$

estos vectores satisfacen:

$$\vec{e}''_{\alpha} \cdot \vec{e}''_{\beta} = \eta_{\alpha\beta} \quad (56)$$

por lo que constituyen una base ortonormal de vectores.

Sea $\vec{\xi}$ el cuadvivector separación entre dos partes del cuerpo del viajero (por ejemplo, la rodilla y la cabeza) en caída libre a través del agujero de gusano. En el marco de referencia del viajero, $\vec{\xi}$ es puramente espacial ($\xi''^0 = 0$).

La aceleración de marea gravitacional está dada por la ecuación de desviación de la geodésica [2, 3, 4, 5, 6], que en la base $\{\vec{e}''_{\alpha}\}$ es :

$$\Delta a''^{\nu} = \frac{\delta^2 \xi''^{\nu}}{\delta \tau_T^2} = -R''^{\nu}_{\beta\gamma\mu} \xi''^{\gamma} u''^{\beta} u''^{\mu},$$

y ya que $\vec{\xi}$ es puramente espacial, $\Delta a''^{\nu}$ también lo es. Por ello, podemos escribir:

$$\Delta a''^i = \frac{\delta^2 \xi''^i}{\delta \tau_T^2} = -c^2 R''^i_{0j0} \xi''^j \quad (57)$$

Finalmente, como $R''^i_{0j0} = -R''^i_{i0j0}$, tenemos:

$$\Delta a''^i = c^2 R''^i_{i0j0} \xi''^j \quad (58)$$

donde los R''^i_{i0j0} se pueden calcular a partir de la relación:

$$R''^{\mu\nu\rho\sigma} = \frac{\partial x'^{\alpha}}{\partial x''^{\mu}} \frac{\partial x'^{\beta}}{\partial x''^{\nu}} \frac{\partial x'^{\gamma}}{\partial x''^{\rho}} \times \frac{\partial x'^{\delta}}{\partial x''^{\sigma}} R'_{\alpha\beta\gamma\delta}, \quad (59)$$

usando las ecuaciones:

$$\begin{aligned} x'^0 &= \gamma x''^0 \mp \gamma \beta x''^1, \\ x'^1 &= \mp \gamma \beta x''^0 + \gamma x''^1, \\ x'^2 &= x''^2; x'^3 = x''^3 \end{aligned}$$

obtenidas a partir de la expresión (50). El resultado es:

$$R''^{\mu\nu\rho\sigma} = R''^{\mu\nu\rho\sigma} = \frac{\gamma^2 \beta^2 b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \quad (60)$$

Las otras componentes R''^i_{i0j0} son todas iguales a cero.

Por lo tanto, las componentes de la aceleración son:

$$\Delta a''^1 = 0 \quad (61)$$

$$\begin{aligned} \Delta a''^2 &= c^2 R''^{\mu\nu\rho\sigma} \xi''^2 \\ &= \frac{\gamma^2 v^2 b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \xi''^2 \end{aligned} \quad (62)$$

$$\begin{aligned} \Delta a''^3 &= c^2 R''^{\mu\nu\rho\sigma} \xi''^3 \\ &= \frac{\gamma^2 v^2 b_0^2}{(l^2 + b_0^2)^2} \xi''^3 \end{aligned} \quad (63)$$

En el límite cuando la rapidez del viajero se aproxima a cero ($v \rightarrow 0$), las componentes de la aceleración se anulan ($\Delta a''^i \rightarrow 0$ $i = 1, 2, 3$). Por lo tanto, si el viajero cae lentamente hacia el agujero de gusano, sentirá una fuerza de marea gravitacional arbitrariamente pequeña.

10 Partícula de prueba cayendo a lo largo de una trayectoria radial

Imaginemos una partícula de prueba de masa en reposo m_0 cayendo a lo largo de una trayectoria radial en el plano ecuatorial ($\theta = \frac{\pi}{2}$, $\varphi = \text{constante}$) El cuadrivector momentum de la partícula es

$$P'^{\mu} = (\gamma m_0 c, \gamma m_0 v, 0, 0) \quad (64)$$

El cuadrivector momentum satisface la ecuación:

$$m_0 \frac{dP'^{\rho}}{d\tau} + \Gamma'_{\mu\nu} P'^{\mu} P'^{\nu} = 0 \quad (65)$$

donde τ es el tiempo propio y

$$\begin{aligned} \Gamma'_{\mu\nu} &= \frac{\partial x'^{\alpha}}{\partial x''^{\mu}} \frac{\partial x'^{\beta}}{\partial x''^{\nu}} \frac{\partial x'^{\rho}}{\partial x''^{\gamma}} \Gamma'_{\alpha\beta\gamma} \\ &+ \frac{\partial^2 x'^{\alpha}}{\partial x''^{\mu} \partial x''^{\nu}} \frac{\partial x'^{\rho}}{\partial x''^{\alpha}} \end{aligned} \quad (66)$$

Debido a que la transformación entre las coordenadas x^{α} y x'^{α} es lineal, entonces $\left(\frac{\partial^2 x'^{\alpha}}{\partial x''^{\mu} \partial x''^{\nu}}\right) = 0$, y ya que

$$\Gamma'^1_{00} = \Gamma'^1_{01} = \Gamma'^1_{11} = 0, \quad (67)$$

la ecuación (65) para $\rho = 1$ nos da

$$m_0 \frac{dP'^1}{d\tau} = 0 \quad (68)$$

de donde obtenemos

$$P'^1 = \gamma m_0 v = \text{constante} \quad (69)$$

de manera que la rapidez de la partícula (v) es constante.

Por otro lado ya que

$$v(l) = \mp c \frac{dx'^1}{dx'^0} = \mp c \frac{dx'^1}{dx'^0} = \mp \frac{dl}{dt} \quad (70)$$

obtenemos que $l = \mp vt$. La partícula entonces se moverá a lo largo de la línea de universo $l = \mp vt$, $\theta = \text{constante}$, $\varphi = \text{constante}$ con $v = \text{constante} < c$.

11 Potencial efectivo de un fotón en un agujero de gusano del tipo Ellis

Considerémos la métrica de Ellis ii). Con la substitución $r^2 = l^2 + b_0^2$, dicha métrica se escribe

$$(ds)^2 = c^2 (dt)^2 - \frac{(dr)^2}{\left(1 - \left(\frac{b_0}{r}\right)^2\right)} - r^2 (d\Omega)^2 \quad (71)$$

donde $(d\Omega)^2 = (d\theta)^2 + \sin^2 \theta (d\varphi)^2$. Llamando

$$\gamma^*(r) = \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{b_0}{r}\right)^2\right)} \quad (72)$$

entonces podemos escribir

$$g_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r^2 \sin^2 \theta \end{bmatrix}$$

El tensor contravariante correspondiente es:

$$g^{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma^{*-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(r^2)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -((r^2) \sin^2 \theta)^{-1} \end{bmatrix}$$

La ecuación de Hamilton Jacobi para una partícula de masa m_0 es

$$g^{\mu\nu} \left(\frac{\partial S}{\partial x^\mu} \right) \left(\frac{\partial S}{\partial x^\nu} \right) - m_0^2 = 0, \quad (73)$$

que para la métrica de Ellis con la sustitución dada arriba se puede escribir (tomaremos $c = 1$)

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial S}{\partial t} \right)^2 - (\gamma^*)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial r} \right)^2 - \frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial S}{\partial \theta} \right)^2 \\ - \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \left(\frac{\partial S}{\partial \varphi} \right)^2 - m_0^2 = 0 \end{aligned} \quad (74)$$

En el plano ecuatorial ($\theta = \frac{\pi}{2}$), tenemos

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial S}{\partial t} \right)^2 - (\gamma^*)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial r} \right)^2 \\ - \frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial S}{\partial \varphi} \right)^2 - m_0^2 = 0 \end{aligned} \quad (75)$$

Hallemos una solución de la forma

$$S = S_0(r) + L\varphi - Et \quad (76)$$

en donde E representa la energía y L el momentum angular. La ecuación (75) se escribe entonces

$$E^2 - (\gamma^*)^{-1} \left(\frac{dS_0}{dr} \right)^2 - \frac{L^2}{r^2} - m_0^2 = 0 \quad (77)$$

de donde obtenemos:

$$S_0(r) = \int (\gamma^*)^{\frac{1}{2}} \left(E^2 - \frac{L^2}{r^2} - m_0^2 \right)^{\frac{1}{2}} dr \quad (78)$$

La trayectoria de la partícula se determina por la ecuación [13]

$$\frac{\partial S}{\partial L} = \text{constante} = 0 \quad (79)$$

que es equivalente a escribir

$$\frac{\partial S_0}{\partial L} + \phi = 0 \quad (80)$$

De la última ecuación y derivando en (78) S_0 con respecto a L obtenemos

$$\varphi = L \int \frac{(\gamma^*)^{\frac{1}{2}} dr}{r^2 \left(E^2 - \frac{L^2}{r^2} - m_0^2 \right)^{\frac{1}{2}}}. \quad (81)$$

Adicionalmente,

$$\frac{\partial S}{\partial E} = \text{constante} = 0, \quad (82)$$

implica que

$$\frac{\partial S_0}{\partial E} - t = 0 \quad (83)$$

de manera que:

$$t = E \int \frac{(\gamma^*)^{\frac{1}{2}} dr}{\left(E^2 - \frac{L^2}{r^2} - m_0^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (84)$$

También podemos escribir

$$(\gamma^*)^{\frac{1}{2}} \frac{dr}{dt} = \frac{1}{E} \left[E^2 - \left(m_0^2 + \frac{L^2}{r^2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (85)$$

En (85), nosotros podemos identificar $\left(m_0^2 + \frac{L^2}{r^2} \right)$ como un potencial efectivo

$$V_{eff}^2 = m_0^2 + \frac{L^2}{r^2}. \quad (86)$$

Para fotones (null geodesics) $m_0 = 0$, y simplemente escribiremos (en términos de l y b_0)

$$V_P = \frac{L^2}{(l^2 + b_0^2)} \quad (87)$$

expresión que coincide con la ecuación obtenida en [14]. V_P es entonces una especie de potencial efectivo para los rayos de luz. El valor máximo de V_P es $V_{Pmax} = \left(\frac{L}{b_0} \right)^2$.

12 Órbita de una partícula alrededor de un agujero de gusano con geometría de Ellis

De la ecuación (81) tenemos que:

$$r^2 \left(\frac{d\varphi}{dr} \right) = L (\gamma^*)^{\frac{1}{2}} \left(E^2 - \frac{L^2}{r^2} - m_0^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (88)$$

ahora, $r^2 \left(\frac{d\varphi}{dr} \right) = r^2 \left(\frac{d\varphi}{dt} \right) \left(\frac{dt}{dr} \right)$, de manera que usando (85) y (88) fácilmente podemos demostrar que

$$r^2 \frac{d\varphi}{dt} = \frac{L}{E}. \quad (89)$$

La energía E se puede escribir en términos del tiempo propio τ como $E = m_0 \left(\frac{dt}{d\tau} \right)$, y como $\left(\frac{d\varphi}{dt} \right) = \left(\frac{d\varphi}{d\tau} \right) \left(\frac{d\tau}{dt} \right)$, entonces tenemos que

$$r^2 \left(\frac{d\varphi}{d\tau} \right) = \frac{L}{m_0} = J \quad (90)$$

donde J es el momentum angular por unidad de masa.

Haciendo el cambio de variable $u = \frac{1}{r}$, tenemos que

$$\left(\frac{du}{d\varphi} \right) = \left(\frac{du}{dr} \right) \left(\frac{dr}{d\varphi} \right) = -\frac{1}{r^2} \left(\frac{dr}{d\varphi} \right), \quad (91)$$

y si definimos $\epsilon = \frac{E}{m_0}$, obtenemos (usando la ecuación (88))

$$\left(\frac{du}{d\varphi} \right)^2 = \frac{1}{J^2 \gamma^* \left(\frac{1}{u} \right)} (\epsilon^2 - J^2 u^2 - 1). \quad (92)$$

Derivando la última relación con respecto a φ , obtenemos finalmente la ecuación de la órbita de la partícula

$$\frac{d^2 u}{d\varphi^2} + \frac{u}{\gamma^* \left(\frac{1}{u} \right)} = \frac{b_0^2 u (\epsilon^2 - (1 + J^2 u^2))}{J^2} \quad (93)$$

donde $\gamma^* \left(\frac{1}{u} \right) = \frac{1}{(1 - (b_0 u)^2)}$.

13 Potencial efectivo de una partícula en la geometría de Morris-Thorne

Consideremos nuevamente la geometría de Morris-Thorne descrita por la métrica (1). El tensor métrico es:

$$g_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} e^{2\Phi} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -f(r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r^3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r^2 \sin^2 \theta \end{bmatrix},$$

mientras que el tensor contravariante correspondiente es:

$$g^{\mu\nu} = \begin{bmatrix} e^{-2\Phi} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(f(r))^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r^{-2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r^{-2} \sin^{-2} \theta \end{bmatrix}$$

La ecuación de Hamilton Jacobi (73) para esta métrica es:

$$e^{-2\Phi} \left(\frac{\partial S}{\partial t} \right)^2 - \frac{1}{f(r)} \left(\frac{\partial S}{\partial r} \right)^2 - \frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial S}{\partial \theta} \right)^2 - \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \left(\frac{\partial S}{\partial \varphi} \right)^2 - m_0^2 = 0 \quad (94)$$

En el plano ecuatorial ($\theta = \frac{\pi}{2}$), podemos escribir

$$e^{-2\Phi} \left(\frac{\partial S}{\partial t} \right)^2 - \frac{1}{f(r)} \left(\frac{\partial S}{\partial r} \right)^2 - \frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial S}{\partial \varphi} \right)^2 - m_0^2 = 0 \quad (95)$$

Hallemos una solución de la forma

$$S = S_0(r) + L\varphi - Et \quad (96)$$

Reemplazando en la ecuación (95) tenemos

$$e^{-2\Phi} E^2 - \frac{1}{f(r)} \left(\frac{dS_0}{dr} \right)^2 - \frac{L^2}{r^2} - m_0^2 = 0, \quad (97)$$

de donde

$$S_0(r) = \int (f(r))^{1/2} \left[e^{-2\Phi} E^2 - \frac{L^2}{r^2} - m_0^2 \right]^{1/2} dr \quad (98)$$

A partir de las condiciones $\frac{\partial S}{\partial L} = \text{constante} = 0$, $\frac{\partial S}{\partial E} = \text{constante} = 0$, obtenemos

$$\varphi = \int \left(\frac{L}{r^2} \right) (f(r))^{1/2} e^{\Phi} \quad (99)$$

$$\times \left[E^2 - e^{2\Phi} \left(\frac{L^2}{r^2} + m_0^2 \right) \right]^{-1/2} dr$$

y

$$t = \frac{E}{m_0} \int (f(r))^{1/2} e^{-\Phi} \quad (100)$$

$$\times \left[\left(\frac{E}{m_0} \right)^2 - e^{2\Phi} \left(\frac{L^2}{m_0^2 r^2} + 1 \right) \right]^{-1/2} dr$$

también podemos escribir

$$\frac{dr}{dt} = \frac{e^{\Phi}}{E (f(r))^{1/2}} [E^2 - V_{eff}^2(r)]^{1/2} \quad (101)$$

donde

$$V_{eff}(r) = m_0 e^{\Phi} \left(\frac{L^2}{m_0^2 r^2} + 1 \right)^{1/2} \quad (102)$$

es el potencial efectivo para una partícula de masa m_0 alrededor de un agujero de gusano con la geometría de Morris-Thorne.

14 Ecuación de la órbita en la geometría de Morris-Thorne

En esta sección calcularemos la ecuación de la órbita descrita por una partícula alrededor de un agujero de gusano del tipo Morris-Thorne. A partir de la ecuación (99) podemos escribir

$$r^2 \frac{d\varphi}{dr} = L (f(r))^{1/2} [E^2 - V_{eff}^2(r)]^{-1/2} e^{\Phi} \quad (103)$$

Ya que $\frac{d\varphi}{dr} = \left(\frac{d\varphi}{dt} \right) \left(\frac{dt}{dr} \right)$, usando (99) y (100) podemos demostrar que

$$r^2 \frac{d\varphi}{dt} = \frac{L e^{2\Phi}}{E}. \quad (104)$$

Adicionalmente como

$$E = e^{2\Phi} m_0 \left(\frac{dt}{d\tau} \right), \quad (105)$$

y, $\frac{d\varphi}{dt} = \frac{d\varphi}{d\tau} \frac{d\tau}{dt}$, entonces usando (104) y (105) obtenemos

$$r^2 \frac{d\varphi}{d\tau} = \frac{L}{m_0} = J \quad (106)$$

donde J es el momentum angular por unidad de masa. Con el cambio de variable $u = \frac{1}{r}$, llamando $\epsilon = \frac{E}{m_0}$ y ya que $\left(\frac{du}{d\varphi} \right) = \left(\frac{du}{dr} \right) \left(\frac{dr}{d\varphi} \right) = -\frac{1}{r^2} \left(\frac{dr}{d\varphi} \right)$, entonces podemos escribir usando la ecuación (99)

$$\left(\frac{du}{d\varphi} \right)^2 = \frac{1}{J^2 f \left(\frac{1}{u} \right) e^{2\Phi \left(\frac{1}{u} \right)}} \quad (107)$$

$$\times \left[\epsilon^2 - e^{2\Phi \left(\frac{1}{u} \right)} (1 + J^2 u^2) \right].$$

Derivando la última relación con respecto a φ , obtenemos la ecuación de la órbita

$$\frac{d^2 u}{d\varphi^2} + \frac{u}{f \left(\frac{1}{u} \right)} + \frac{(1 + J^2 u^2)}{J^2 f \left(\frac{1}{u} \right)} \left(\frac{d\Phi \left(\frac{1}{u} \right)}{du} \right) \quad (108)$$

$$+ \frac{\left[\epsilon^2 - e^{2\Phi \left(\frac{1}{u} \right)} (1 + J^2 u^2) \right]}{2J^2 f^2 \left(\frac{1}{u} \right) e^{2\Phi \left(\frac{1}{u} \right)}} \times$$

$$\times \left[\left(\frac{df \left(\frac{1}{u} \right)}{du} \right) + 2f \left(\frac{1}{u} \right) \left(\frac{d\Phi \left(\frac{1}{u} \right)}{du} \right) \right] = 0.$$

15 Agujero de gusano de Schwarzschild

La garganta del agujero de gusano, en este caso, está ubicada en $r = r_S$ (El radio de Schwarzschild) [8]. La función de forma es

$$b(r) = \text{constante} = r_S = 2GM \quad (109)$$

donde $G = 6,674 \times 10^{-11} \frac{\text{Newton}}{\text{kg}^2} \frac{\text{m}^2}{\text{kg}^2}$ es la constante de gravitación universal y M es la masa del agujero. Entonces, $f(r) = \gamma^{-1} = (1 - \frac{r_S}{r})^{-1}$, de manera que tenemos

$$f \left(\frac{1}{u} \right) = (1 - ur_S)^{-1}. \quad (110)$$

Por otro lado $e^{2\Phi} = \gamma$, implica que $\Phi(r) = \frac{1}{2} \ln(1 - \frac{r_S}{r})$, de manera que

$$\Phi \left(\frac{1}{u} \right) = \frac{1}{2} \ln(1 - ur_S) \quad (111)$$

La derivada de f con respecto a u es

$$\frac{df \left(\frac{1}{u} \right)}{du} = r_S (1 - ur_S)^{-2}, \quad (112)$$

y la derivada de Φ es

$$\frac{d\Phi \left(\frac{1}{u} \right)}{du} = -\frac{r_S}{2} (1 - ur_S)^{-1}. \quad (113)$$

Usando estas dos últimas expresiones, vemos que

$$\frac{df \left(\frac{1}{u} \right)}{du} + 2f \left(\frac{1}{u} \right) \frac{d\Phi \left(\frac{1}{u} \right)}{du} = 0. \quad (114)$$

Reemplazando la última ecuación en (108), obtenemos

$$\frac{d^2 u}{d\varphi^2} + u = \frac{GM}{J^2} + 3GMu^2 \quad (115)$$

que es la bien conocida ecuación de la órbita para una partícula en un campo estático con simetría esférica [3]. Es interesante notar que en la geometría de Schwarzschild, el parámetro de impacto es el cociente entre el momentum angular y la energía, $b_{\text{impacto}} = \frac{L}{E}$ [15].

16 Conclusiones

Una de las más fascinantes predicciones de la Teoría General de la Relatividad (TGR) de Einstein es la posible existencia de túneles en el hiperespacio conectando dos regiones asintóticamente planas en el espacio-tiempo (agujeros de gusano). Ya que la mayoría de las predicciones de la TGR han sido verificadas experimentalmente, o mediante observaciones astronómicas, no sería difícil que en algún momento en el futuro se verifique también ésta última.

En este artículo, en primer lugar, hemos revisado las propiedades fundamentales de los agujeros de gusano del tipo Ellis, siguiendo un camino parecido al del artículo previo (Agujeros de gusano: solución exponencial) [10]. Partiendo de las ecuaciones de campo de Einstein y el tensor energía-momentum hemos calculado la densidad total de masa energía medida por un observador estático en el campo gravitacional del agujero de gusano. Dicha densidad es negativa. Este resultado es el mismo que aparece en el artículo de Morris-Thorne [8]. Hemos calculado también la aceleración de marea gravitacional experimentada por un viajero a bordo de una sonda espacial que cae libremente en dirección radial a través de un agujero de gusano, con la geometría de Ellis. En el límite, cuando la rapidez del viajero se aproxima a cero, las componentes de la aceleración se anulan, de manera que si el viajero cae lentamente hacia el agujero, sentirá una fuerza de marea gravitacional arbitrariamente pequeña. Adicionalmente, hemos calculado la línea de universo descrita por una partícula de prueba cayendo a lo largo de una trayectoria radial en el wormhole.

Usando el formalismo de Hamilton-Jacobi, hemos calculado el potencial efectivo y la ecuación de la órbita descrita por una partícula alrededor de un agujero de gusano, tanto en la geometría de Ellis como en la de

Morris-Thorne. En particular, se ha calculado el potencial efectivo de un fotón para la primera de las geometrías mencionadas. Finalmente, hemos verificado la ecuación de la órbita obtenida en la métrica de Morris-Thorne para un agujero de gusano de Schwarzschild. Sería sumamente interesante analizar la ecuación de la órbita que brinda la geometría de Morris-Thorne para el caso de la soluciones descritas en la referencia [8], así como para la solución exponencial descrita en la referencia [10].

Referencias

- [1] Thorne, K.S. 1994. "Black Holes and Time Warps: Einstein's Outrageous Legacy." W. W. Norton & Company. New York, NY .
- [2] Kaku, M. 1994. "Hyperspace." Oxford University Press, Inc. New York, NY.
- [3] Kenyon, I. R. 1996. "General Relativity." Oxford University Press. Oxford , UK.
- [4] Schutz, B. F. 2005. "A first course in general relativity.", Cambridge University Press. Cambridge, UK.
- [5] Marín, C. 2009. "Cayendo hacia un agujero negro de Schwarzschild." *Avances en Ciencias e Ingenierías*. 3(1), 79-90.
- [6] Marín, C. 2007. La Expansión del Universo, "Una Introducción a Cosmología, Relatividad General y Física de Partículas", USFQ, Quito, Ecuador.
- [7] Einstein, A. ; Rosen, N. 1935. "The particle problem in the general theory of relativity" *Phys. Rev.* 48, 73-77.
- [8] Morris, M. S.; Thorne, K. S. 1988. "Wormholes in spacetime and their use for interstellar travel: A tool for teaching general relativity." *Am J. Phys.* 56(5), 395-412.
- [9] Sagan, C. 1985. "Contact.", Simon and Schuster. New York.
- [10] Marín, C. 2010. "Agujeros de gusano: solución exponencial." *Avances en Ciencias e Ingenierías*. 2(2), A36-A54.
- [11] Clément, G. 1989. "The Ellis geometry." *Am J. Phys.* 57(11), 967.
- [12] Misner, C. W.; Thorne, K.S. and Wheeler, J. A. 1973. "Gravitation." W. H. Freeman & Company. New York, NY.
- [13] Landau, L. D. ;Lifshitz, E.M. 1979. "Teoría Clásica de los Campos." Editorial Reverte.
- [14] Muller, T. 2004. "Visual appearance of a Morris-Thorne-Wormhole." *Am J. Phys.* 72(8), 1045-1050.
- [15] Blau, M. 2000. "Lecture Notes on General Relativity." ICTP. Trieste, Italy.

Reemplazo del nombre *Pristimantis viridis* Valencia, Yáñez-Muñoz, Betancourt-Yépez, Terán-Valdez y Guayasamin, 2010

Jorge H. Valencia^{1,2*}, Mario Yáñez-Muñoz^{2,3}, Raquel Betancourt-Yépez⁴
Andrea Terán-Valdez⁵, Juan M. Guayasamin⁶

¹Fundación Herpetológica Gustavo Orcés

Av. Amazonas 3008 y calle Rumipamba, Casilla Postal 17-03-448, Quito, Ecuador

²Pontificia Universidad Católica del Ecuador, Museo de Zoología, Escuela de Ciencias Biológicas
Apartado 17-01-2184, Quito, Ecuador

³Museo Ecuatoriano de Ciencias Naturales, División de Herpetología

Calle Rumipamba 341 y Av. de Los Shyris. Casilla Postal 17-07-8976, Quito, Ecuador

⁴Investigadora Independiente. Calle José de Inés E14-95, Urbanización Obrero Independiente.

⁵Investigadora Independiente. Calle D N49-20 y Manuel Valdiviezo, Quito, Ecuador.

⁶Centro de Investigación de la Biodiversidad y Cambio Climático, Universidad Tecnológica Indoamérica
Av. Machala y Sabanilla, Quito, Ecuador

*Autor principal/Corresponding author, e-mail: jvalencia@fhgo.org.ec

Editado por/Edited by: D. F. Cisneros-Heredia

Recibido/Received: 01/31/2011. Aceptado/Accepted: 03/04/2011.

Publicado en línea/Published on Web: 06/30/2011. Impreso/Printed: 06/30/2011.

Recientemente, Valencia et al. [1] describimos una nueva especie de *Pristimantis* de las estribaciones noroccidentales de Ecuador. Sin embargo, cometimos un error al utilizar un epíteto específico previamente ocupado para una rana de las estribaciones occidentales y orientales de Antioquia, Colombia [2]. Según el Capítulo 12, Artículo 53.3 del Código Internacional de Nomenclatura Zoológica ICZN, *Pristimantis viridis* Valencia, Yáñez-Muñoz, Betancourt-Yépez, Terán-Valdez y Guayasamin, 2010 es considerado como un homónimo júnior.

Para solucionar este problema, y siguiendo lo estipulado en el Art. 60.3 del ICZN [3], proponemos el nombre *Pristimantis rufoviridis nomen novum* en reemplazo de *Pristimantis viridis* Valencia, Yáñez-Muñoz, Betancourt-Yépez, Terán-Valdez y Guayasamin. El epíteto específico *rufoviridis* proviene de la combinación de palabras en latín *rufus* (rojo, rojizo) y *viridis* (verde), y hace referencia a la coloración verdosa con manchas rojizas del dorso de esta especie de rana. El epíteto *rufoviridis* es utilizado como sustantivo en aposición.

Aunque el patrón de coloración es verde en las dos especies, *P. viridis* presenta una coloración verde pálida o verde "manzana" inmaculado sin manchas evidentes [2], contrario a *P. rufoviridis* el cual tiene evidentes manchas rojizas. Al igual que *P. rufoviridis*, *P. viridis* no tiene una posición filogenética clara dentro del género *Pristimantis* [2].

Agradecimientos

Los investigadores quieren agradecer a las siguientes personas: Katty Garzón, María Elena Barragán, Marco Rada y Taran Grant por la revisión y comentarios al manuscrito. Esta investigación fue parcialmente financiada por la Secretaria Nacional de Ciencia y Tecnología de Ecuador (SENESCYT). JMG agradece el apoyo de la Universidad Tecnológica Indoamérica.

Referencias

- [1] Valencia, J. H., Muñoz-Yáñez, M., Betancourt-Yépez, R., Terán-Valdéz, A. and Guayasamin, J. M. 2010. "Una nueva llamativa especie de *Pristimantis* (Anura: Terrana: Strabomantidae) de las estribaciones noroccidentales del los Andes del Ecuador." *Avances en Ciencias e Ingenierías*. 2(3), B41-B45.
- [2] Ruiz-Carranza, P. M., Lynch, J. D. and Ardila-Robayo, M. C. 1997. "Seis nuevas especies de *Eleutherodactylus* Duméril & Bibron, 1841 (Amphibia: Leptodactylidae) del norte de la Cordillera Occidental de Colombia." *Revista de la Academia Colombiana de Ciencias*. 21(79), 155-174.
- [3] International Commission on Zoological Nomenclature. 1999. *International Code of Zoological Nomenclature*. Fourth Edition. International Trust for Zoological Nomenclature, London

Simulación e implementación en FPGA de un esquema de codificación del canal sujeto al estándar de Wimax

José Andrés Marzo Icaza* Rebeca Leonor Estrada Pico

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación (FIEC)

Escuela Superior Politécnica del Litoral(ESPOL)

Campus Gustavo Galindo, vía Perimetral Km. 30.5, Apartado 09-01-5863, Guayaquil, Ecuador

**Autor principal/Corresponding author, e-mail: jmarzo@espol.edu.ec*

Editado por/Edited by: R. Játiva, M.Sc.

Recibido/Received: 08/19/2010. Aceptado/Accepted: 03/01/2011.

Publicado en línea/Published on Web: 06/30/2011. Impreso/Printed: 06/30/2011.

Abstract

This paper describes the design, simulation and implementation on a FPGA of a channel encoder for Wimax, focusing on the IEEE 802.16-2004 standard which represents the fixed implementation and it is part of research in the field of fixed wireless access networks Broadband without line of sight. The paper presents the main features used in Wimax for transmitting and receiving also the operation of each of the blocks used for error correction.

This project presents an implementation using FPGA-based design model, using the System Generator software with Matlab and Simulink, to obtain data that allow us to verify the operation of the proposed design according to the standard specifications and also analyze the ability for error correcting using BER vs. SNR curves and constellations to the channel output to justify the use of the system design.

Keywords. Wimax, FEC, channel encoder, FPGA, System generator.

Resumen

El presente trabajo describe el diseño, simulación e implementación en un FPGA de un Codificador de Canal para su uso en un sistema Wimax, enfocándose en el estándar IEEE 802.16-2004 el cual representa la implementación fija y forma parte de la investigación en el campo de redes de acceso fijo inalámbrico de banda ancha sin línea de vista. El trabajo presenta las principales características usadas en Wimax para la transmisión y recepción además del funcionamiento de cada uno de los bloques usados para la corrección de errores.

Este proyecto presenta una implementación en FPGA que utiliza diseño basado en modelo, y usa el software System Generator junto a Matlab y Simulink, para obtener los datos que nos permitan comprobar el funcionamiento del diseño propuesto de acuerdo a las especificaciones del estándar, y además analizar la capacidad de corrección de errores mediante el uso de curvas BER vs SNR y de las constelaciones a la salida del canal para justificar el uso del sistema diseñado.

Palabras Clave. Wimax, FEC, codificador de canal, FPGA, Generador de sistema.

Introducción

Desde que comenzaron a usarse redes WLAN, éstas han evolucionado para soportar cada vez un mayor número de aplicaciones más exigentes y tasas de datos superiores. Como consecuencia de esta evolución nació en el año 2001 Wimax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), con el estándar IEEE-802.16 [1]. Wimax soporta comunicaciones sin línea de vista y resulta una solución para sistemas de última milla en lugares donde los costos de implementación y mantenimiento de tecnologías como DSL no justifiquen la inversión.

El uso de herramientas programables reconfigurables, como el FPGA, son una gran ayuda para el diseño de sistemas como Wimax. Las ventajas que éstas ofrecen son las siguientes [2]:

- **Velocidad de procesamiento:** Wimax posee requerimientos superiores en lo que se refiere al manejo de las tasas de datos y la velocidad de procesamiento del sistema.
- **Flexibilidad:** Wimax es una tecnología que está en

ISSN 1390-5384



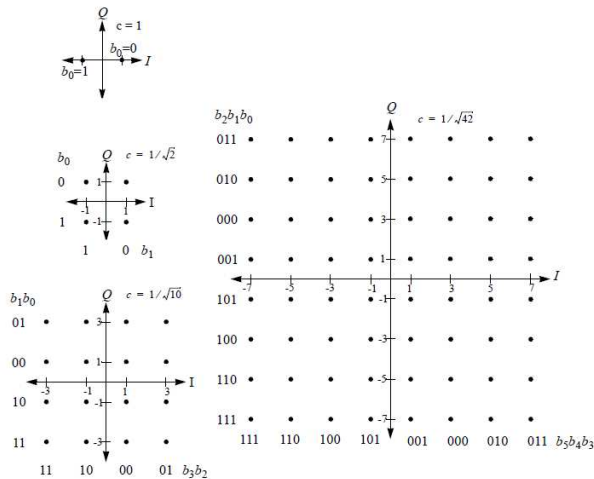


Figura 1: Constelaciones usadas en el estándar IEEE 802.16-2004

constante evolución, por lo que es necesario que el FPGA sea flexible para poder reprogramar el diseño hasta obtener el producto final.

- Mercado:** Al ser Wimax una tecnología emergente, el tiempo que los productos lleguen al mercado es un factor clave. Las herramientas de desarrollo para los FPGAs, y la existencia de Cores ya diseñados y optimizados, logran que el tiempo de desarrollo sea menor.

Fundamentos Teóricos

El desarrollo de este proyecto se realizó en base al estándar 802.16-2004. Las características consideradas en el diseño se muestran a continuación.

Etapas Generales del estándar

Para realizar este trabajo se considera Wireless MAN-OFDM que utiliza una transformada rápida de Fourier de 256 puntos y opera en la banda de frecuencia de 2 a 11 GHz. El estándar fijo de Wimax provee servicio para un área de 5 Km, permite una tasa de datos máxima de 70 Mbps con un ancho de banda del canal de 20MHz, y ofrece a los usuarios conectividad de banda ancha sin la necesidad de tener línea de vista con la estación base.

La corrección de errores (Forward Error Correction, FEC), se realiza en 2 fases; primero pasando por un codificador exterior Reed-Solomon y luego por un codificador interior Convolutivo. El codificador Reed-Solomon se encarga de corregir errores de ráfaga a nivel de byte, lo cual es muy útil en presencia de propagación multicamino. El codificador convolutivo corrige errores de bits independientes. Funcionalidades de "puncturing" se aplican en el codificador convolutivo para variar la capacidad de corrección de errores, eliminando cierto número de bits al momento de la transmisión.

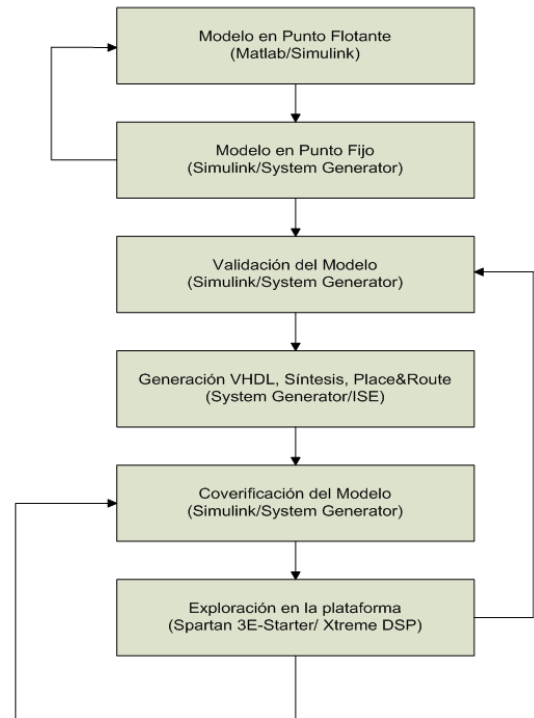


Figura 2: Metodología usada en el diseño basado en modelo.

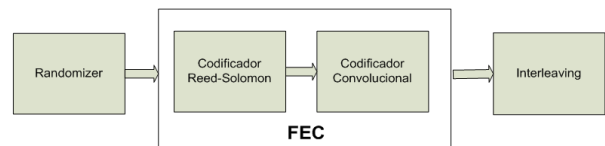


Figura 3: Diagrama de Bloques del Codificador del Canal

Las modulaciones especificadas tanto para el enlace de bajada "downlink" como para el de subida ("uplink"), son BPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM y sus constelaciones se muestran en la Figura 1. Las opciones de FEC son emparejadas con cada esquema de modulación. El estándar especifica siete combinaciones de modulación y tasas de codificación, las cuales se seleccionan para dar comunicación a cada usuario, lo que es conocida como modulación adaptativa. La tasa de codificación se refiere a la relación de los datos sin codificar para los datos codificados, por lo cual se tiene que decidir si lo que se quiere es tener una tasa de datos alta o una mayor robustez del sistema. La tabla 1 muestra las combinaciones descritas.

Metodología

Para implementar el sistema se sigue el diseño basado en modelo que se ilustra en la Fig. 2 [3]. En particular, el entorno escogido para realizar la implementación de este proyecto, es el software System Generator de Xilinx en conjunto con Matlab y Simulink. Además, para realizar la experimentación en hardware, se utiliza la tarjeta de prototipado de Digilent Spartan 3E-Starter, la cual

ID	Modulación	Bloque de entrada (bytes)	Bloque de salida (bytes)	Tasa de codificación total
0	BPSK	12	24	1/2
1	QPSK	24	48	1/2
2	QPSK	36	48	3/4
3	16-QAM	48	96	1/2
4	16-QAM	72	96	3/4
5	64-QAM	96	144	2/3
6	64-QAM	108	144	3/4

Tabla 1: Perfiles de modulación y codificación para el estándar IEEE-802.16-2004

ID	Bloque de entrada k'	Bloque de salida n'	Símbolos que pueden ser corregidos t'
1	32	24	4
2	40	36	2
3	64	48	8
4	80	72	4
5	108	96	6
6	120	108	6

Tabla 2: Variaciones al Codificador de Reed-Solomon

dispone del FPGA donde se implementó el diseño y en el cual se han realizado todas las pruebas de verificación de funcionamiento.

Codificación y decodificación del canal.

El proceso de codificación de canal se encarga de asegurar una transmisión fiable en la comunicación de los datos, protegiendo a estos de degradaciones causadas por el canal. Para lograrlo se añade información redundante a los datos transmitidos de manera que el decodificador pueda interpretarlos para corregir los errores causados por el medio en que son transmitidos.

Esto se realiza por medio de un FEC (Forward Error Correction) el cual detecta y corrige la información recibida.

Diseño del Codificador

El estándar especifica el diagrama de bloques de la Figura 3 para el codificador de canal.

El primer bloque está constituido por un Randomizer que se utiliza para evitar largas secuencias de unos y ceros. Se implementa utilizando un Registro de Desplazamiento con Retroalimentación Lineal (LFSR en la literatura inglesa), utilizando el polinomio $1 + x^{14} + x^{15}$, y que se ha implementado conforme se muestra en la Figura 4.

La salida del randomizer debe ser concatenada con un byte 0x00 ("zero tailing") el cual se encarga de inicializar el codificador convolucional en cada ráfaga de datos.

Para la etapa del FEC, primero se tiene un codificador Reed-Solomon el cual trabaja a nivel de bytes. Se utiliza un codificador nativo RS(255,239,8) y se utiliza esquemas de shortening y puncturing para variar la capacidad de corrección del código en base al perfil de codificación usado, como se muestra en la Tabla 2. Los polinomios de generación de código y de generación de campo se expresan a continuación:

$$g(x) = (x - a^0)(x - a^1)(x - a^2) \dots (x - a^{2t-1}) \quad (1)$$

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (2)$$

La implementación se esquematiza en la Fig. 5, donde el primer bloque se encarga del "shortening" y de la codificación de los datos (Fig. 6), el segundo bloque realiza el proceso de "puncturing" (Fig. 7), y finalmente se reordenan los datos para transmitir los símbolos de paridad antes de los bytes de información, tal como lo especifica el estándar. Se recalca que se utiliza el diseño usado en el interleaver para el reordenamiento de los datos, y que en las Figuras 6 y 7 se detallan los bloques de codificación y shortening y de puncturing utilizados.

Para la etapa de puncturing se utiliza una memoria de tipo RAM de doble puerto haciendo que la velocidad de lectura sea diferente al de la escritura modificándola con un bloque de "Down Sample" seguido de un "Up Sample".

Después de tener el bloque codificado, se convierten los datos de paralelo a serial para ser procesados por un codificador convolucional nativo con tasa de codificación $\frac{1}{2}$ y una longitud de restricción de 7 utilizando los siguientes polinomios (Ec.4 y 5):

$$G_1 = 171_{oct} \quad \text{para } X \quad (3)$$

$$G_2 = 133_{oct} \quad \text{para } Y \quad (4)$$

Se utiliza puncturing variable para ajustar la capacidad de corrección de errores del codificador, para lo cual se elimina una cierta cantidad de bits tal como está especificado en la tabla 3, donde además se muestra la distancia libre del código d_{free} que representa por medio de la Ec. (5) la capacidad de corrección de errores del codificador convolucional [4].

$$t = \frac{d_{free} - 1}{2} \quad (5)$$

La Figura 8 muestra la implementación del codificador convolucional en "System Generator", donde el primer bloque expandido en la Figura 9 contiene el diseño del

Tasa	1/2	2/3	3/4	5/6
d_{free}	10	6	5	4
X	1	10	101	10101
Y	1	11	110	11010
XY	$X_1 Y_1$	$X_1 Y_1 Y_2$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$

Tabla 3: Vectores de Puncturing para el Codificador Convolucional

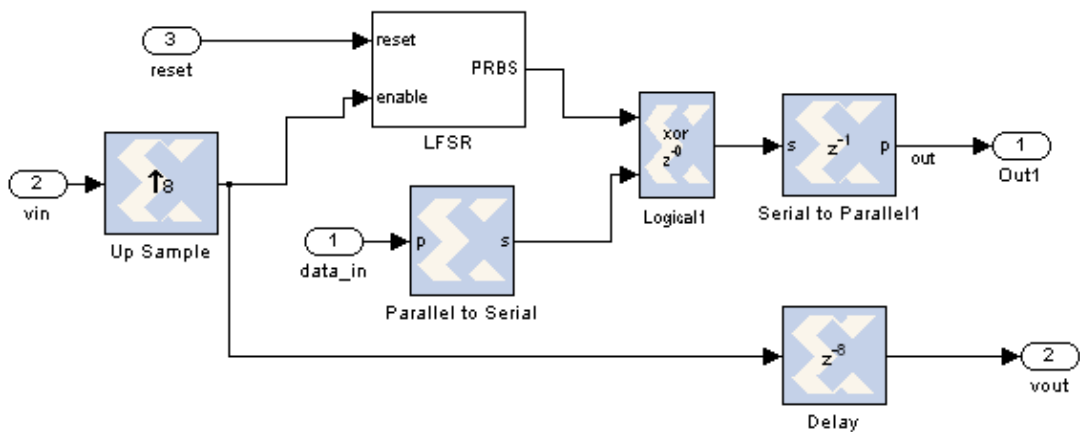


Figura 4: Implementación del Randomizer

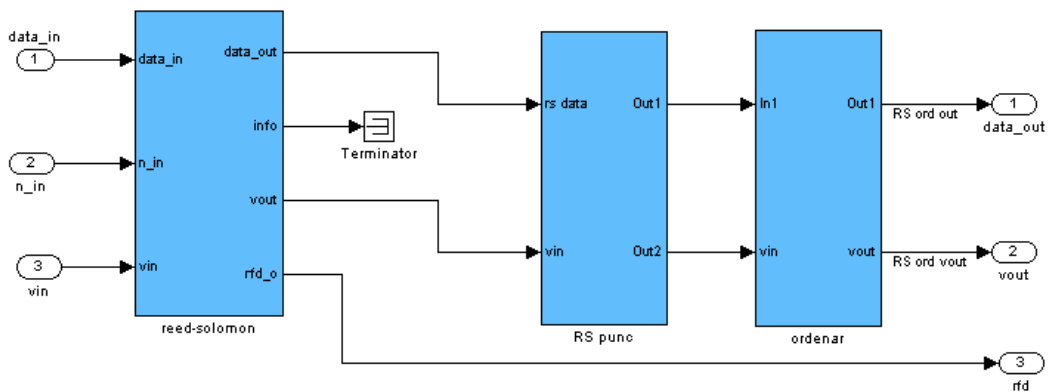


Figura 5: Codificación Reed-Solomon.

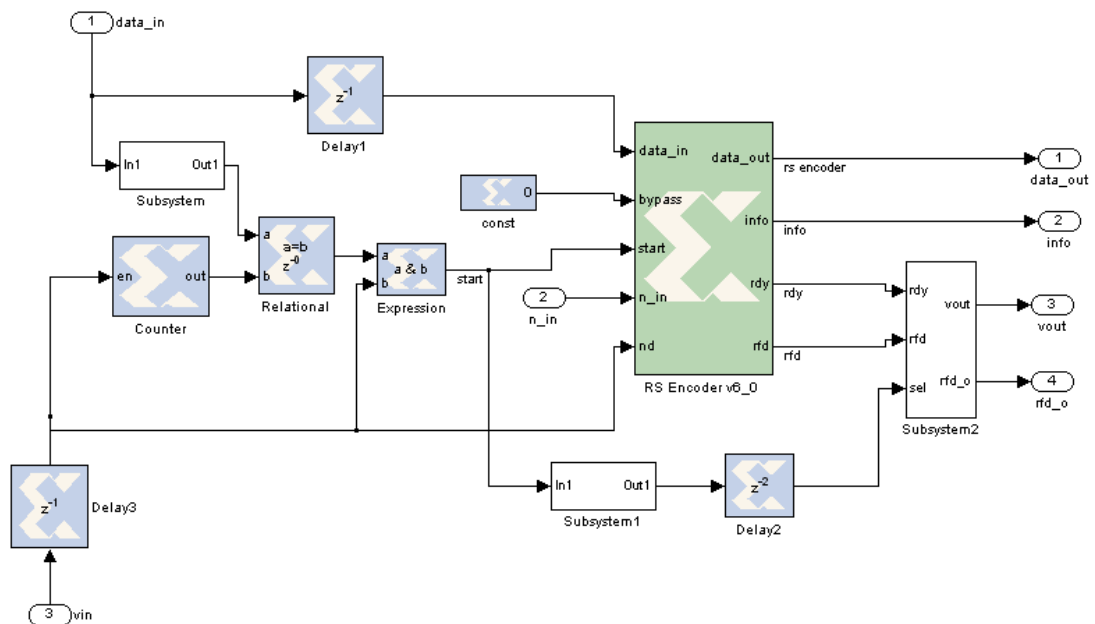


Figura 6: Codificación y Shortening.

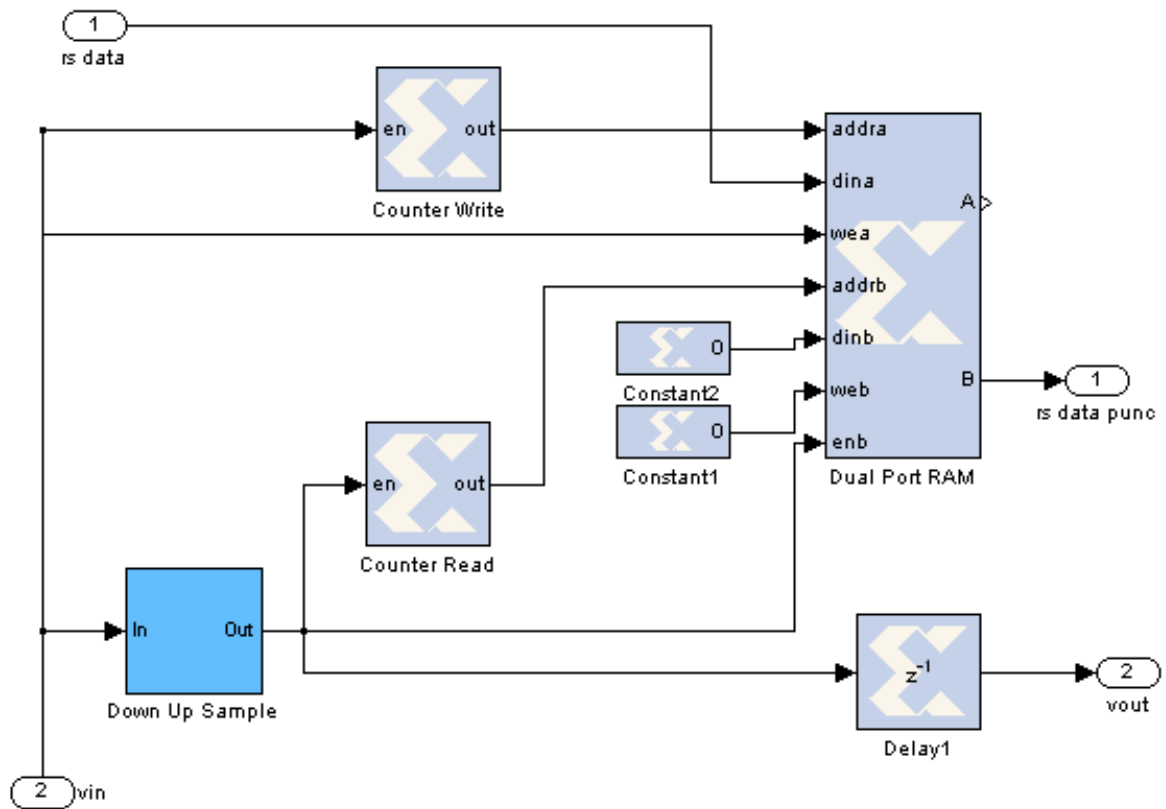


Figura 7: Puncturing del Codificador de Reed-Solomon.

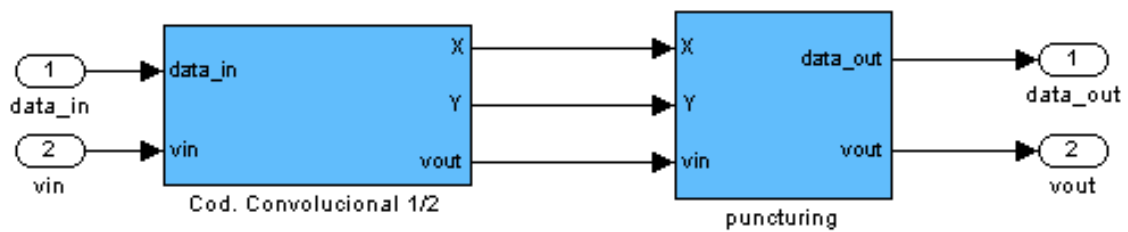


Figura 8: Codificación Convencional.

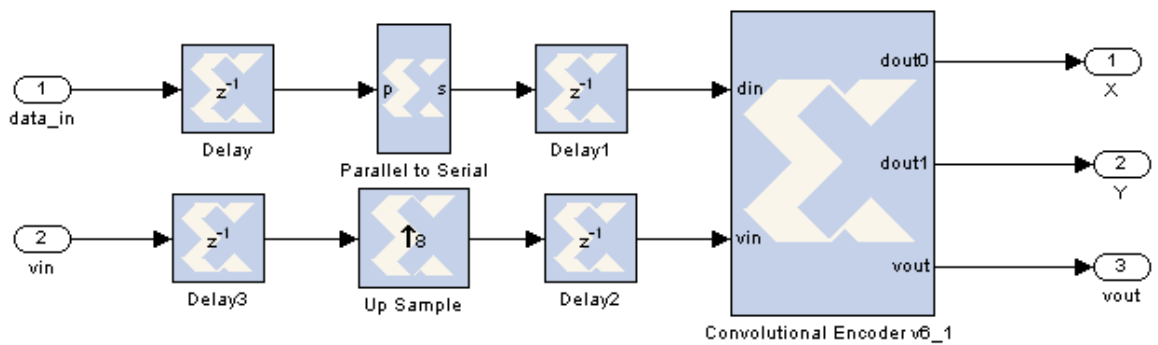


Figura 9: Codificador convencional nativo.

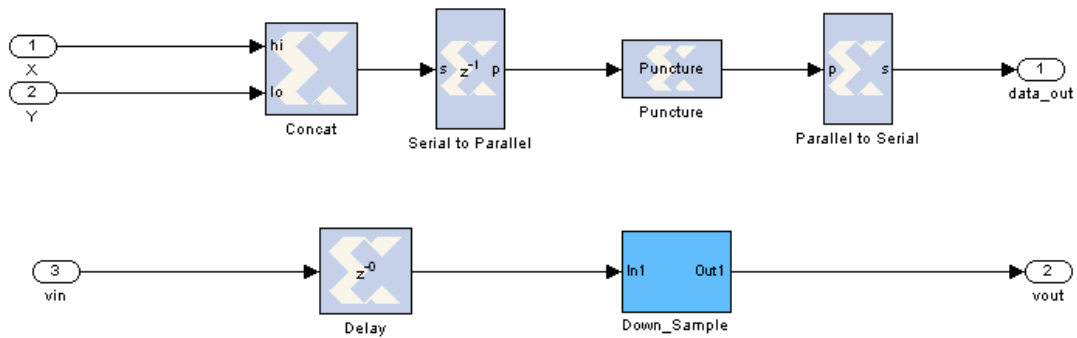


Figura 10: Puncturing usado en el codificador convolucional.

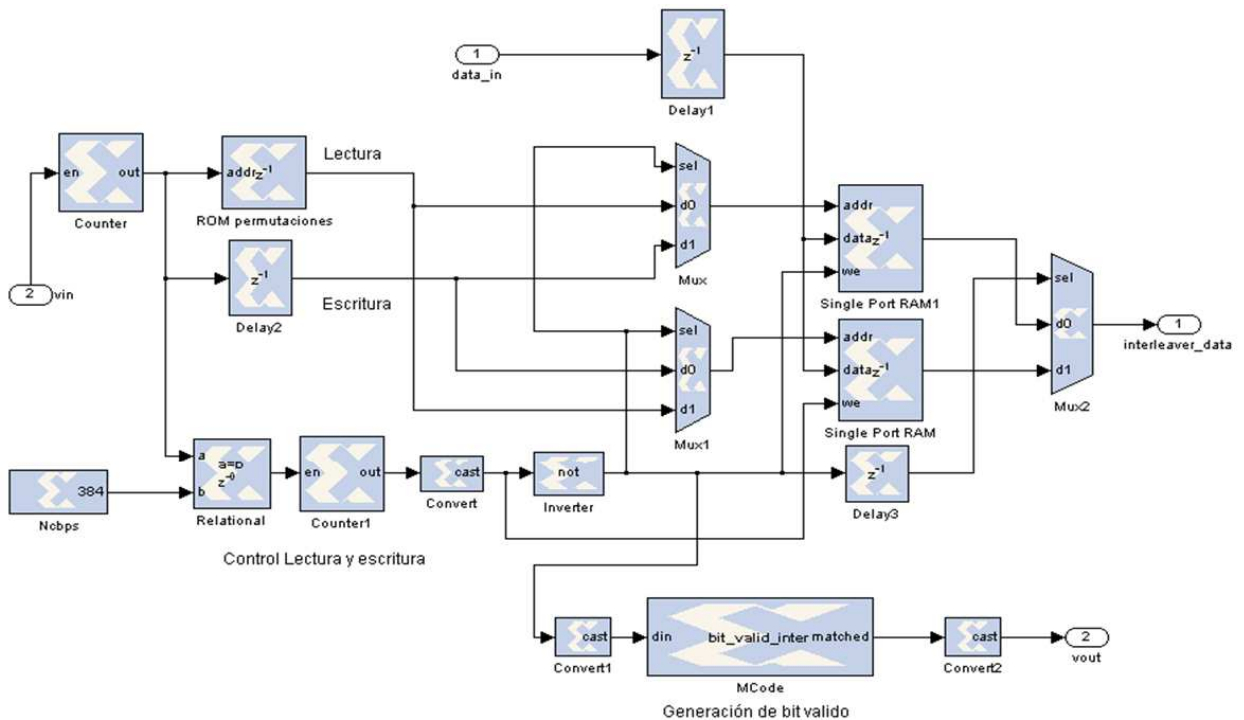


Figura 11: Diseño del Interleaver

codificador nativo, y el segundo bloque la etapa de puncturing que se muestra en la Figura 10 y que depende del perfil de codificación escogido.

Luego de pasar los datos por la etapa de FEC, estos pasan por una etapa de entrelazado (interleaver), el cual se encarga de aleatorizar la posición en que se localicen los potenciales errores. Este proceso se realiza por medio de 2 permutaciones generadas en Matlab y que se muestran a continuación:

```

\%interleaver
\%Ncbps=192(BPSK) , 384(QPSK) , 768(16-QAM) , 1152(64-QAM)
\%Ncpc=1(BPSK) , 2(QPSK) , 4(16-QAM) , 6(64-QAM)
k=0 : Ncbps -1;
mk=(Ncbps/12)*mod(k,12)+floor(k/12);
s=ceil(Ncpc/2);
jk=s*floor(mk/s)+mod(s,mk+Ncbps-floor(12*mk/Ncbps));
[s1,int_idx]=sort(jk);
s=ceil(Ncpc/2);
\%deinterleaver:
[s2,dint_idx]=sort(int_idx);
    
```

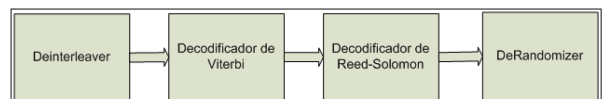


Figura 12: Diagrama de bloques del decodificador del canal.

Para el interleaver se sigue el esquema de la Figura 11, donde se utilizan 2 memorias de tipo RAM, las cuales se alternan para realizar el proceso de escritura y lectura de los datos, donde este último paso se realiza leyendo la posición de los datos de una memoria de tipo ROM que contiene el vector generado en Matlab “int_idx” luego de realizar las 2 permutaciones descritas anteriormente.

Diseño del decodificador

La decodificación se encarga de recuperar la información transmitida dado un bloque de símbolos que contiene información redundante más los errores causados

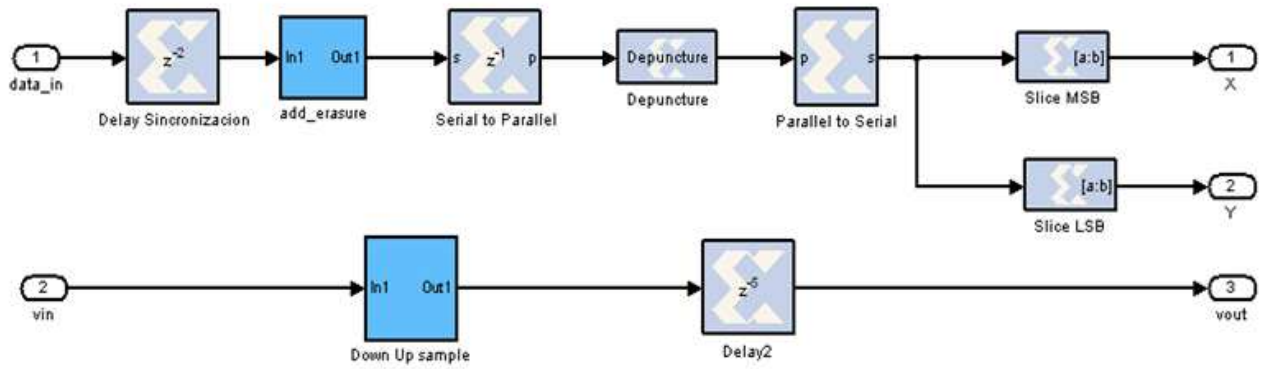


Figura 13: Depuncturing usado en el decodificador de Viterbi.

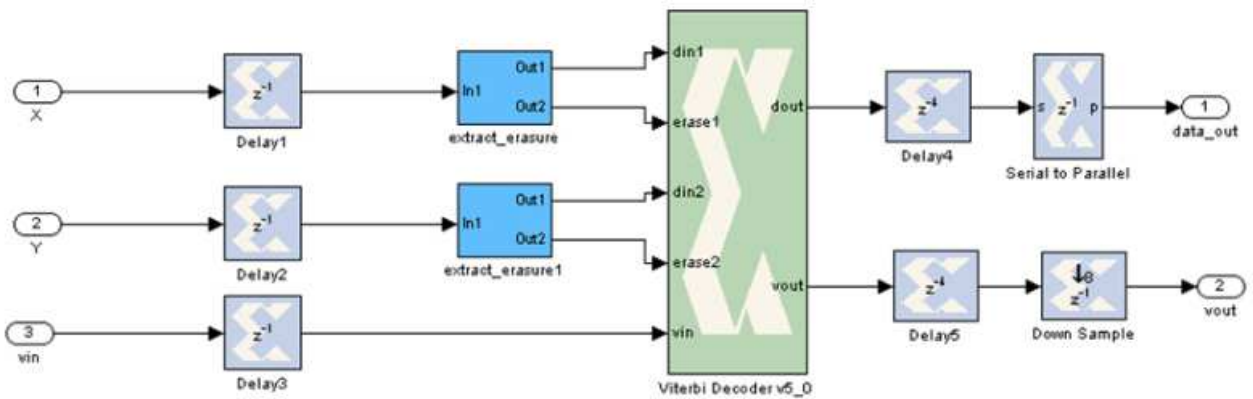


Figura 14: Decodificación de Viterbi.

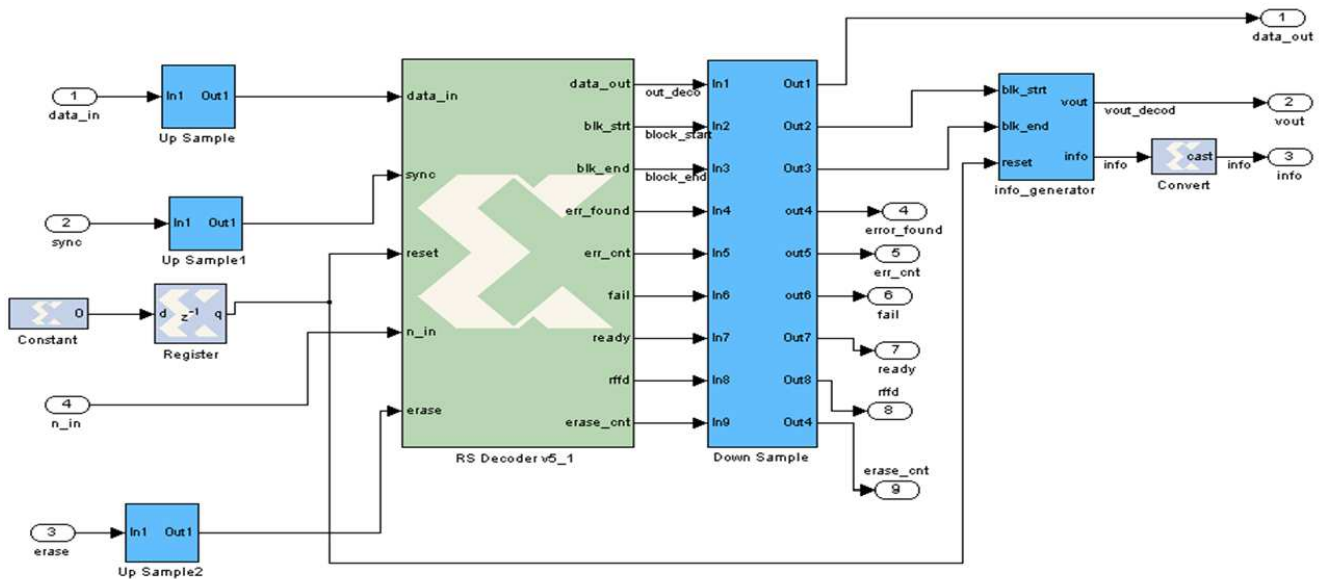


Figura 15: Depuncturing del decodificador de Reed-Solomon.

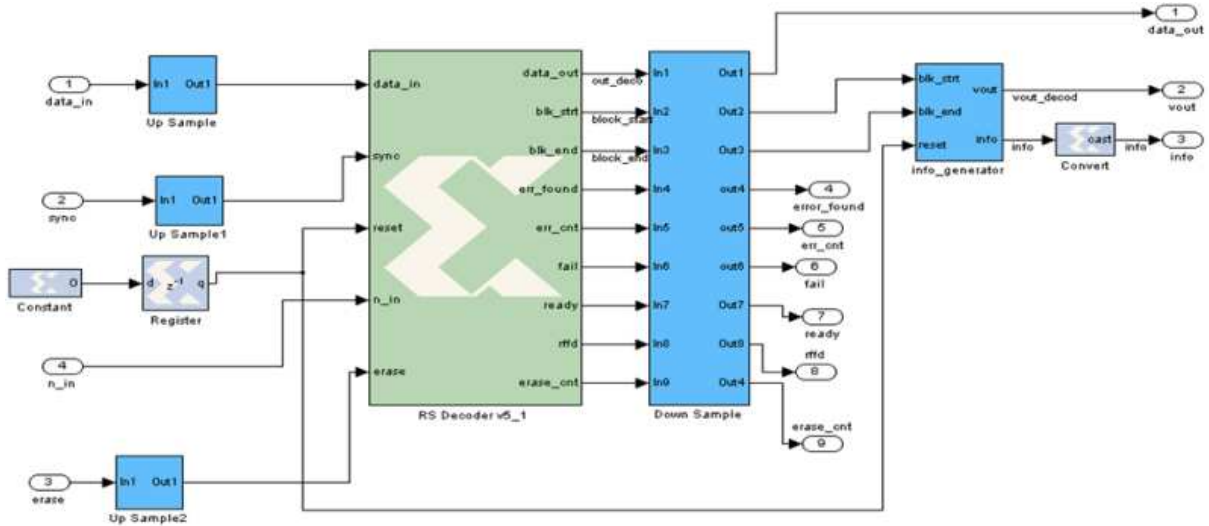


Figura 16: Decodificación de Reed-Solomon.

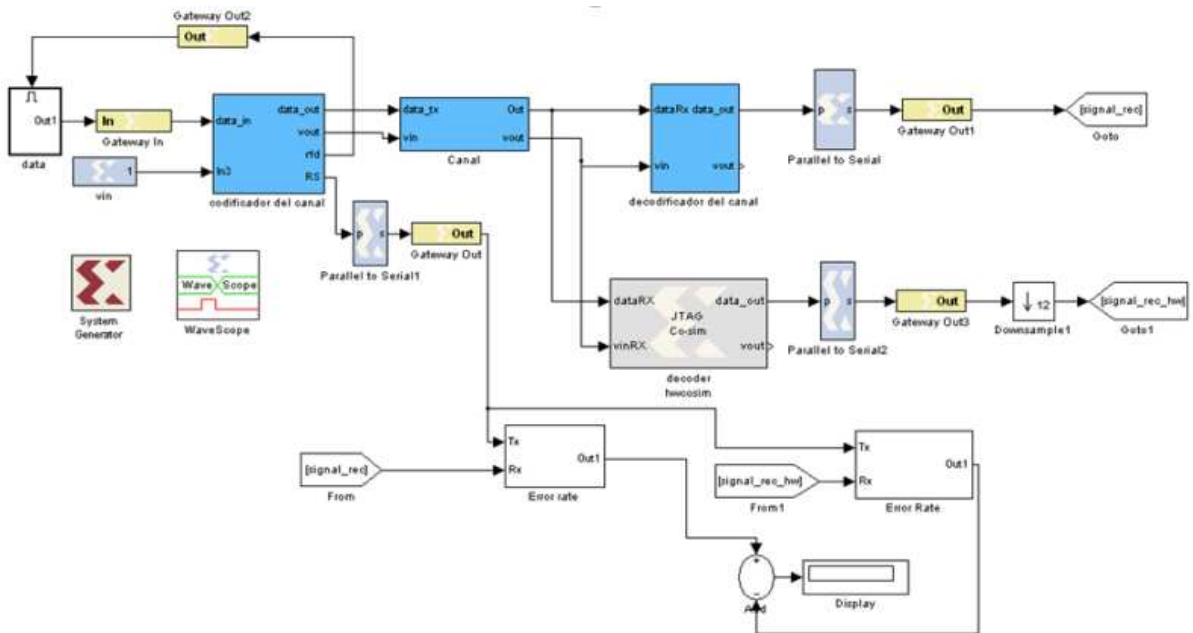


Figura 17: Verificación en FPGA del sistema diseñado.

por el canal. Se asume una demodulación de los datos usando decisión soft con 8 niveles de cuantización (3 bits). Se sigue el diagrama de bloques de la Figura 12.

Para el desentrelazado (deinterleaver) se sigue el mismo diseño descrito en la Figura 11, donde el único cambio consiste en cambiar el vector de inicialización de la memoria ROM por “dint_idx”. Para el diseño del decodificador de Viterbi se sigue el proceso inverso al usado en el codificador convolucional. En las Figuras 13 y 14 se ilustra este proceso. Se utiliza el mismo vector de puncturing usado en la codificación, añadiendo un símbolo que indique una mayor probabilidad de haber recibido un cero, y etiquetando ese símbolo nulo con un bit adicional para que pueda ser interpretado por el bloque del decodificador de Viterbi.

Los datos obtenidos, en forma serial (un bit) se convier-

ten a un formato en paralelo (8 bits) para que puedan ser procesados por el decodificador de Reed-Solomon. Para la decodificación de Reed-Solomon se sigue el proceso inverso, donde para reordenar los símbolos sólo se cambié el vector de inicialización de la ROM. Para la etapa de depuncturing se tiene que agregar bytes ceros para reemplazar los símbolos eliminados en el codificador y agregar además un bit de bandera en el instante de tiempo en que son agregados (“erase” en las Figuras 15 y 16).

Implementación en FPGA.

Tanto el codificador como el decodificador fueron implementados en una spartan 3E xc3s500e-4fg320 y se analizó su funcionamiento usando “hardware cosimulation”. En la Figura 17 se presenta la verificación del

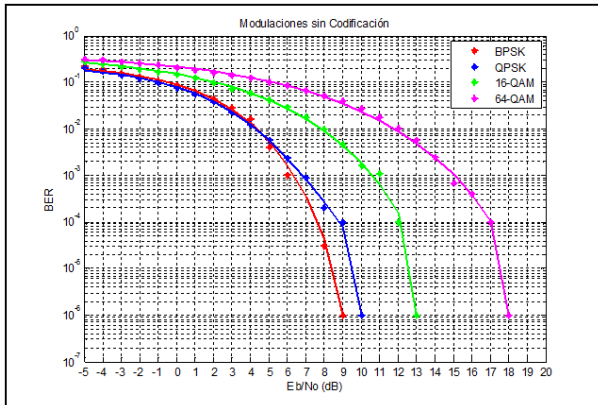


Figura 18: Comparación de las modulaciones usadas en Wimax sin usar codificación.

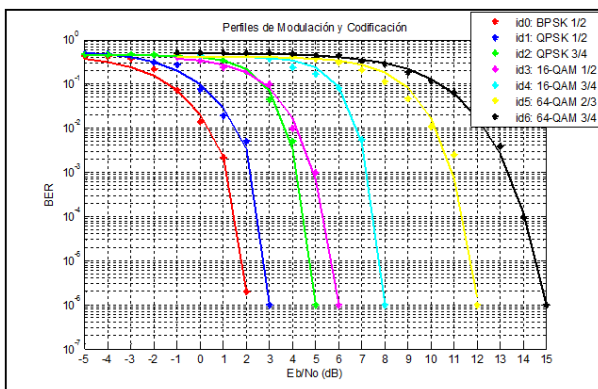


Figura 19: Resultados de la Simulación de los Perfiles de Codificación y Modulación usando el sistema diseñado.

diseño usando Simulink y el FPGA que esta expresado en el bloque “JTAG Co-Sim”, el cual se comunica con el computador por medio de una interfaz USB. Dado que el diseño está hecho en punto fijo, los resultados en hardware deben ser los mismos obtenidos al realizar la simulación. Se realizó la implementación en forma separada para cada perfil de codificación.

Se presenta en la tabla 4 los recursos utilizados en hardware considerando el perfil de codificación 2 (QPSK $\frac{3}{4}$).

Etapa	Slice	Slice FF	LUT	BRAM
Randomizer	34	61	34	0
Reed-Solomon	214	285	285	4
Convolutcional	66	115	74	0
Interleaver	26	36	51	3
Deinterleaver	22	34	43	3
Viterbi	1667	1515	2379	4
Reed-Solomon	1627	1978	2907	9

Tabla 4: Recursos de la FPGA usando perfil de codificación QPSK $\frac{3}{4}$

Análisis de Resultados

Variación del BER según el SNR.

La mejor forma de verificar la fiabilidad del sistema diseñado es midiendo la probabilidad de error de bit

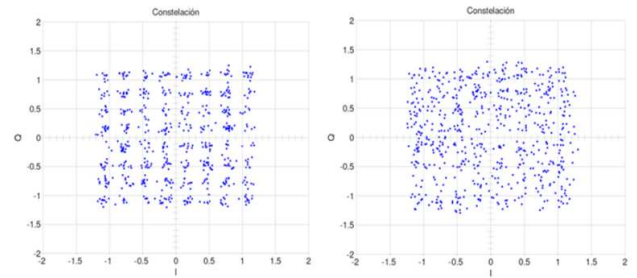


Figura 20: Comparación de constelaciones a la salida del canal usando modulación 64-QAM. A la izquierda grafica sin codificación y a la derecha grafica usando codificación 2/3

(BER) para diferentes valores de relación de señal a ruido (SNR). Utilizando codificación de canal se puede detectar y corregir errores causados por el canal de comunicaciones, por lo que el BER tiene que mejorar comparado a un sistema que no utilice codificación.

Antes de analizar el sistema con codificación, se muestra en la figura 18 las diferentes modulaciones usadas en el estándar de Wimax y las simulaciones se realizaron con detección *hard*. Luego en la figura 19 se muestran los resultados del sistema diseñado donde se utilizó la misma trama de datos que el caso anterior. Las curvas realizadas son de BER (“Bit Error Rate”) vs EbNo (“energy per bit to noise”).

Se puede observar comparando las dos gráficas que con el sistema diseñado la curva del BER para cada modulación tiende a desplazarse a la izquierda. Para el caso de la modulación BPSK hay una mejora de 5 dB cuando se tiene un BER de 10^{-3} . Esto se conoce como ganancia de codificación, y conforme se acerca el BER a valores 10^{-6} esta ganancia de codificación crece.

Comparación de Constelaciones a la salida del canal.

Para analizar los beneficios del codificador del canal, se muestra en la Figura 20 un gráfico de la constelación de una señal 64-QAM a la salida de un canal AWGN con un SNR dado para tener un BER de 10^{-3} , donde el gráfico de la izquierda representa el caso sin codificación y el de la derecha usa una codificación con tasa $\frac{2}{3}$.

Se observa en la gráfica que con el uso de la codificación de canal se necesita un SNR menor para tener el mismo desempeño al que se tiene en el caso de no usar codificación.

Verificación del estándar.

Para verificar que el diseño propuesto cumple las especificaciones del estándar IEEE 802.16-2004, se utilizaron los vectores de prueba [1] que exige el mismo para analizar los datos a la salida de cada bloque. Estos vectores se usan como entrada de datos al sistema por medio de los bloques de Simulink y se espera que a la salida de cada uno se obtengan los mismos valores que especifica el estándar, tal como se muestra en el diagrama de tiempo de la Fig. 21.

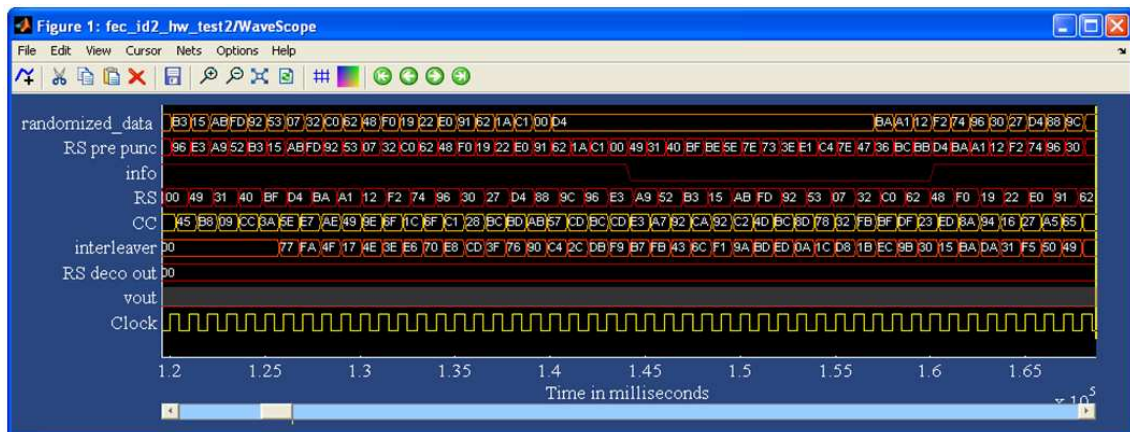


Figura 21: Diagrama de Tiempo del sistema diseñado

Conclusiones

Con el desarrollo de este trabajo se ha podido comprobar las ventajas de utilizar un ambiente de desarrollo de Hardware de alto nivel, con la ayuda del software System Generator de Xilinx. En base a las simulaciones realizadas usando Matlab y Simulink se concluye que el diseño del codificador cumple con las características especificadas en el estándar 802.16, al obtener la secuencia de bits deseados a la salida en base al vector de prueba utilizado como entrada. Con las graficas BER vs SNR obtenidas, se demuestra la capacidad de detección y corrección de errores del sistema. Así mismo al visualizar las constelaciones de las señales a la salida del canal, se puede tener una idea de que tan eficaz es el codificador usado.

Se recomienda para poder usar este diseño en conjunto con otras partes de la transmisión y recepción de Wi-max, el uso de una FPGA de mayores prestaciones.

Referencias

- [1] Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos. 2004. "Estándar IEEE-802.16-2004", Enlace: <http://standards.ieee.org>. 430-445.
- [2] Lopez, F. 2005. "Diseño de transmisor y receptor para redes inalámbricas WMAN". *Tesis de Licenciatura: Málaga*.
- [3] Serra, M. 2005. "Prototipado rápido de la capa física de OFDM: Hiperlan2". *Tesis de Doctorado Universidad Autónoma de Barcelona*.
- [4] Sklar, B. 2001. "Digital Communications Fundamentals and Applications". Prentice Hall. 408-412

Desarrollo de módulos remotos para el PLC CUBLOC CB290

Eduardo Tusa,* Karina Salinas, Laurent Sass

*Colegio de Ciencias e Ingeniería - El Politécnico, Universidad San Francisco de Quito
Diego de Robles y Vía Interoceánica, Quito, Ecuador
Autor principal/Corresponding author, e-mail: eduardo127@gmail.com*

Editado por/Edited by: R. Játiva, M.Sc.

Recibido/Received: 08/22/2010. Aceptado/Accepted: 03/01/2011.

Publicado en línea/Published on Web: 06/30/2011. Impreso/Printed: 06/30/2011.

Abstract

Modules implemented for the Programming Logic Controller (PLC) are communication units that act as an interface between field instruments and a PLC. This work focuses on the assembly of four remote modules and one signal converter module for the CUBLOC CB290 PLC. The first module is designed to perform the interface between the types J or K thermocouples and the PLC. The second module establishes the interface for the type PT100 Resistance Temperature Device (RTD). Both devices, thermocouple and RTD, are sensors used for measuring temperature, whose scales are very important for industries. The third module is designed to carry out the interface for an encoder which determines angular and linear lengths. The fourth module encompasses digital inputs and outputs in order to work using ON and OFF signals which execute commutation actions. The fifth module makes possible to convert voltage to current signals, or vice versa; and convert PWM to current or voltage signals. The first four remote modules form a network that is communicated to the PLC through the EIA485 communication standard, which allows a bus length up to 1200 meters. Additionally, the communication network uses the MODBUS protocol which is developed by means of programming in the PLC and the modules. This network is monitored using a SCADA system based on LabView.

Keywords. Signal converter, logic control, encoder, remote modules, CUBLOC CB290 PLC, type PT100 RTD, types J or K thermocouples.

Resumen

Los módulos desarrollados para el controlador lógico programable (PLC) son unidades de comunicación que cumplen la función de interface entre los instrumentos de campo y el dispositivo maestro SCADA. El presente trabajo está enfocado a la construcción de cuatro módulos remotos y un módulo convertidor de señales para el PLC CUBLOC CB290. El primer módulo está diseñado para realizar la interfaz entre la termocupla del tipo J o K y el PLC. El segundo módulo se constituye en la interfaz para el dispositivo de temperatura resistivo (RTD) del tipo PT100. Ambos dispositivos, la termocupla y el RTD, son sensores que permiten medir la temperatura a escalas que son muy importantes para las industrias. El tercer módulo está diseñado para soportar un encoder o codificador óptico del tipo incremental que determina longitudes tanto angulares como lineales. El cuarto módulo posee entradas y salidas digitales para trabajar con señales ON/OFF que realizan acciones de conmutación. El quinto módulo permite convertir señales de voltaje a corriente, o viceversa; o señales PWM a corriente o voltaje. Los cuatro primeros módulos remotos conforman una red que está comunicada al PLC mediante el estándar de comunicación EIA485 que logra transmitir y recibir información hasta una distancia de 1200 metros. Además, la red de comunicación utiliza el protocolo MODBUS que es implementado mediante programación tanto en el PLC como en los módulos. Esta red está monitoreada a través de un Sistema SCADA elaborado en el programa LabView.

Palabras Clave. Convertidor de señales, control lógico, encoder, módulos remotos, PLC CUBLOC CB290, RTD PT100, termocupla J o K.

Introducción

La automatización reúne todas las teorías y tecnologías que persiguen sustituir el trabajo del hombre por el de una máquina [1]. Jon Stenerson define al sistema auto-

mático como el conjunto de equipos trabajando juntos para realizar tareas o producir un producto o una familia de productos sin la intervención del ser humano. [2]

En el panorama de los países desarrollados, muchos cen-

ISSN 1390-5384



tros de investigación o industrias han optado por el camino de la automatización, o bien utilizan tecnología de automatización en alguna de sus actividades. Un ejemplo que ilustra la realidad europea es el Gran Colisionador de Hadrones, cuyas siglas en inglés: LHC (Large Hadron Collider), representa el más grande acelerador de partículas de alta energía conocido en el mundo.

Uno de los más grandes desafíos en la automatización del LHC fue, indudablemente; la criogenia, o refrigeración segura, para los magnetos superconductores que guían y aceleran los dos haces de partículas. Se utilizaron 15000 sensores y actuadores tolerantes a la radiación en la vecindad directa de los magnetos. [3]

El concepto de automatización está evolucionando rápidamente, debido al avance de la técnica dentro de las industrias. Por ejemplo, el sector petroquímico ha desarrollado el método de flujo continuo de producción, posible debido a la naturaleza de las materias primas utilizadas. En una refinería, el petróleo crudo entra en un punto y fluye por los conductores a través de dispositivos de destilación y reacción, a medida que va siendo procesada para obtener productos como la gasolina. Un conjunto de dispositivos controlados automáticamente, dirigidos por microprocesadores y supervisados por una computadora central, controla las válvulas, calderas y demás equipos, regulando así el flujo y las velocidades de reacción. [4]

En el Ecuador, la automatización aún es un desafío. Por un lado, el gobierno mantiene sus políticas restrictivas a las importaciones que afectarían unos 4300 millones de dólares según estadísticas de la OMC. [5] Estas políticas también se orientan en el aumento de los aranceles de los productos importados, lo cual incrementa el costo de adquirir productos tecnológicos. Por el otro lado, existe la idea de que, si automatizan los procesos industriales en fábricas y empresas, se eliminarían fuentes de empleo. [6] Frente a este escenario, es necesario soluciones que surjan del interior de nuestro país.

Por esta razón el presente proyecto quiere contribuir a la industria ecuatoriana mediante el diseño e implementación de cinco módulos para el PLC CUBLOC. Un PLC es el tipo más común de celdas controladoras que coordina todos los dispositivos dentro del sistema automático. El PLC es el cerebro de la celda y ha sido diseñado para la fácil manipulación de electricistas y técnicos. Se programa mediante un lenguaje llamado lógica de escalera.

No obstante, los PLCs fueron diseñados para controlar una simple máquina o un proceso. Los cambios en la industria han requerido una mayor capacidad. Además, el incremento de la velocidad de producción y la demanda para una calidad más alta; exige un control más cercano de los procesos industriales. Los fabricantes de PLC han añadido módulos que reúnen estos nuevos requerimientos. [2]

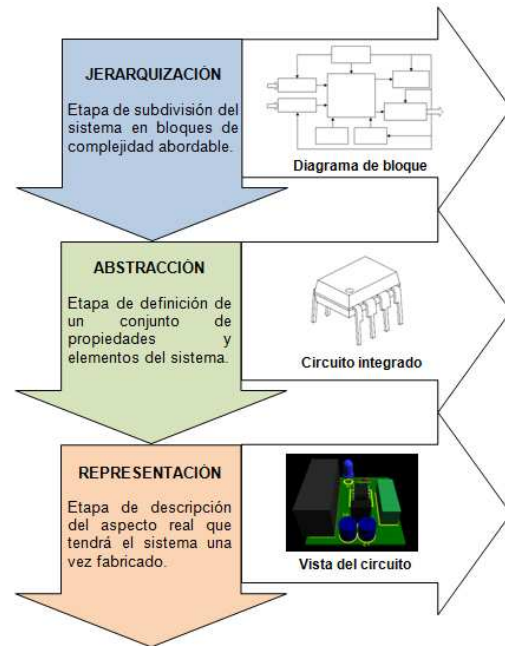


Figura 1: Metodología para el diseño de los módulos remotos [7]

Puesto que en el Ecuador no existe una empresa especializada en la construcción de módulos para PLC, el presente proyecto se enfoca a suplir este campo. Por esta razón, se propone la construcción de cinco módulos para el PLC CUBLOC. El primer módulo está diseñado para realizar la interfaz entre la termocupla del tipo J o K y el PLC. El segundo módulo se constituye en la interfaz para el RTD del tipo PT100. Ambos dispositivos, la termocupla y el RTD, son sensores que permiten medir la temperatura a escalas que son muy importantes para las industrias. El tercer módulo está diseñado para soportar un encoder o codificador óptico del tipo incremental que mide longitudes tanto angulares como lineales. El cuarto módulo posee entradas y salidas digitales para trabajar con señales ON/OFF y realizar acciones de conmutación. Estos cuatro primeros módulos están comunicados al PLC CUBLOC mediante una plataforma RS485 que utiliza el protocolo MODBUS. Finalmente, el quinto módulo permite convertir señales de voltaje a corriente, o viceversa; o señales PWM a corriente o voltaje.

Los beneficios de este proyecto radican en que estos módulos se convertirían en una alternativa para las industrias ecuatorianas que actualmente se encuentran automatizadas y desean ampliar sus procesos sin perder el control sobre las nuevas estaciones. Además, la idea de estos nuevos módulos es que se coticen a un buen precio en el mercado. De esta manera se reduciría el costo inicial de automatizar una empresa, lo cual es un impedimento a la hora de tomar una decisión respecto de la automatización.

El presente documento presenta la metodología utilizada para el desarrollo de los módulos. En la sección de resultados y discusión, se hace una descripción de cada módulo y sus componentes, así como también, se abor-

da el tema de la comunicación. Finalmente, se presentan las conclusiones.

Metodología

La metodología utilizada para el desarrollo de los módulos se basa en tres etapas: la jerarquización, la abstracción y la representación. La Figura 1 presenta el proceso integrado que recoge y describe cada etapa de la metodología con una ilustración en la parte derecha que identifica su función.

Resultados y Discusión

Módulo de Termocuplas

El módulo de termocuplas está diseñado para ser la interfaz entre las termocuplas del tipo J o K y el PLC CUBLOC CB290. Este dispositivo es un módulo remoto de dos entradas analógicas con una resolución de 12 bits. Este módulo aprovecha la característica de sensor activo en la termocupla para incorporar elementos que reduzcan el trabajo del microcontrolador en el tratamiento de la señal medida. La Figura 2 detalla el diagrama de bloques del módulo de termocuplas.

La fuente de alimentación recibe como entrada 24 VDC y genera un voltaje de 5VDC a la salida. Esta operación es posible mediante la utilización del regulador de voltaje de tres terminales LM7805. [8]

El canal de asignación de dirección MODBUS está conectado directamente al PIC16F876A [9] y para ello utiliza un conector RJ11.

El modo de operación determina si el módulo se ejecuta en modo de asignación o en modo esclavo. En modo de asignación, el módulo se encuentra listo para recibir la dirección MODBUS establecida por el usuario mediante el software de la computadora. En la fase de funcionamiento de modo esclavo, el módulo procede a obtener información de los sensores de termocupla J o K.

Cuando se conecta las termocuplas al módulo, las señales que estos sensores generan pasan a través de los circuitos integrado MAX6675 [10] que cumple la función de realizar la compensación de junta fría y digitalizar las señales obtenidas de las termocuplas. Estos

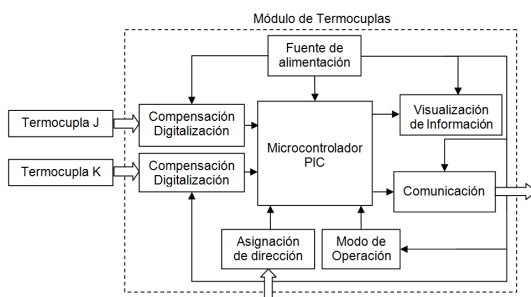


Figura 2: Diagrama de Bloques del Módulo de Termocuplas[7]

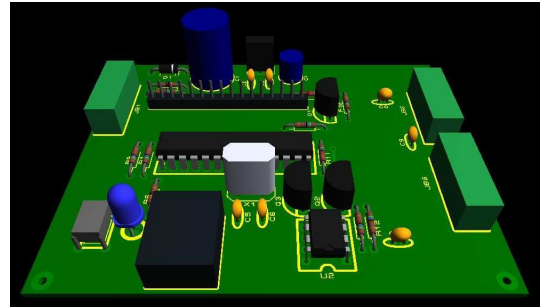


Figura 3: Vista lateral en perspectiva del módulo de termocuplas

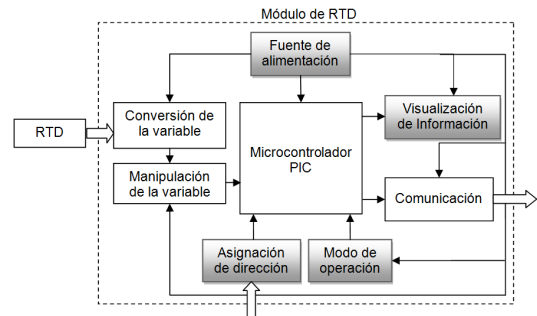


Figura 4: Diagrama de Bloques del módulo de RTD

datos tienen una resolución de 12 bits y son transmitidos al microprocesador mediante la utilización de un protocolo SPI. [11]

Para la visualización de la información se utiliza una pantalla de cristal líquido o LCD (Liquid Crystal Display) [12] que es un dispositivo microcontrolado de visualización gráfica para la presentación de caracteres, símbolos o inclusive dibujos.

La Figura 3 presenta la vista en perspectiva del módulo de termocuplas. Esta representación fue alcanzada mediante la utilización del programa PROTEUS.

Módulo de RTD

El módulo de RTD está diseñado para ser la interfaz entre el sensor de temperatura RTD del tipo PT100 y el PLC CUBLOC CB290. Este dispositivo es un módulo remoto de una entrada analógica con una resolución de 10 bits. Este módulo utiliza la característica de sensor pasivo presente en la RTD para transducir la variable resistencia en voltaje a través de un suministro de energía. La Figura 4 detalla el diagrama de bloques del módulo de RTD. Los bloques de la fuente de alimentación, visualización de la información, asignación de dirección, modo de operación, que se encuentran de color gris fueron descritos anteriormente en la sección del módulo de termocuplas.

La función del bloque de conversión de la variable es la de cambiar la variable resistencia proporcionada por el sensor de temperatura RTD, en una variable más adecuada como el voltaje; preservando al mismo tiempo el contenido de la información original. [13] Para esta finalidad se utilizó un regulador basado en el principio

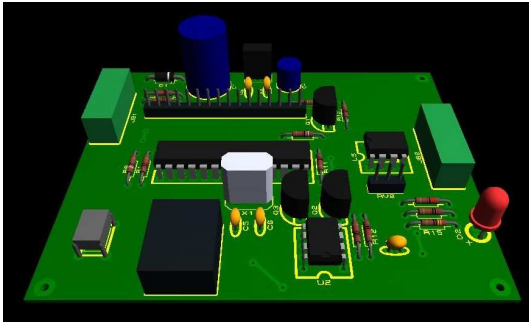


Figura 5: Vista lateral en perspectiva del módulo de RTD

del efecto de carga, el cual consiste en la pérdida de voltaje a medida que aumenta la carga [14], en este caso; la carga está representada por la resistencia variable R_T del RTD. Existe una resistencia R_f que se define como la resistencia de salida de la fuente. La expresión que representa el voltaje de temperatura V_t en función de la fuente de voltaje V_f se presenta a continuación.

$$V_t = \frac{1}{1 + \frac{R_f}{R_T}} V_f \quad (1)$$

Por manipulación se entiende un cambio en el valor numérico, según alguna regla definida, pero que preserva la naturaleza física de la variable [13]. De esta manera, un amplificador electrónico como el LM358 [15]; acepta como entrada una señal de voltaje y produce una señal de salida que también es un voltaje, multiplicado por una constante. La ecuación implementada en el microprocesador para determinar la temperatura en función de la resistencia se expresa a continuación:

$$R_t = R_o[1 + At + Bt^2] \quad (2)$$

donde t representa la temperatura, R_o es igual 100Ω , el coeficiente A es igual a 3.908×10^{-3} y el coeficiente B es igual a -5.775×10^{-7} de acuerdo a la IEC751 y la escala ITS90. [16]

La Figura 5 presenta la vista en perspectiva del módulo de RTD.

Módulo de Encoder

El módulo de encoder está diseñado para ser la interfaz entre el encoder incremental y el PLC. Este dispositivo es un módulo remoto de tres entradas digitales (los tres canales que posee el encoder) con una resolución de 16 bits. Este módulo permite obtener variables como la distancia y la velocidad.

El encoder es de tipo incremental con dos canales en cuadratura para establecer el sentido de rotación, y un canal para establecer la posición inicial. La resolución del encoder es de 500 pulsos por revolución. La energía suministrada al encoder está en un rango de 12 a 24VDC. La Figura 6 detalla el diagrama de bloques del módulo de encoder.

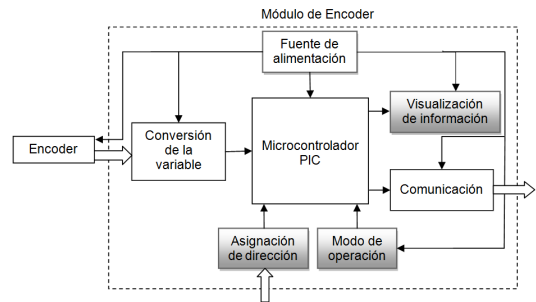


Figura 6: Diagrama de Bloques del módulo de encoder

De igual forma, los bloques de visualización de información, asignación de dirección, modo de operación, que se encuentran de color gris en la Figura 6 fueron descritos anteriormente.

La fuente de alimentación, a diferencia de aquellas que se han descrito en los módulos previos, posee dos etapas de conversión. La primera fase recibe como entrada 24 VDC y genera un voltaje de 12VDC a la salida para la alimentación del encoder. Esta operación es posible mediante la utilización del regulador de voltaje de tres terminales LM7812 [8]. En la segunda etapa, este voltaje de 12VDC es reducido a 5VDC mediante el circuito integrado LM7805 [8] para la alimentación del microprocesador, la conversión de variable, el modo de operación, la visualización de información y la comunicación.

Las tres salidas del encoder: canal A, canal B y canal Z; son salidas a colector abierto. En otras palabras, las salidas del codificador óptico incremental son interruptores de estado sólido. Este tipo de switches trabajan con señales que se caracterizan por una frecuencia que puede alcanzar centenas de pulsos por segundo; mientras que los requerimientos de voltaje y corriente son pequeños. [17] Además, estos switches son activados mediante la polarización de la base del transistor que es utilizado como interruptor. Una vez que la base se encuentra a un voltaje de polarización, el transistor entra en saturación y permite el paso de la corriente entre el colector y el emisor. La Figura 7 presenta la vista en perspectiva del módulo de encoder.

Módulo de Entrada y Salida Digitales

El módulo de entradas y salidas digitales está diseñado para ser la interfaz entre dispositivos que producen o se activan mediante señales digitales. Este dispositivo es un módulo remoto de ocho entradas digitales y ocho salidas digitales. Las entradas soportan hasta 24VDC, cuya fuente de activación es la misma que alimenta al módulo. Además, se ha colocado un diodo LED en cada entrada para monitorear su estado.

Las salidas son del tipo relé con la finalidad de trabajar tanto con voltajes AC como DC, incluso; pueden soportar hasta 220 VAC a 15A. Cada salida presenta su propia terminal común, es decir; existen 8 terminales comunes. La Figura 8 detalla el diagrama de bloques del módulo

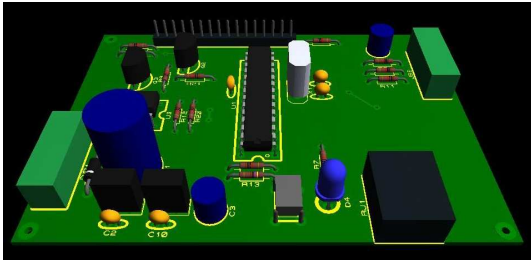


Figura 7: Vista lateral en perspectiva del módulo de encoder

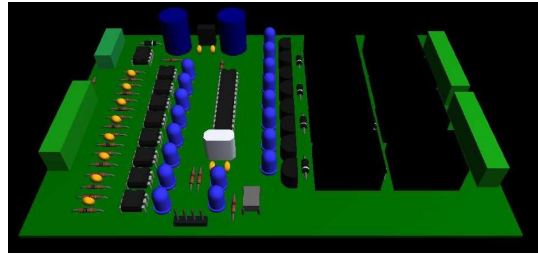


Figura 9: Vista lateral en perspectiva del módulo de entradas y salidas digitales

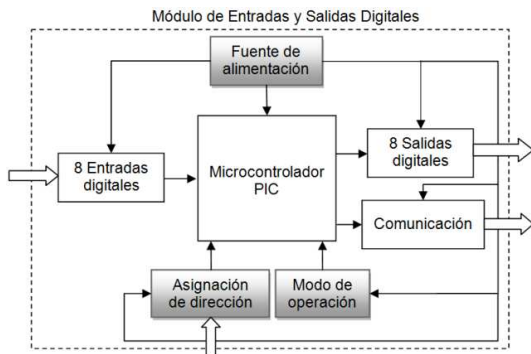


Figura 8: Diagrama de bloques del módulo de entradas y salidas digitales

de entradas y salidas digitales, los bloques de color gris fueron detallados previamente.

Los módulos de entradas digitales son dispositivos que deben ser aislados ópticamente del mundo real para proteger la CPU del módulo. Puesto que la señal de entrada se encuentra a un nivel de 24VDC, se utilizan optoacopladores para disminuir a un nivel lógico DC que puede aceptar el microprocesador. [18]

Las salidas digitales pueden ser de tres tipos: salida a transistor, salida a triac, o salida relé. En el diseño del módulo de entradas y salidas digitales se optó por salidas a relé ya que pueden ser usadas para controlar voltajes DC y AC. [19] La Figura 9 presenta la vista en perspectiva del módulo de entradas y salidas digitales.

Módulo de conversión de señales

El módulo de conversión de señales es un módulo de entradas y salidas análogas, y al igual que en los módulos de entradas análogas previamente presentados; posee elementos tanto análogos como digitales, que son empleados principalmente en los convertidores. Este módulo realiza 16 transformaciones que resultan de la combinación de las 5 entradas y las 4 salidas (ver Tabla 1), sin considerar las 4 conversiones de la misma señal.

La Figura 10 detalla el diagrama de bloques del módulo convertidor de señales. Se puede apreciar que existe una primera fase de convertidores (convertidores de entradas) que lleva todas las señales de entrada a niveles de 0 a 5VDC. Este nivel puede ser interpretado por el microcontrolador para, en función de lo que el selector de salidas determine; generar en el convertidor digital \bar{U} análogo (DAC) [20], el rango de voltaje entre 0 a 5VDC.

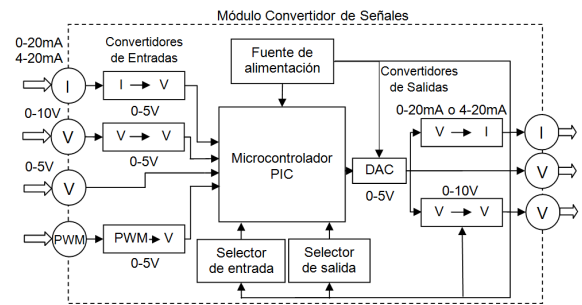


Figura 10: Diagrama de Bloques del módulo convertidor de señales

Este rango de señal es percibido por el XTR111 [21] para producir señales de corriente en los niveles señalados, o amplificar el voltaje usando el LM358 [15] con la finalidad de obtener un rango de 0 a 10VDC. La Figura 11 presenta la vista en perspectiva del módulo convertidor de señales.

La red de comunicación

La topología de la red entre los módulos remotos y el PLC es de un bus lineal [22] (ver Figura 12). La estructura de comunicación es Maestro/Esclavo. El control centralizado sobre la red de comunicación es ejecutado por el maestro. El resto de los dispositivos en la red de comunicación son los esclavos que sólo pueden comunicar en la red cuando el maestro lo pide o lo permite, y únicamente con el maestro.[22]

En los módulos remotos, el circuito integrado encargado de realizar la comunicación se denomina DS75176B (ver Figura 13). Es un transductor diferencial de alta velocidad de tres estados de bus o línea. Este dispositivo reúne los requerimientos del estándar EIA RS485 con un rango de modo común extendido (+12V a -7V) para transmisión de datos multipunto. [23]

Tipo	Señales entrada N°	Señales de salida Rango	N° C	Rango
Voltaje	1	0-5VDC	1	0-5VDC
	2	0-10VDC	2	0-10VDC
Corriente	3	0-20mA	3	0-20mA
	4	4-20mA	4	4-20mA
PWM	5	Min. 60 Hz		

Tabla 1: Señales de entrada y de salidas que puede aceptar el módulo convertidor de señales, clasificadas de acuerdo al tipo y rango de la señal.

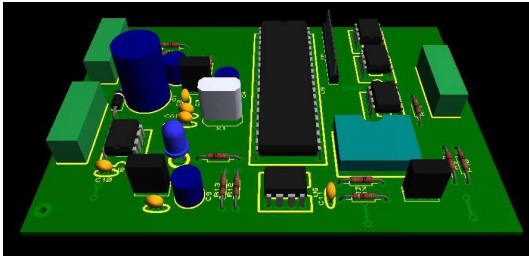


Figura 11: Vista lateral en perspectiva del módulo convertidor de señales

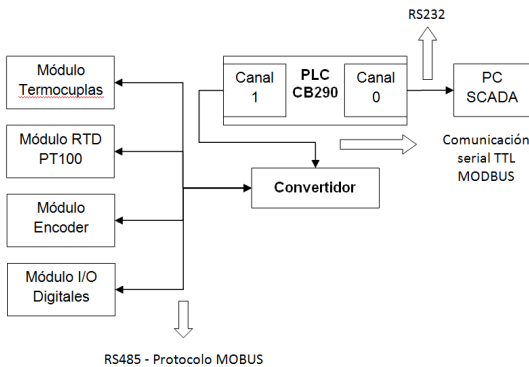


Figura 12: Esquema de comunicación de todo el sistema: módulos remotos, PLC y PC

El PLC CUBLOC CB290 utiliza una comunicación serial TTL por el canal 1. Para cambiar a un nivel de comunicación RS485, se hizo uso de un convertidor que está formado por una fuente de alimentación controlada por el LM7805, el PIC16F876A que maneja las tramas de comunicación, y el DS75176B que convierte de comunicación serial TTL a RS485. La Figura 14 muestra el diagrama de bloques del convertidor. La velocidad de comunicación de la red es de 9600 bits por segundo (bps). Por otro lado, las tramas de comunicación siguen el protocolo MODBUS [24], cuya estructura del mensaje se puede apreciar en la Figura 15.

El PLC genera 6 tipos de preguntas asociadas con su respectiva función MODBUS presente en la trama. La Tabla 2 presenta las preguntas asociadas a la función MODBUS que permiten obtener las variables de los módulos remotos. Para la asignación de dirección de cada módulo remoto, se utiliza un software creado en VISUAL BASIC. La Figura 16 presenta la interfaz gráfica del software de asignación de dirección.

N °C	Pregunta por variable	Función MODBUS
1	Temperatura de la termocupla J y K	03
2	Temperatura de la RTD tipo PT100	03
3	Número de pulsos del encoder	03
4	Frecuencia de pulsos del encoder	03
5	Estado de las entradas y salidas digitales	01
6	Escritura de las salidas	03

Tabla 2: Pregunta generada por el PLC asociada a su respectiva función MODBUS.

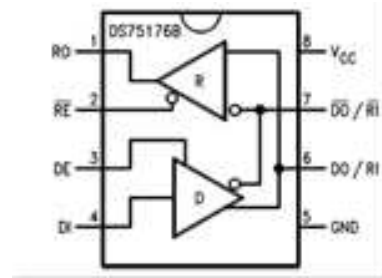


Figura 13: Diagrama lógico del circuito integrado DS75176B

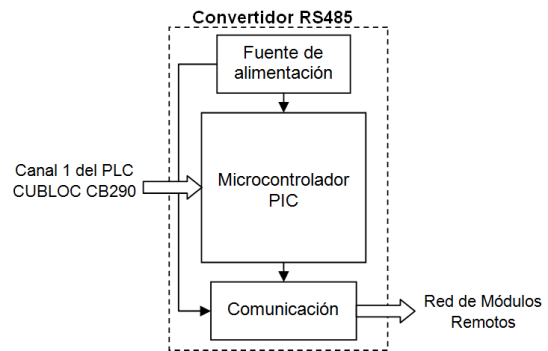


Figura 14: Diagrama de bloques para el convertidor para RS485

Para probar los módulos remotos y sus sensores, se desarrolló un Sistema de Control, Supervisión y de Adquisición de Datos, el cual, por sus siglas en inglés; es conocido como SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition). La Figura 17 presenta la interfaz gráfica realizada en el software LabView, la cual permite monitorear las variables temperatura (termocuplas y RTD), distancia y velocidad (encoder), y el estado de las entradas y salidas digitales.

Conclusiones

La resolución no es un valor estándar en los módulos CUBLOC. La resolución del módulo de termocuplas es determinada por el circuito integrado encargado de la compensación y digitalización y es de 12 bits. Mientras que en los módulos de RTD y en las entradas del convertidor de señales, la resolución es determinada por el microcontrolador implementado y es de 10 bits. La salidas del módulo convertidor de señales son de 12 bits ya que se utiliza un convertidor digital-análogo (DAC). El módulo que presenta mayor resolución es el módulo de encoder con 16 bits, y la razón se encuentra en la naturaleza precisa del sensor codificador óptico.

Los módulos se ajustan a un específico tipo de sensor. Los sensores de Termocuplas J o K son sensores activos. Mientras que el sensor de encoder incremental y el RTD son sensores pasivos. No obstante, todos estos módulos necesitan manipular las variables que miden

:	Dirección	Función	Dato	CRC	CR.LF
1	byte	2 bytes	3 – 8 bytes	2 bytes	2 bytes

Figura 15: Trama de mensaje MODBUS



Figura 16: Interfaz gráfica del software de asignación de dirección

con la finalidad de que puedan ser interpretadas por el microcontrolador. El módulo de entradas y salidas digitales es flexible en cuanto al amplio control de señales que pueden efectuar sus salidas. No obstante sus entradas están restringidas a los niveles de voltaje utilizados en la industria que es 24VDC. Pese a ello, la característica de entradas optoacopladas se constituye en una protección en funcionamiento y durabilidad del microprocesador del módulo.

El módulo convertidor de señales mantiene la propiedad híbrida de los módulos remotos: poseen dispositivos analógicos y digitales en su funcionamiento. La parte analógica está presente para manipular las señales de entrada y la parte digital se presenta en las conversiones a la salida del módulo.

El protocolo MODBUS a implementarse en los módulos se acoge a las facilidades que ofrece el PLC CUBLOC. No obstante, este protocolo se construye en el PLC mediante programación; lo que demuestra las libertades que brinda este autómata para la creación de nuevos protocolos de comunicación.

Para la reducción de costos de los módulos se podría reemplazar las LCDs y las borneras por unas de menor precio. De la misma manera, se podría realizar importaciones al por mayor para una producción considerable de los módulos, y de esta forma; conseguir mejores precios en el mercado. El PIC es un componente importante en los módulos y fue seleccionado por su capacidad de memoria, específicamente, para cada módulo. Es por esto que no es un componente reemplazable pero si accesible a menor precio en el extranjero

Agradecimientos

Un agradecimiento al Director del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Santiago Navarro PhD, por la aprobación brindada para la realización de este proyecto. Del mismo modo, se agradece al Ing. Nelson Herrera por las facilidades ofrecidas, específicamente; en la dotación de instrumentación.

Asimismo, es necesario agradecer al personal del Taller mecánico por la ayuda brindada en lo referente a

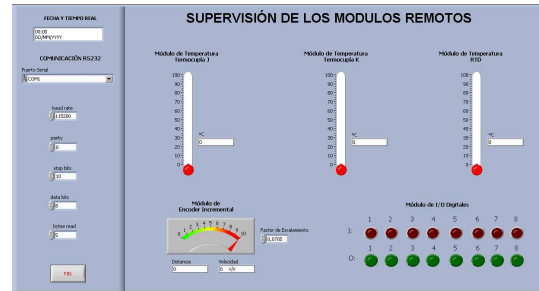


Figura 17: Panel frontal del software SCADA

la construcción de las aplicaciones de este proyecto. De igual manera, al Ing. Paulo Guerra por las ideas aportadas en la mejora de éstas.

De la misma manera, una gratitud imperecedera al profesor Omar Aguirre M.Sc.; así como también, a los profesores organizadores: René Játiva PhD y Lionel Trojman PhD, por la oportunidad brindada para la difusión y promoción de este proyecto a través las II Jornadas Estudiantiles de Ingeniería Eléctrica y Electrónica realizadas el 28 de abril del 2010.

Referencias

- [1] González de Durana, J. 2004. "Automatización de procesos industriales." *Universidad del País Vasco, Ingeniería de Sistemas y Automática*. <http://www.vc.ehu.es/campus/centros/peritos/deptos-p/depsi/jg/API.pdf>.
- [2] Stenerson, J. 2003. *Industrial Automation and Process Control*, volume 10, New Jersey: Pearson Education
- [3] Control Engineering. 1996. *Control Engineering UK*. <http://www.controlenguk.com/article.aspx?ArticleID=31000>.
- [4] Descubre. 2009. *Automatización de procesos*. <http://mecatronica.blogcindario.com/2009/07/00015-automatizacion-de-procesos.html>.
- [5] Reuters, T. 2009. <http://uk.reuters.com/article/idUKN0753479320090407?sp=true>
- [6] Diario Hoy. 2009. *Robotica quiere automatizar el Ecuador* <http://www.hoy.com.ec/noticias-ecuador/robotica-quiere-automatizar-al-ecuador-354550.html>
- [7] Rubio, A. 2003. *Diseño de circuitos y sistemas integrados*. Edicions UPC.
- [8] Fairchild Semiconductor. 2010. *LM7805*. <http://www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM7805.pdf>
- [9] 2010. Microchip Technology Inc. *Microchip PIC1687XA*
- [10] Maxim Integrated Products. 2010. "MAXIM INNOVATION DELIVERED." Datasheets MAXIM. <http://datasheets.maxim->
- [11] Lopez, E. 2005. *Ingeniería de microcontroladores. Protocolo SPI Teoría y Aplicaciones*. <http://www.i-micro.com/pdf/articulos/spi.pdf>
- [12] Pascual, J. 2003. *LCD. Como controlar una LCD* Scribd. <http://www.scribd.com/doc/19854963/LCD>

- [13] Doebelin, E. 2005. *Sistemas de Medición e Instrumentación Diseño y Aplicación*, McGraw-Hill Interamericana: Mexico.
- [14] Wikipedia 2009. *Efecto de carga*. Wikipedia la enciclopedia libre. http://es.wikipedia.org/wiki/Efecto_de_carga
- [15] Fairchild Semiconductor 2004. *LM358* <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/fairchild/LM358.pdf>
- [16] Unitek Systems. 2000. *Instrumentation & controls*. The Callendar- Van Dusen coefficients. <http://www.uniteksys.com/Graphics/CalVan.pdf>
- [17] Icenta Controls. 2004. *Icenta controls Ltd. Open Collector Output*. http://www.icenta.co.uk/pdfs/open_collector_output.pdf.
- [18] Orozco, A. 2008. *Optoacopladores*. Scribd. <http://www.scribd.com/doc/5516426/Optoacopladores>
- [19] Herrera B.; Tusa, E. 2009. *Práctica de contactores del curso de automatismos industriales IEE561*. Informe de Laboratorio. Quito: Universidad San Francisco de Quito.
- [20] Microchip Technology Inc. 2004. *MCP4921* <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21897B.pdf>
- [21] Texas Instruments. 2010. *Precision voltage-to-current converter/transmitter*. Texas Instruments.
- [22] Strauss, C. 2003. *Practical Electrical Network Automation and Communication Systems*. Oxford: Newness.
- [23] National Semiconductor. 2004. *Datasheet search site*. www.alldatasheet.com
- [24] Confile Technology Inc. 2007. *Cornfile technology*. CU-BLOC Download. www.cubloc.com

Aplicaciones de la tecnología RFID en la cadena de abastecimiento del calzado en el Ecuador

Daniel Merchán,* Santiago Torres, Ramón Burneo, Gonzalo Vásconez

*Colegio de Ciencias e Ingeniería - El Politécnico, Universidad San Francisco de Quito
Diego de Robles y Vía Interoceánica, Quito, Ecuador*

**Autor principal/Corresponding author, e-mail: dmerchan@usfq.edu.ec*

Editado por/Edited by: C. Zambrano, Ph.D.

Recibido/Received: 06/08/2010. Aceptado/Accepted: 01/29/2011.

Publicado en línea/Published on Web: 06/30/2011. Impreso/Printed: 06/30/2011.

Abstract

This paper presents the preliminary results of an undergoing study about the implementation of RFID technology in the shoe industry in Ecuador. As a starting point, descriptions about the benefits and limitation of RFID and the logistics scenario in Ecuador are provided. Then, the implications of adopting RFID along the entire shoe supply chain are discussed, including two governmental control agencies. Finally, some additional considerations such as implementation challenges and financial implications are discussed.

Keywords. RFID, logistics, supply chain, distribution system.

Resumen

Se presentan los resultados preliminares de un estudio, en fase de ejecución, que busca explorar el impacto de la implementación de tecnologías RFID en la industria el calzado en el Ecuador. Como punto de partida, se describen las generalidades, beneficios y limitaciones de la tecnología, así como el escenario logístico de la industria del calzado en el país. En base a ello, se discuten las implicaciones de la adopción de RFID para cada una de las etapas de la cadena de suministro del calzado, con la particularidad de que se consideran también a las entidades de control aduanero y tributario. Finalmente, se plantean algunas consideraciones adicionales para la implementación y se provee información financiera referencial.

Palabras Clave. RFID, logística, cadena de abastecimiento, sistema de distribución.

Introducción

Los recientes estudios de competitividad no favorecen al Ecuador. Reportes como el índice de Competitividad Global [1], Haciendo Negocios [2] o el índice de Desempeño Logístico [3] revelan severas deficiencias en la capacidad de ofrecer productos y servicios competitivos y de operar en el mercado local. Por ello, resulta imperativo consolidar iniciativas que promuevan el desarrollo de los sectores productivos desde varias aristas.

La Política Industrial 2008-2012 del Ecuador, busca la transformación del modelo productivo primario-extractivo a uno eficiente y con propuestas de valor agregado. Para lograrlo, establece una serie de estrategias entre las que destaca la reducción de costos de transacción para facilitar los procesos de producción, a través del mejoramiento en las cadenas de distribución y la modernización de la gestión pública vinculada al desempeño del

sector industrial. La Política claramente establece que el mejoramiento competitivo de la industria ecuatoriana es responsabilidad tanto del sector público así como del privado.

En el presente documento se resumen los resultados preliminares de un estudio que busca conocer el impacto de las nuevas tecnologías de información, en particular la identificación por radiofrecuencia RFID en una de las industrias emblemáticas del país, la de cuero y calzado. Y si bien no se tiene prevista una implementación de RFID en el corto plazo, las siguientes etapas de la investigación buscarán analizar a detalle la factibilidad de las aplicaciones aquí propuestas, así como la exploración de beneficios en otras industrias.

Está claro que este tipo de herramientas son puntuales para la reducción de costos transaccionales, el mejoramiento del desempeño operativo, y el acceso a información en tiempo real para la toma de decisiones; sin embargo, su implementación debe ser estratégicamente

ISSN 1390-5384



diseñada y ejecutada a fin de potenciar al máximo los beneficios de un sistema tecnológico cuyo costo es relativamente alto.

En el Ecuador existe aun cierto escepticismo frente a los potenciales usos de la tecnología RFID. Sin embargo, basta revisar las exitosas implementaciones ya ejecutadas alrededor del mundo para entender que RFID será una herramienta fundamental en materia de eficiencia operativa, y más vale empezar a explorar sus potenciales beneficios. Si bien la mayor parte de implementaciones de alto impacto se han hecho en países con sectores industriales mejor posicionados como Alemania y Corea [4], Latinoamérica no se queda atrás y las experiencias registradas en México y Colombia han generado resultados interesantes.

El artículo ha sido estructurado de la siguiente manera. En la sección Métodos se describen: el mecanismo de investigación utilizado, la tecnología RFID, el escenario logístico de la industria del calzado en el país y el impacto y penetración a la fecha de RFID en Ecuador; justificando también la selección de este sector industrial. En la segunda parte, Resultados y Discusión, se analizan las implicaciones para cada uno de los actores de la cadena de suministro del calzado con miras a una implementación de RFID, incluyendo a las instancias de control aduanero y tributario.

Metodología

El mecanismo de investigación para este proyecto se basó en entrevistas a distintos actores de la cadena de suministro del cuero y calzado en el Ecuador: proveedores de cuero e insumos; fabricantes de calzado a nivel de pequeñas, medianas y grandes empresas; vendedores minoristas; importadores y organizaciones gremiales. A continuación se describe el marco referencial base para la realización del proyecto.

RFID: descripción, ventajas y limitaciones

RFID es una tecnología de identificación de objetos inalámbrica. A través de señales de radio frecuencia, un dispositivo lector almacena o accede a información en una etiqueta electrónica. La cantidad de información que se puede almacenar y la posibilidad de leer-escribir en la etiqueta son dos de las principales ventajas de esta tecnología por sobre sus competidores.

La tecnología de identificación por radio frecuencia (RFID) tiene tres componentes principales: el dispositivo lector, la etiqueta (o tag) y el sistema tecnológico de soporte. La etiqueta consiste en un microchip de silicón con una antena incorporada, generalmente protegidos por una carcasa de vidrio o plástico. A través de la antena, el tag intercambia datos con el dispositivo lector mediante ondas de radio frecuencia, siempre y cuando la etiqueta se encuentre dentro de un rango de lectura específico. La información intercambiada se transfiere posteriormente al sistema tecnológico de soporte para

su interacción con los registros correspondientes en las bases de datos.

Son dos los principales tipos de tags: pasivos y activos. Los tags pasivos carecen de una fuente propia de energía y necesitan ser activados por la señal del dispositivo lector. Los tags activos, por su parte, cuentan con una batería incorporada que les permite emitir señales de respuesta más fuertes, mejorando así el desempeño del sistema al contar con rangos y efectividad de lectura mayores. Existe también una diferenciación entre etiquetas dependiendo del rango de lectura de diseño: baja (125-134 kHz), alta (13.56 MHz) y ultra (860-960 MHz). Mientras más alta la frecuencia, mayor es el rango de lectura y más rápida es la velocidad de comunicación; sin embargo, su costo también es mayor y su desempeño tiende a afectarse en ambientes húmedos.

Un aspecto primordial a decidir en esta tecnología es el nivel de granularidad al cual se desea llegar en cuanto al etiquetado, es decir, la unidad que llevará los tags. A medida que la cadena se aproxima al cliente final (distribuidores y minoristas) son mayores los beneficios de etiquetado a nivel de ítem; no obstante, hacia las etapas iniciales (productores), por razones de costo y naturaleza de los procesos, se puede optar por el etiquetado a nivel de contenedores, cajas, pallets, etc. Un aspecto primordial a decidir en esta tecnología es el nivel de granularidad al cual se desea llegar en cuanto al etiquetado, es decir, la unidad que llevará los tags. A medida que la cadena se aproxima al cliente final (distribuidores y minoristas) son mayores los beneficios de etiquetado a nivel de ítem; no obstante, hacia las etapas iniciales (productores), por razones de costo y naturaleza de los procesos, se puede optar por el etiquetado a nivel de contenedores, cajas, pallets, etc. Las ventajas de RFID por sobre otras tecnologías de identificación automática, especialmente códigos de barra, se resumen en tres:

- Capacidad de almacenamiento. Las etiquetas de RFID, incluso en comparación con los códigos de barra bidimensionales, permiten almacenar mayor cantidad de información. Esto implica que se puede acceder a una mayor cantidad de detalles sobre el objeto.
- Mayores eficiencias de operación. Debido a que una etiqueta de RFID, para su lectura, no debe alinearse con el dispositivo (como sucede con los códigos de barra), es posible ejecutar múltiples lecturas paralelas. Adicionalmente, las señales de radiofrecuencia se transmiten a través de ciertas superficies, lo que evita tener que remover empaques para identificar objetos.
- Lectura-escritura. Dependiendo del tipo de tag utilizado, es posible modificar su contenido utilizando el dispositivo lector. En otros términos, de cierto tipo de etiquetas se puede no solamente extraer información sino también modificarla [5].

Los sistemas de RFID presentan algunas limitaciones técnicas que impiden su adecuado desempeño. Es importante anotar que, para aplicaciones industriales, se trata de una tecnología aún en desarrollo y existen todavía dificultades técnicas por superar: errores en la lectura de datos por posibles interferencias en el campo electromagnético, errores debido a bloqueo por materiales como agua o metales alrededor del tag, lecturas inexactas por falta de confiabilidad en los lectores, entre otros. A estos limitantes se deben sumar el elevado costo de implementación y la falta de estándares tecnológicos de reconocimiento mundial. Afortunadamente, para minimizar los impactos antes descritos se están ejecutando extensos proyectos de investigación y desarrollo, como, por ejemplo, las iniciativas del consorcio AutoID Lab y sus seis centros de investigación a nivel mundial.

Escenario logístico en la industria del calzado en el Ecuador

La versión 2010 del índice de Desempeño Logístico [3], indicador elaborado por el Banco Mundial para evaluar la calidad de servicios e infraestructura logística de cada país, ubica al Ecuador en un preocupante septuagésimo primer lugar entre 130 naciones. Según el estudio, la implementación de un sistema eficiente de gestión aduanera en paralelo con el desarrollo de una adecuada infraestructura de puertos, aeropuertos y carreteras, son prioritarios para el país [3].

Sin embargo, el mejoramiento en materia logística trasciende el ámbito de la política pública y debe también ser considerado a nivel interno, en cada organización. Se ha podido apreciar que la gran mayoría de desafíos logísticos del sector de cuero y calzado, responden a un manejo logístico mayoritariamente empírico y carente de profesionales formados en la materia. De los desafíos identificados sobresalen los siguientes: niveles de inventarios excesivos, transporte ineficiente y sistemas tecnológicos de manejo e intercambio de información (como códigos de barra) subutilizados. No cabe la menor duda que la mejora logística de cada organización depende en gran medida de la aplicación de conocimientos y herramientas especializadas en conjunto con el aprovechamiento de las tecnologías de intercambio de información disponibles como códigos de barra y RFID.

RFID en Ecuador

El uso de RFID ha ganado aceptación por los beneficios de su aplicación en la cadena de abastecimiento, entre ellos: el seguimiento acertado de los activos (trazabilidad), reducción de costos operativos, monitoreo de indicadores, visibilidad de productos, prevención de pérdidas, y toma de decisiones basadas en información en tiempo real.

Sin embargo, el uso de RFID en el Ecuador a la fecha se ha limitado a aplicaciones puntuales en seguridad de activos, especialmente en tiendas de ropa y bibliotecas. Recién para mediados del 2010, estaba planificada la ejecución del primer proyecto piloto a gran escala de esta tecnología: una de las principales cadenas de venta de

alimentos al por menor buscaba explorar el impacto del uso de RFID en el manejo de sus bodegas, incluyendo en tal proyecto a un grupo de proveedores estratégicos. Lamentablemente, se conoce que este proyecto ha sido postergado por consideraciones financieras.

En el sector de cuero y calzado, los resultados de los proyectos piloto que se han llevado a cabo en otros países de Latinoamérica sugieren que la aplicación de RFID en la industria es factible, siempre y cuando su implementación se diseñe y ejecute adecuadamente.

En un principio, debido al elevado costo de la tecnología, no todas las empresas del sector de cuero y calzado en el país tendrían la capacidad financiera para una inversión de tal naturaleza. Sin embargo, a medida que RFID alcance su etapa de madurez, y los costos se reduzcan, se deberían pensar en una implementación a mayor escala, dados los potenciales beneficios que serán descritos a continuación y que trascienden del mejoramiento operativo a mecanismos de control de evasión de impuestos y contrabando.

La industria del calzado en el Ecuador

La industria del calzado en el Ecuador es considerada como un sector estratégico de acuerdo a la Política Industrial así como una de las 12 apuestas productivas del actual gobierno. Esto debido a, entre otros aspectos, los importantes niveles de consumo en el país: se estima que en Ecuador, durante el año en 2010, se consumieron 50 millones de pares, a un promedio de USD \$ 18 por par, es una industria en la cual se manejan más de USD \$ 900 millones anualmente. La cifra estimada de consumo per cápita de calzado es de 2.7 pares por año [6].

Resultados y Discusión

Implicaciones de la aplicación de RFID en la industria del calzado en el Ecuador

El uso de tecnologías, en este caso RFID, para el mejoramiento de procesos operacionales debería no ser de interés únicamente para las empresas involucradas, sino también para instituciones del Estado relacionadas con el sector productivo. Instituciones como la Corporación Aduanera Nacional o el Servicio de Rentas Internas, podrían implementar esta tecnología como herramienta de control para reducir los niveles de contrabando y evasión tributaria.

Se describen a continuación las implicaciones que tendría la implementación de RFID en cada uno de los actores de la industria del cuero y calzado y las entidades de control relacionadas.

Implicaciones para los importadores y minoristas

Tanto importadores como minoristas serían quienes perciban un mayor impacto en la forma de realizar sus operaciones, pues si bien la implementación de RFID significaría una etapa de modernización para ellos, se estaría modificando significativamente la manera en que han

País de origen	Porcentaje
China	38.42
Panamá	18.69
Colombia	14.08
Zona Franca de Ecuador	7.94
Hong Kong	5.80
Otros	5.64
Brasil	4.66
Chile	2.43
Estados Unidos	2.34

Tabla 1: Porcentaje de importación de calzado por país [7].

venido realizando sus procesos, por ello en esta etapa el nivel de capacitación y planificación debe ser riguroso a fin de asegurar éxito de una iniciativa de este tipo.

Los beneficios sin duda son amplios: mayor control en sus inventarios, agilización de las operaciones de arribo y despacho de mercadería, reducción en los tiempos de atención al cliente en el caso de minoristas entre otros. Los desafíos también son muy grandes debido a que existen empresas, especialmente a nivel de PYMES, que de darse una implementación de esta naturaleza en la industria pasarían de no manejar ningún sistema de información a RFID, sin haber utilizado los códigos de barras como experiencia previa.

Implicaciones para los productores de calzado importado en los respectivos países de origen

La mayor parte del calzado que se consume en el Ecuador proviene de importaciones, por ello, frente a una potencial implementación de RFID, es necesario considerar la capacidad de los productores en los países de origen para involucrarse en el proceso. En la Tabla 1 se resumen los porcentajes de importación de calzado por país. El reto en esta etapa es lograr que las empresas manufactureras de calzado en los países de fabricación coloquen los tags de RFID en los niveles de etiquetado que se establezcan. Evidentemente, esto implica un aumento en los costos de producción, y serán necesarios mecanismos de incentivo. Las industrias de los países con mayores volúmenes de exportación de calzado hacia el Ecuador cuentan con la suficiente tecnología para involucrarse en un proyecto RFID.

Implicaciones para el productor nacional

En el momento en que las tiendas minoristas conozcan y experimenten los beneficios que la tecnología de RFID brinda, los productores nacionales de calzado, especialmente aquellos que sean proveedores de grandes empresas de venta al por menor, tendrán mayor motivación para adoptar esta tecnología en sus procesos, a fin de no perder competitividad frente a productores internacionales, que ya estarían en capacidad de hacerlo.

El reto es sin duda la elevada inversión en infraestructura tecnológica. Por ello, las iniciativas de cooperación entre empresas productoras y empresas vendedoras, son convenientes, pues permiten paralelamente dividir costos, así como compartir y potenciar beneficios.

En este sentido, si se considera que el grueso de la industria nacional está compuesto por pequeñas y medianas empresas, las mismas que por los limitados recursos disponibles, no siempre consideran a la innovación tecnológica como una opción estratégica. Además, al no existir, a la fecha, un productor de dispositivos RFID en el país, sino únicamente importadores, el contexto económico toma mayor relevancia. En este sentido, si se considera que el grueso de la industria nacional está compuesto por pequeñas y medianas empresas, las mismas que por los limitados recursos disponibles, no siempre consideran a la innovación tecnológica como una opción estratégica. Además, al no existir, a la fecha, un productor de dispositivos RFID en el país, sino únicamente importadores, el contexto económico toma mayor relevancia.

Como se mencionó antes, el sistema RFID se compone de etiquetas o tags (activos/pasivos), lectores y antenas. El costo de las tags pasivos varía entre USD \$ 0.10 y \$ 0.15, mientras que el costo de los tags activos podría llegar incluso a los USD \$ 2. Los precios aumentan, según se incrementa la frecuencia de emisión. El costo de un lector para este sistema oscila entre USD \$ 500 y \$ 5000 dólares, donde los más costosos permiten mayores opciones de almacenamiento y procesamiento de datos, mientras que los más económicos tienen una potencia computacional limitada. Estos lectores necesitan antenas, las mismas que podrían costar alrededor de USD \$ 1000 cada una. Finalmente, el costo de software, instalación y prueba del sistema varía según la magnitud de la aplicación. A modo de referencia, una implementación básica enfocada principalmente en el manejo de inventario en una empresa pequeña, podría llegar a un costo aproximado de USD \$ 25.000.

Implicaciones para el transporte en la cadena de abastecimiento

Otros actores que se verían beneficiados por el uso de esta tecnología serían las empresas intermediarias de transporte, tanto al interior como al exterior del país. Las bondades de estos sistemas para el transporte redundan en un conocimiento oportuno y real de los movimientos de la carga, lo cual genera un valor agregado en lo que respecta a seguridad y visibilidad. Dependiendo de cuanto se extienda el uso de la tecnología los beneficios pueden ser mayores. Como referente se tiene un proyecto en el operador logístico colombiano Almacenar-Alma gran [8].

Implicaciones para los servicios aduaneros

Las instancias de control aduanero deberían ser uno de los actores que promueva la aplicación de tecnologías de RFID pues esto además de modernizar sus operaciones, las haría más eficientes y facilitaría el control de los procedimientos ilícitos de ingreso de mercadería. Para ello, evidentemente se requiere de una considerable inversión en infraestructura tecnológica acompañada de un rediseño de sus procedimientos operativos.

Se han realizado ya implementaciones de esta tecnología en procedimientos aduaneros. Aunque en la mayoría de casos todavía se encuentran en etapa de desarrollo, los resultados han sido positivos. En el aeropuerto Suvarnabhumi, en Bangkok, se construyó con una zona de 650.000 metros cuadrados que gestiona sus terminales de carga y almacenamiento por medio de esta tecnología [9].

En lo que respecta al manejo de contenedores entre las aduanas de diferentes países, el Ecuador podría emular programas piloto de modernización de puertos, como los ya ejecutados por EPCglobal [10].

Implicaciones para los servicios de control tributario

Las agencias de control tributario, el Servicio de Rentas Internas en el caso del Ecuador, podrían beneficiarse de la implementación de la tecnología de RFID en la cadena de abastecimiento del calzado en el Ecuador a través de la calidad de información que se generaría, puesto que se podría conocer exactamente qué importador y qué minoristas vendieron una mercadería específica registrada en la aduana. Esta capacidad de rastreo genera información valiosa que podría ser empleada para elevar los niveles de recaudación tributaria y controlar el contrabando de mercaderías.

Sistema integrado de información

El desarrollo de un sistema integrado que permita intercambiar información, en tiempo real, es fundamental para el éxito de un proyecto de RFID a lo largo de una cadena de suministro. El desarrollo de un sistema integrado que permita intercambiar información, en tiempo real, es fundamental para el éxito de un proyecto de RFID a lo largo de una cadena de suministro.

Tradicionalmente, los sistemas que han logrado interconectar a más de una de las etapas de las cadenas de abastecimiento, por ejemplo, proveedores con minoristas, no suelen considerar a las instancias de control. La propuesta de este estudio busca integrar a estas instituciones. Esto implica que la información transaccional que se genere entre distintas etapas de la cadena de suministro, sea también compartida, en la medida necesaria, a las entidades de control. Con ello, se mejoraría la visibilidad y trazabilidad de productos en la cadena de suministro, y paralelamente se generaría información que permita controlar la evasión tributaria y el contrabando.

No obstante, esta propuesta es altamente compleja. La experiencia en aplicaciones de sistemas integrados sugiere que mientras mayor el número de instancias a integrar, mayores los problemas de compatibilidad tecnológica. Resulta difícil lograr interconectar sistemas y bases de datos que no necesariamente fueron diseñados para tal propósito. Por ello, será necesario realizar estudios costo/beneficio del alcance de la integración a cada una de las instancias que se han considerado.

Referencias

- [1] Schwab, K. 2010. "The Global Competitiveness Report 2010-2011". *World Economic Forum: Geneva*.
- [2] "Doing Business 2010". <http://www.doingbusiness.org/reports/doing-business/doing-business-2011>. Fecha de consulta: 6 Abril 2010. *The World Bank Group*.
- [3] Arvis, J., Mustra, M., Ojala, L., Shepherd, B., and Slavsky, D. 2010. "Connecting to Compete 2010, Trade Logistics in the Global Economy: The Logistics Performance Index". *The World Bank: Washington*.
- [4] Swedberg, C. "La compañía textil coreana The Basic House consigue una completa visibilidad a través de la cadena de suministro". <http://www.rfid-magazine.com/noticias/detalle.php?id=1696>. Fecha de consulta: Enero 2010. *RFID Magazine*.
- [5] Gaukler, G. and Seifert, R. 2007. "Applications of RFID in Supply Chains", en "Trends in Supply Chain Design and Management: Technologies and Methodologies". Jung, H., Chen, F., and Jeong, B. (Eds). *Springer-Verlag London Ltd*.
- [6] "Ecuador produce 28 millones de pares de zapatos al año". http://www.ecuadorinmediato.com/Noticias/news-user_view/ecuador_produce_28_millones_de_pares_de_zapatos_al_ano-132341. Fecha de consulta: Septiembre de 2010. *Ecuador Inmediato*.
- [7] "Estadísticas de Comercio Exterior". http://www.portal.bce.fin.ec/vto_bueno/ComercioExterior.jsp. Fecha de consulta: Diciembre 2009. *Banco Central Ecuador*.
- [8] "El avance de proyectos impulsa el desarrollo e implementación de la RFID EPC en Colombia". http://www.rfid-magazine.com/_images/3408/08012010_GS1_Colombia.pdf. Fecha de consulta: Enero 2010. *RFID Magazine*.
- [9] "El nuevo aeropuerto internacional de Bangkok elige la tecnología RFID de Intermec para gestionar sus operaciones de carga". <http://www.economista.es/empresas-finanzas/noticias/234142/06/07/El-nuevo-aeropuerto-internacional-de-Bangkok-elige-la-tecnologia-RFID-de-Intermec-para-gestionar-sus-operaciones-de-carga.html>. Fecha de consulta: Noviembre 2009. *El Economista*.
- [10] "EPCglobal revela los detalles del proyecto de envío de Tokio a Ámsterdam". <http://www.rfidjournal.com/article/print/4951>. Fecha de consulta: Diciembre 2009. *RFID Journal*.

Automatización de la estación neumática PN-2800 mediante la plataforma CompactLogix de Allen Bradley

Paúl Ayala¹, Rodolfo Gordillo¹, Edison Calvache², Gregorio López^{2*}

¹Departamento de Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica del Ejército
Av. El Progreso S/N, Campus Politécnico, Sangolquí, Ecuador

²PETGAS Negocios con Terceros Ecuador, Departamento de Instrumentación y Control
Calle Pontevedra N24-76 y Barcelona Esq. Sector la Floresta. Quito, Ecuador.
E-mail: g.lopez@petgasecuador.com

Editado por/Edited by: R. Játiva, M.Sc.

Recibido/Received: 08/19/2010. Aceptado/Accepted: 03/03/2011.

Publicado en línea/Published on Web: 06/30/2011. Impreso/Printed: 06/30/2011.

Abstract

This paper describes the automation of the air station PN-2800 by the Allen Bradley CompactLogix platform; it is an integral part of the Laboratory Industrial Control, Department of Electrical and Electronics of the Polytechnic School Army (ESPE), called C.I.M.2000. AIR station PN-2800, meets with the primary role of providing raw material in order to implementation of various CIM2000 processes within, for which it maintains a fully autonomous in relation to the implementation of the steps needed for release of raw materials requested. Updating AIR station PN-2800, supports maintaining operation's multiple modes, with an HMI that allows the user to understand and manage the control at station providing easy and convenient way to understanding this way, development and functionality of industrial processes found in many businesses.

For this project was made migration MODICON platform, with 984 PLC COMPACT A130, to the platform with the PLC COMPACTLOGIX 1768 - L43A of ALLEN BRADLEY, and there was a wide optimization of the air station, directly related to time optimization, flexibility in the processes are carried out as mixed orders of raw materials, as well as reduced wiring. Through a single network cable and using the Ethernet network infrastructure, the transfer was made information and communication with other stations and CIM Lab especially with the Central Station, thus improving the wiring used before with PLC 984 COMPACT A130 on the platform MODBUS.

Keywords. Air Station PN-2800, Allen Bradley CompactLogix platform, Laboratory Industrial Control, C.I.M.2000

Resumen

El presente artículo describe la automatización de la estación neumática PN-2800 mediante la plataforma Compactlogix de Allen Bradley, misma que es parte integral del Laboratorio de Control Industrial del Departamento de Eléctrica y Electrónica de la Escuela Politécnica del Ejército(ESPE), denominado C.I.M.2000. La estación NEUMÁTICA PN-2800, cumple con la función primordial de proporcionar la materia prima para la ejecución de los diversos procesos dentro del C.I.M.2000, para lo cual mantiene un sistema completamente autónomo, en relación a la ejecución de los pasos necesarios para el despacho de la materia prima solicitada. La actualización de la estación NEUMÁTICA PN-2800, admite mantener varios modos de operación, con una HMI que permite al usuario entender y manejar el control de la estación de una manera fácil y adecuada aportando de esta manera al entendimiento, desarrollo y funcionalidad de los procesos industriales encontrados en muchas empresas.

Para éste proyecto se efectuó la migración de la plataforma MODICON, con el PLC 984 COMPACT A130, a la plataforma COMPACTLOGIX con el PLC 1768- L43A de ALLEN BRADLEY; y se observó una amplia optimización de la estación neumática, directamente relacionada con tiempos de optimización, flexibilidad en los procesos realizados como son pedidos mixtos de materia prima, así como también la reducción de cableado. A través de un único Cable de red y aprovechando la infraestructura de red Ethernet, se hizo la transferencia de información y comunicación con las otras estaciones del Laboratorio CIM y en especial con la estación Central, logrando así mejorar el cableado utilizado anteriormente con el PLC 984 COMPACT A130 en la plataforma MODBUS.

Palabras Clave. Estación Neumática PN-2800, Plataforma CompactLogix de Allen Bradley, Laboratorio de Control Industrial, C.I.M.2000

Introducción

El sistema de Manufactura Asistido por Computadora, (Computer Integrated Manufacturing-C.I.M.), se introdujo, como término, a inicios de los años 70, en donde se comenzó a hablar de la integración de computadoras para realizar procesos industriales. Con el transcurso de los años y el avance de la tecnología, hoy en día se cuenta con computadoras muy poderosas y eficientes, las cuales permiten realizar procesos cada vez más complejos y por lo tanto productos de mayor calidad. Es por ello que dentro del entorno económico e industrial de la última década se ha reconocido el efecto de internacionalización de las actividades empresariales, la evolución tecnológica y de ideas asociadas a la implantación y fomento de tecnología en las empresas. El Departamento de Eléctrica y Electrónica de la Escuela Politécnica del Ejército (ESPE), en el área de Automatización y Control, dispone del laboratorio C.I.M. 2000, el cual fue instalado en el año 1995 y está conformado por un grupo de estaciones, que mantienen una labor determinada. En este laboratorio se emulan los procesos de Manufactura Integrada por Computadora, utilizados en la mayoría de las Empresas y Fábricas de todo el Mundo. Una de las estaciones que conforman al laboratorio C.I.M.-2000, es la estación NEUMÁTICA PN-2800, la cual despacha la materia prima a ser utilizada en los diferentes procesos industriales, mediante métodos y configuraciones computacionales concretos. La recolección de datos en tiempo real en los diferentes procesos industriales, es el reto que mantiene toda empresa en la actualidad. Es por ello que debido a la adquisición de equipos electrónicos ALLEN BRADLEY con tecnología de última generación, por parte del Departamento de Eléctrica y Electrónica, se ha visto la necesidad de mejorar el sistema de comunicaciones ya existente en el C.I.M. - 2000, mediante la migración de la plataforma MODBUS de MODICON a la plataforma ETHERNET/IP de ALLEN BRADLEY, ya que estos equipos permiten realizar de forma más fácil y flexible el manejo de los diferentes procesos que se realizan en las estaciones inmersas en el laboratorio, de forma especial en la estación NEUMÁTICA PN-2800. En relación a las fallas ocasionadas por el deterioro de dispositivos electrónicos en las estaciones del C.I.M 2000, el manejo de las señales de las diferentes estaciones se hace más complejo, en la plataforma hoy utilizada, por lo cual se hace imprescindible realizar una actualización de las estaciones hacia la plataforma de comunicación ETHERNET/IP que utilizan los equipos COMPACTLOGIX, pues ésta cuenta con un sistema de mensajería más eficiente, consiguiendo un sistema menos rígido y orientado con nuevas tecnologías existentes en la industria. De esta manera el C.I.M. 2000 podrá emular de una forma más real los procesos encontrados en la industria y el manejo de fallas será más fácil de detectar al mantener una correcta supervisión de todos los procesos inmersos, permitiendo que los estudiantes del Departamento se enfrenten bajo una perspectiva teórico-práctica a una nueva tecnología de



Figura 1: Pirámide de Automatización Industrial

comunicación para el control de procesos industriales y desarrollen capacidades útiles para mejorar sistemas diversos durante su vida profesional. En la industria actual se realiza el intercambio de información entre dispositivos, considerando muchos factores, entre ellos comunicación en tiempo real, redundancia, accesibilidad desde diferentes puntos, etc, todos estos factores han sido importantes para la elección de una nueva plataforma de comunicaciones para el laboratorio C.I.M.2000 y la estación NEUMÁTICA PN-2800.

Metodología

Descripción general de la estación Neumática PN-2800

La estación NEUMÁTICA PN-2800, cumple con la función primordial de proporcionar la materia prima para la ejecución de los diversos procesos dentro del C.I.M.-2000, para lo cual mantiene un sistema completamente autónomo, en relación a la ejecución de los pasos necesarios para el despacho de la materia prima solicitada. La autonomía de la estación radica en la robustez del sistema de control implementado, mismo que cumple con la estructura primordial y básica de la pirámide de automatización, como se muestra en la Fig. 1.

El proceso como tal dentro de la estación Neumática PN-2800, permite realizar un conjunto de pasos o acciones dirigidas a la entrega de la materia prima solicitada en el proceso a ser ejecutado.

Control de procesos / Nivel Operacional

La estación PN-2800 se embarca dentro del nivel operacional en la pirámide de automatización, ya que en la Fig. 1 la estación Neumática basa su funcionamiento en la adquisición de datos con autonomía local, a través de sensores, actuadores y su correspondientes Controladores de Automatización Programables (PAC). La estación Neumática PN-2800 Fig. 2 está constituida por las siguientes partes principales:

Bandeja de almacenamiento / despacho de prismas

Esta bandeja es mejor conocida como alimentador deslizante y está equipada con un sensor de presencia, que en este caso es un fin de carrera normalmente abierto,

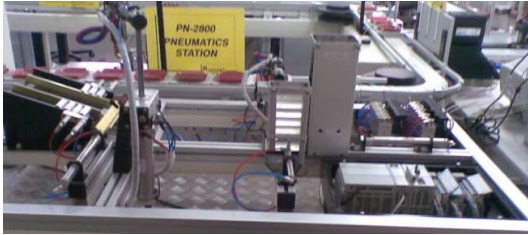


Figura 2: Estación PN-2800

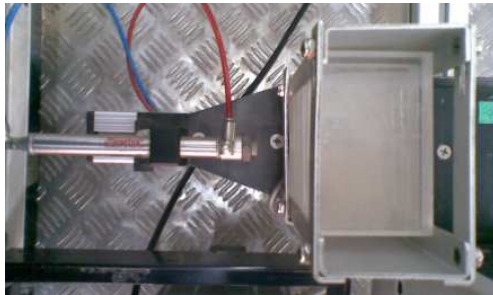


Figura 3: Almacén de prismas ST-01

mismo que envía una señal de 24 Vdc si está lleno y 0Vdc cuando ya no existen prismas, a más de ello ésta bandeja de almacenamiento cuenta con un pistón horizontal, que es el encargado de localizar el prisma en su paleta correspondiente, tal como podemos verlo en la Fig. 3.

Bandeja de almacenamiento y despacho de paletas

Este alimentador deslizante es el encargado de proporcionar al sistema de las paletas correspondientes, consta a su vez de un sensor inductivo, con la finalidad de detectar la presencia de las paletas y un pistón horizontal de doble acción, mismo que a ubica las paletas en el sistema. Como extensión a esta bandeja existe una plataforma de alimentación, la cual actuará como un buffer e informará que hay materia prima para ser despachada, dependiendo del pedido recibido, tal como podemos ver en la Fig. 4.

Plataforma o buffer de alimentación

Es la encargada de la recepción progresiva de la materia prima correspondiente, y su despacho al proceso integrado del C.I.M.-2000.

Bandeja de alimentación de cilindros o alimentador de pendiente

Es una bandeja inclinada que provee al proceso de dos tipos de cilindros. Esta bandeja está compuesta por dos rampas, cada una de las rampas está dedicada a proveer un tipo de cilindro, para lo cual está equipada de un par de pistones por rampa, con la finalidad de proveer al proceso de un cilindro a la vez. A más de ello cada rampa tiene un sensor inductivo para asegurar la presencia de los cilindros respectivos, tal como podemos verlo en la Fig. 5.



Figura 4: Almacén de paletas ST-02



Figura 5: Almacén de cilindros LS-01/02

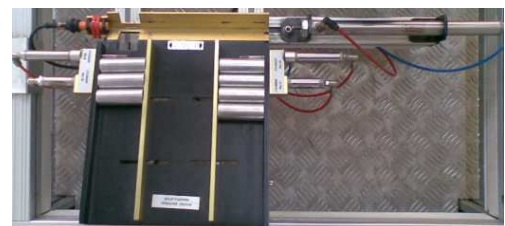


Figura 6: Plataforma receptora LS-03

Plataforma receptora de cilindros

Es un receptor horizontal en forma de V, mismo que consta de un pistón de doble acción que es el encargado de empujar o colocar el cilindro en el lugar asignado para que el manipulador lo coloque en la bandeja de traslado. Para efectuar esta operación existe un sensor inductivo al final de la plataforma receptora que asegura la presencia de un cilindro y así da la señal de activación al manipulador correspondiente (Fig. 6).



Figura 7: Manipulador de cilindros MC-01

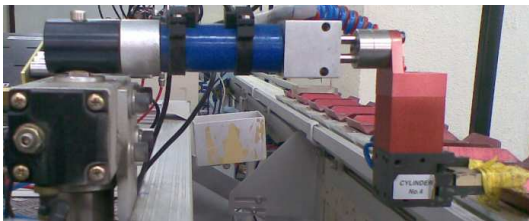


Figura 8: Manipulador de despacho MD-01

Manipulador de cilindros

Está compuesto específicamente por un cilindro Axial de doble acción, un cilindro de Eje Giratorio y un Gripper Neumático. Los cilindros del manipulador cuentan con sensores inductivos tipo switch magnético de 2 hilos de posición de vástago, los cuales censan la carrera del vástago durante la ejecución de un proceso, lo que permite emitir una señal de 24 Vdc al PAC, para que este envíe una señal de activación de 24 Vdc a las electroválvulas y así lograr una correcta distribución en la alimentación de aire en el cilindro de doble acción y de eje giratorio, logrando así una secuencia ordenada de eventos, tal como podemos ver en la Fig. 7.

Manipulador de despacho

Está compuesto específicamente por un cilindro Axial de doble acción, un cilindro de Eje Giratorio y un Gripper Neumático. Los cilindros del manipulador cuentan con sensores inductivos tipo switch magnético de 2 hilos de posición de vástago, los cuales censan la carrera del vástago durante la ejecución de un proceso, lo que permite emitir una señal de 24 Vdc al PAC, para que éste envíe una señal de activación de 24 Vdc a las electroválvulas y así lograr una correcta distribución en la alimentación de aire en el cilindro de doble acción y de eje giratorio, logrando así una secuencia ordenada de eventos. Este manipulador es el encargado del despacho de la materia prima hacia el proceso general, por lo que para la activación del mismo se necesita cumplir eventos determinados, tal como podemos ver en la Fig. 8.

Electroválvulas

Son las encargadas del accionamiento de los diferentes pistones y manipuladores de la estación, según la lógica de control establecida, como se ve en la Fig. 9.



Figura 9: Electroválvulas



Figura 10: Gabinete eléctrico

Gabinete eléctrico

La alimentación de toda la estación llega a este gabinete que dispondrá de la energía necesaria por todos los elementos utilizados dentro de la estación de neumática PN-2800. Este armario cuenta con los elementos indispensables para la distribución de energía eléctrica a todo el sistema, así como también de las debidas protecciones del caso, como son contactores por cada línea de alimentación, un fusible en una de las líneas de alimentación, diodos en las borneras, tal como podemos ver en la Fig. 10.

PAC's

La estación neumática PN-2800 utilizará en CompactLogix 5000 de Allen Bradley y será el encargado de manejar la lógica de control de la estación PN-2800.

Plataforma CompactLogix de Allen Bradley

La plataforma CompactLogix de Allen Bradley, presenta una gran variedad de soluciones de control a nivel

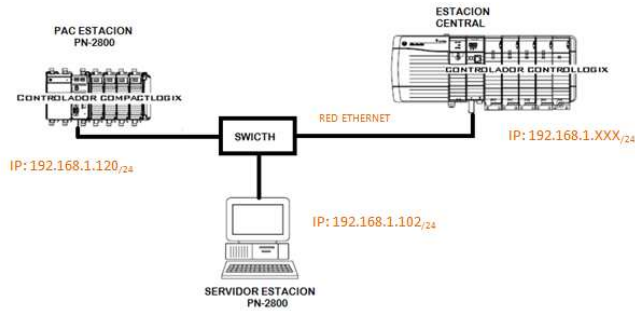


Figura 11: Topología de la red Ethernet

de máquina haciendo uso de módulos I/O, recolección y transmisión de datos a través de sus módulos de comunicaciones, movimiento y requerimientos de red, es la razón de haber sido escogida para conformar parte integral de la estación neumática PN-2800. La estación Neumática PN-2800 integrará los PAC's logix de la familia 5000, ya que comparten una plataforma que funciona de forma general de la siguiente manera:

- Alta velocidad de operación para instrucciones lógicas, algebraicas.
- Maneja palabras de 32 bits.
- Realizan aplicaciones de control Secuencial, Control de movimiento, Control de procesos, etc.
- La memoria del controlador combina información, lógica y direccionamiento de bases de datos.

Estas ventajas permiten que la estación PN-2800 pueda mejorar el proceso que lleva a cabo, como es el despacho de materia prima al sistema central, con una mayor flexibilidad y en menor tiempo de ejecución por cada tarea. Los modos de programación de la familia Logix son los siguientes:

- Programación en modo Ladder (escalera).
- Programación en lenguaje estructurado.
- Programación por bloques.

Estos modos de programación, dentro de los procesos realizados por la estación Neumática PN-2800 permiten manejar de mejor manera las variables a ser utilizadas, nos permiten una mayor flexibilidad en la lógica de programación ya que podemos combinar todos los modos de programación en un mismo programa, rutina o subrutina, para ello cada modo de programación tiene sus instrucciones específicas.

Modelo de comunicación

La plataforma logix maneja un modelo de comunicaciones en base a mensajes, es decir, mediante mensajes se transmiten toda la información necesaria para una acción, donde cada nodo utiliza la misma según sus necesidades. Los mensajes son del tipo no determinístico, y permiten realizar tareas de comunicación entre controladores, entre servidor/controlador, permitiendo de esta manera la actualización, descarga de los programas alojados en la memoria del controlador. Los modos de comunicación y transferencia de variables de la familia Logix 5000 son los siguientes:

- **Productor/Consumidor:** Semejante al modo Maestro/Esclavo de Modbus, con la diferencia que en este modo, el productor genera la información necesaria y mediante broadcast la pone sobre la red y el consumidor que la necesite la utiliza, sin opción de modificarla.
- **Mensajería:** Se genera mediante un unicast entre controladores.

El software utilizado para las tareas de control es el RS-Logix 5000, que es el encargado de la configuración del PAC a utilizar, mediante este software se realiza la programación de la lógica a utilizar en el proceso dentro de la estación PN-2800; y el Factory Talk View que nos servirá como IHM (Interfaz Humano Máquina) de las tareas de control a realizar, permitiendo así alcanzar el nivel de supervisión dentro de la pirámide de control con todas las características de este nivel, como son alarmas, presentación de informes, históricos, eventos, seguridad, etc. La plataforma Compact Logix de Allen Bradley nos permite llevar a cabo la comunicación con una amplia capacidad de memoria, alta tasa de transferencia de datos, logrando así verificar que la migración de plataformas traerá una mayor flexibilidad a la estación PN-2800 y por ende al C.I.M.2000. La topología de red del C.I.M.2000 debido a la migración de plataformas se verifica en la figura 1.11. la cual nos muestra la interacción del estación PN-2800 con la estación Central, montada sobre la red Ethernet/IP.

Características de la plataforma CompactLogix

Las características principales de la plataforma CompactLogix son las siguientes:

- Es una plataforma modular y autónoma.
- Permite realizar varios procesos a la vez.
- Se instala en espacios reducidos, debido a su orientación hacia aplicaciones autónomas.
- Puede crecer horizontalmente como verticalmente, hasta 16 módulos I/O.

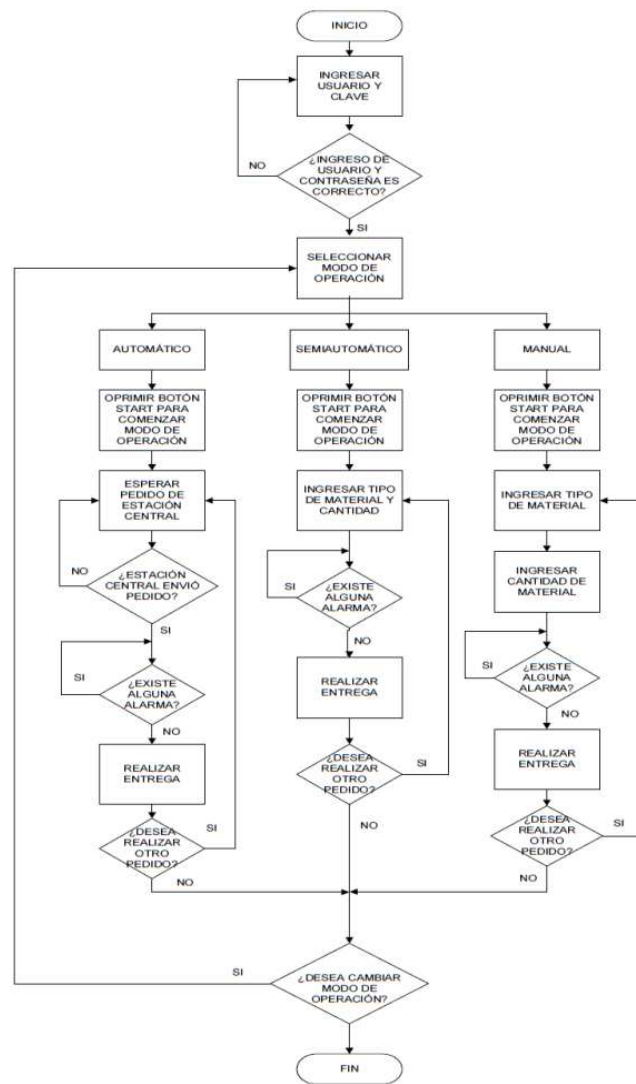


Figura 12: Diagrama de flujo del programa principal

- Manejo de hasta 16 tareas, de las cuales una de ellas es la conocida como tarea continua.
- Cada tarea puede contener hasta 32 programas, cada uno con sus propias rutinas y variables internas.
- Manejo de eventos a través de instrucciones.
- Memoria del controlador 1768-L43: 2Mbytes.
- Tipo de memoria No volátil: CompactFlash.
- Puerto de comunicación integrado: RS-232.
- Tipo de Comunicación serial: ASCII, DF1 (full / halfduplex), DF1 radio modem DH-485 Y MOD-BUS.
- Tipos de comunicación opcional: Ethernet, ControlNet, DeviceNet, mediante módulos de comunicaciones o scanner.

Elementos funcionales y actuadores neumáticos de la estación neumática PN-2800

Los elementos neumáticos de la estación PN-2800 se resumen en la Tabla 1.

Elemento	Cantidad	Observaciones
Actuador Neumático	9	Pistones
Manipulador Neumático	2	
Gripper Neumático	2	
Válvulas 4/2	13	
Válvulas 3/2	2	
Sensores magnéticos	16	
Regulador de presión	1	0-10 bares
Presóstato de seguridad	1	

Tabla 1: Elementos de la estación neumática PN-2800

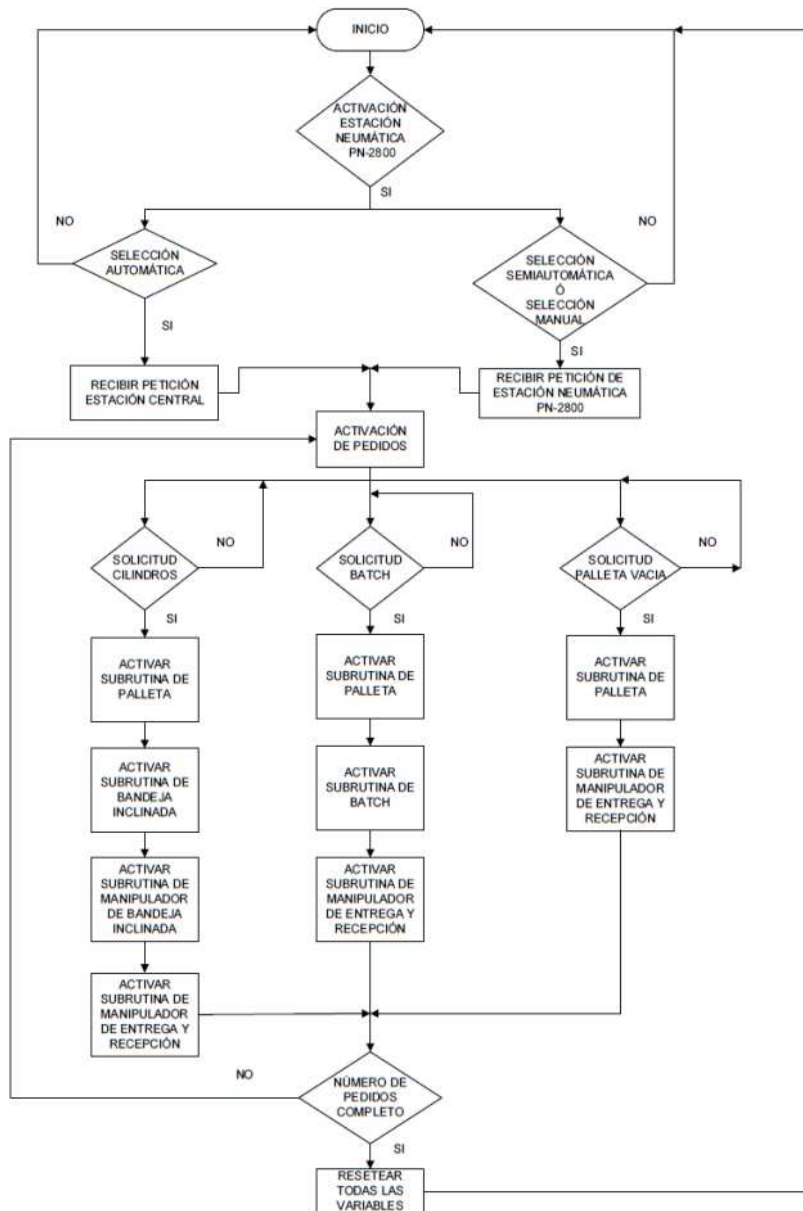


Figura 13: Diagrama de flujo de la HMI para la estación neumática PN-2800

Resultados y Discusión

Diagrama de flujo del programa principal

En el programa principal se consideran todos los procesos que realiza la estación para la entrega del producto, los cuales serán separados en subrutinas, y serán manejados en todos los modos de operación tanto por la estación central como por la estación neumática. Una vez activada la estación se realizará la comunicación mediante mensajes con la estación central si se eligió el modo de operación automático y con la estación neumática si se eligió el modo de operación manual o semiautomático, después se procede a esperar la petición

de producto a entregar, una vez que la petición es ingresada ya sea mediante mensajes o de forma manual se entrega el producto hasta realizar la entrega de todo el número de pedidos y al final se resetearán todas las variables del programa para esperar el pedido de otro lote ya sea por la estación central o la estación neumática.

Diseño de la HMI para la estación neumática PN-2800

Para el diseño de la HMI se han tomado en cuenta todas las tareas, objetivos y color necesarios para obtener una interfaz clara y eficiente, ya que al tener una interfaz pobre se tiene como consecuencia que el usuario cometa errores al no obtener una idea clara del proceso dentro



Figura 14: Carátula HMI de estación neumática PN-2800



Figura 17: Pantalla modo semiautomático HMI de estación neumática PN-2800



Figura 15: Pantalla principal HMI de estación neumática PN-2800

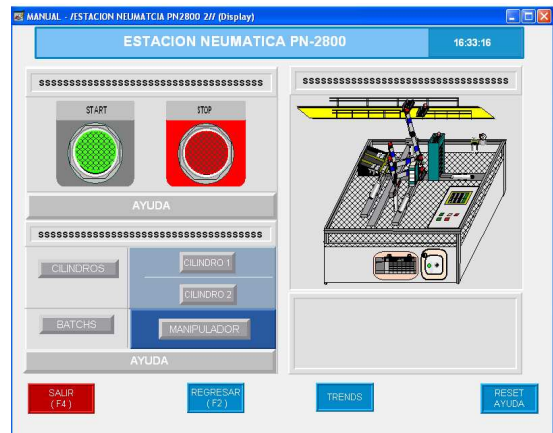


Figura 18: Pantalla modo manual HMI de estación neumática PN-2800

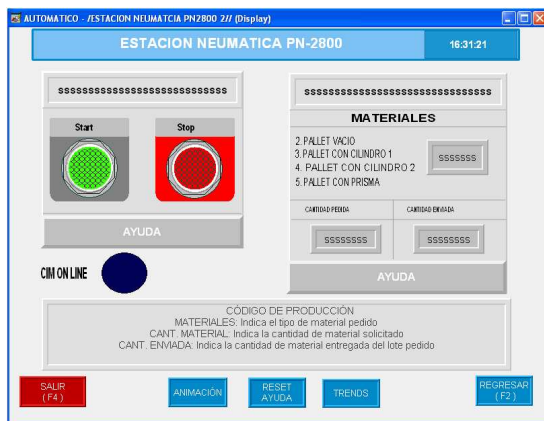


Figura 16: Pantalla modo automático HMI de estación neumática PN-2800

de la interfaz, el siguiente diagrama de flujo nos indica los niveles de prioridad manejados dentro de la HMI de la estación Neumática PN-2800. Tomando en consideración el diagrama de flujo, se generaron ventanas de ayuda tanto para el operador como para el ingeniero. Los principales modos de operación de la estación neumática PN-2800 se presentan en las Figs. 14-18:

Conclusiones

La arquitectura NetLinx manejada por la familia Logix, permite la transmisión de datos en tiempo real a través de distintos métodos como puede ser frecuencias de actualización de E/S programadas, cíclicas y por cambio de estado. Los controladores CompactLogix y ControlLogix permiten manejar todos los dispositivos de red desde una ubicación centralizada, configurarlos durante la puesta en marcha o modificar parámetros con el mouse o mediante lógica de controlador sin que el control se vea afectado. Esta plataforma NetLinx ofrece soluciones para la presentación de HMI, análisis y tendencias, tareas de mantenimiento y solución de problemas a intervalos regulares o a petición sin necesidad que los controladores deban regular el tráfico de red con programación adicional. El modelo productor- consumidor permite gran eficiencia en transmisión de datos y configuración de equipos similares, ya que los datos se producen una sola vez desde un productor y todos los consumidores que lo necesiten lo toman. El cambio de plataforma de comunicación dentro del CIM, de Modbus a Ethernet/IP es una solución abierta estándar que aprovecha los medios físicos y los chips de comunicaciones Ethernet comerciales y permite el intercambio de mensajes mediante protocolos CIP, UDP, TCP, IP lo cual re-

presenta una gran ventaja para el control de un proceso. La capacidad de memoria del controlador 1768-L43 supera en demasía a la capacidad de memoria del controlador anterior de 16 Kbytes a 2Mbytes, lo cual genera gran flexibilidad en los procesos y gran velocidad en la transferencia de datos, a más de evitar solapamiento en la información y desbordes en las diferentes operaciones realizadas en la lógica de control. Una de las ventajas principales entre el PAC 1768-L43 con el PLC 984-130-COMPACT-A120, es la fuente de alimentación, ya que el PAC tiene su propia fuente de alimentación y el PLC necesita una fuente externa para poder alimentar sus módulos, esta ventaja hizo que reduzca el cableado de la estación PN-2800.

La nueva plataforma al manejar palabras de 32 bits, facilita la transferencia de una mayor cantidad de información en una sola palabra de datos a través de un solo mensaje, mientras que la palabra de datos de la anterior plataforma era de 16 bits y para su transmisión se debía encapsular bit a bit, transmitir cada bit y posteriormente realizar el desencapsulamiento de cada bit y formar la palabra, todo este procedimiento ocupaba un tiempo de transferencia de datos mayor al de la actual plataforma. El controlador 1768-L43 soporta tres modos de programación dentro de una misma subrutina, rutina o tarea principal, como son modo escalera, lenguaje estructurado y por diagrama de bloques, lo cual da una mayor flexibilidad al programador y reduce de forma notable la cantidad de código a utilizar. Se verificó que al utilizar un arreglo de subrutinas, se mejora la estructura del programa principal, ya que podemos llamar a una misma subrutina n-veces logrando así una mayor flexibilidad en el programa y una mejora en la eficiencia en la utilización del código implementado. La red Ethernet/IP ha sido diseñada para gestionar grandes cantidades de datos de transmisión de mensajes hasta 1500 bytes por paquete ya que posee velocidades de 10/100 Mbps facilitando aún más la transmisión de datos característica esencial al momento de realizar monitoreo y control de un proceso. La estructura de cableado de la estación se ha reducido notablemente, ya que para la transmisión de datos entre controladores y PC's solamente se tiene un cable par trenzado por donde se envían palabras de 32 bits, eliminando el manejo de 8 o 10 bits y el barrido de las señales para conseguir la comunicación, además esta red permite manejar hasta 64 nodos de comunicación que la hacen una red más amplia y flexible. Esta red admite la conexión del sistema de producción del CIM al internet sin necesidad de equipos adicionales ya que Rockwell Automation cuenta con software especializado para el manejo y registro de la información dentro de un servidor.

Recomendaciones

Se recomienda tomar en cuenta la configuración de la dirección IP de un controlador, ya que pueden existir problemas al momento de transmisión de datos al encontrar dos equipos con la misma dirección IP dentro

de una misma red. No se debe cambiar el Firmware del controlador a una versión más baja ya que el Software RSLogix 5000 o Factory Talk View no reconocerán el controlador o pueden existir problemas al momento de correr el programa. Se recomienda al momento de configurar los módulos de I/O seleccionar las entradas y salidas correctamente de lo contrario se puede exponer los módulos a fallas en referencia de voltajes y protección de los mismos. No se debe olvidar conectar la dongle a la PC para activar la licencia del software de Rockwell Automation como Factory Talk View, RSLogix 5000, etc, para reconocer el controlador y permitir la utilización de un mayor número de pantallas y elementos de programación al momento de realizar un programa o una interfaz. Se recomienda antes de activar la estación verificar la entrada correcta de presión de aire a los actuadores, ya que la estación no posee un sensor que permita dar una alarma, evitando de esta manera fallas en el proceso.

Referencias

- [1] "Power Supplies". Publicación 1768-IN001B-EN-P. 32.
- [2] "CompactLogix Controllers, Series B". Catalog Numbers 1768-L43, 1768-L45. Publicación 1768-IN004C-EN-P. 40.
- [3] "Compact 16-point 24V dc Sink/Source High-speed Input Module" Catalog Number 1769-IQ16F. Publicación 1769-IN064A-EN-P. 16.
- [4] "Compact Solid State 24V dc Source Output Module" Catalog Number 1769-OB16, Series B. 20.
- [5] "Módulo de interface de comunicación ControlLogix Ethernet" Cat. No. 1756-ENET. Publicación 1756-6.5.1.ES. 42.

Evaluación de las técnicas tiempo-frecuencia por medio de un equipo de adquisición de datos y un computador

Roberto Herrera Lara*, Robin Álvarez Rueda, Alexis Andrango Pillajo

Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.
Departamento de Electrónica, Telecomunicaciones y Redes de la Información. Escuela Politécnica Nacional
Calle Isabel La Católica 202 y Alfredo Caamaño
E-mail: roberto.herrera.lara@gmail.com

Editado por/Edited by: R. Játiva, M.Sc.

Recibido/Received: 08/19/2010. Aceptado/Accepted: 04/14/2011.

Publicado en línea/Published on Web: 06/30/2011. Impreso/Printed: 06/30/2011.

Abstract

This work deals with the performance of the time-frequency methods: Short Time Fourier Transform, Wavelet Transform, Wigner - Ville, Choi - Williams and Matching Pursuit. Data acquisition was performed using a National Instruments card (NI 6221), and the signal processing was made using Matlab on a personal computer. The processing time was measured and the test was made in different sample rates. The results show that Matching Pursuit is the most suitable for precision and details, but at the same time is the most demanding in terms of computational resources and the maximum sampling frequency was $2(KHz)$ for avoiding the computer collapse.

Keywords. STFT, Wavelet, Wigner-Ville, Choi-Williams, Matching Pursuit, Time-frequency techniques

Resumen

En el presente artículo se muestran los resultados de la evaluación experimental de las siguientes técnicas de análisis espectral tiempo-frecuencia: la Transformada de corta duración de Fourier, la Transformada Wavelet, Wigner - Ville, Choi - Williams y Matching Pursuit mediante la adquisición y procesamiento de señales en tiempo diferido. La adquisición de datos se realizó usando una tarjeta de National Instruments (NI 6221) y el procesamiento de estos se lo realizó mediante algoritmos escritos en Matlab en un computador personal, donde se midieron los tiempos de procesamiento consumidos por cada una de las técnicas implementadas al analizar una señal de prueba a distintas frecuencias de muestreo. Los resultados permiten concluir que, si bien la técnica de Matching Pursuit es la más precisa en cuanto a la detección de detalles en tiempo y en frecuencia, es la más exigente en cuanto a recursos computacionales, siendo la máxima frecuencia de muestreo $2(kHz)$ sin que el computador se sature.

Palabras Clave. STFT, Wavelet, Wigner-Ville, Choi-Williams, Matching Pursuit, Técnicas Tiempo-Frecuencia.

Introducción

En el *Procesamiento Digital de Señales (PDS)* la *Transformada de Fourier (TF)* ha jugado y juega aún un papel fundamental en cuanto a la caracterización y clasificación de los distintos tipos de señales, tanto las generadas de forma natural como las generadas por el hombre.

Sin embargo a pesar de la fortaleza de la *TF*, ésta se ha visto limitada ante el problema de interpretar correctamente la variación espectral a lo largo del tiempo de una señal. Por citar un ejemplo al aplicar la *TF* a una señal de audio que represente la palabra "tomo" no se podrá notar la diferencia de otra que represente la pala-

bra "moto" ya que sus representaciones espectrales serán muy similares.

Para entender mejor este fenómeno se propone el siguiente ejemplo: se tiene una señal $x_0(t)$ multifrecuencial con dos tonos: uno de $20(Hz)$ y otro de $40(Hz)$ representada en la Figura 1. En esta se puede ver primeramente un tiempo de silencio de $0,5(s)$, luego de lo cual, el primer tono de $20(Hz)$ tiene una duración de $0,5(s)$ a $1(s)$ y el segundo tono de $40(Hz)$ aparece desde $1(s)$ hasta $1,5(s)$. En la parte inferior de la Figura 1, se puede observar la representación espectral de la señal luego de procesarla mediante la *TF* donde se pue-

ISSN 1390-5384



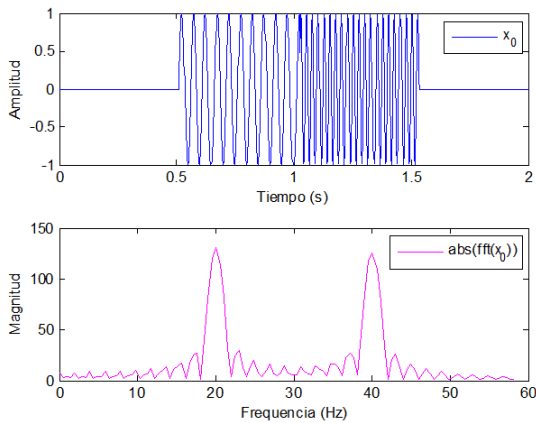


Figura 1: Procesamiento de una señal multifrecuencial $x_0(t)$ mediante la FFT.

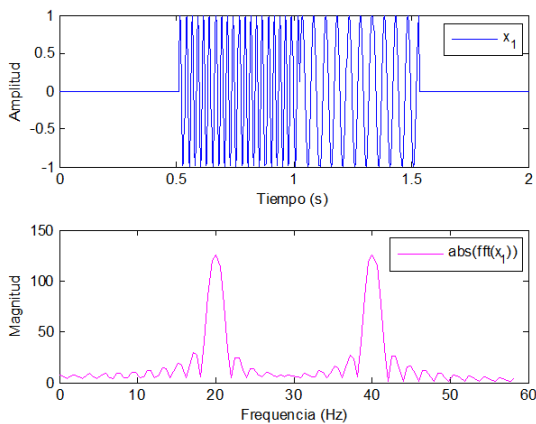


Figura 2: Procesamiento de una señal multifrecuencial $x_1(t)$ mediante la FFT.

de notar la presencia de dos tonos en $20(Hz)$ y otro de $40(Hz)$.

Luego se tiene una nueva señal $x_1(t)$ donde se han invertido el orden de la aparición de los tonos de $x_0(t)$, es decir primero aparece el de $40(Hz)$ y luego el de $20(Hz)$, dichos tonos tienen la misma duración que en la primera señal analizada según se ven representados en la Figura 2. Al igual que en la Figura 1, en la Figura 2, parte inferior, está la representación espectral de la señal $x_1(t)$ después de procesarla mediante la *TF*.

Como se puede apreciar en la Figura 1 y en la Figura 2, sin embargo de que las dos señales son completamente diferentes en el dominio del tiempo, ambas tienen los mismos resultados en el dominio de la frecuencia.

En el ejemplo anterior queda en evidencia las limitaciones de la *TF* al procesar señales no estacionarias¹, donde, al no contener información temporal, la información espectral no es suficiente para poder diferenciar una señal de otra, como ha sido el caso de $x_1(t)$ y $x_0(t)$.

¹Las señales estacionarias son aquellas cuyos parámetros estadísticos se mantienen constantes en el tiempo.

En la naturaleza existen muchísimas señales que son de interés, estas y las generadas por el hombre son casi en su totalidad de tipo no estacionario. Procesar estas señales mediante la *TF* conllevaría malas interpretaciones en cuanto a clasificarlas y caracterizarlas. Para enfrentar esta deficiencia, se manejan técnicas matemáticas más potentes en cuanto a la extracción de la información de las señales. Estas técnicas han sido agrupadas bajo el nombre de “técnicas de análisis de señales en tiempo-frecuencia.”

Las técnicas de análisis en tiempo-frecuencia añaden virtudes adicionales en cuanto a extraer información de las señales analizadas. En esencia la idea fundamental es trabajar en un dominio de trabajo tiempo-espectral. De esta forma se puede visualizar en un solo gráfico una representación de la variación espectral a lo largo del eje temporal, es decir identificar cuándo se fueron presentando las diferentes componentes espectrales de la señal analizada.

En la actualidad existen un sinnúmero de técnicas de análisis de señales en tiempo-frecuencia que solucionan las limitaciones de la *TF* y de las técnicas derivadas de ésta. Estas técnicas son usadas ampliamente para analizar, estimar, detectar, clasificar, caracterizar o modelar señales variantes en el tiempo. Sus aplicaciones crecen día a día en el análisis de fenómenos físicos, en la representación de señales biomédicas, las comunicaciones inalámbricas, entre otros tantos por mencionar [1].

Metodología

Las técnicas de análisis tiempo-frecuencia se han ido desarrollando poco a poco a fines del siglo XX y siguen en desarrollo en estos años. Los primeros avances en este campo se dieron a partir de la necesidad de asentar las bases matemáticas que permitieran representar simultáneamente el hecho físico de la variación espectral a lo largo del tiempo [2].

La primera aproximación de obtener una representación tiempo-frecuencia fue la *Transformada de Corta Duración de Fourier (STFT)*. Luego entró en escena la *Transformada Wavelet (TW)*, sin embargo esta merece un trato especial al no trabajar en tiempo-frecuencia, sino más bien en tiempo-escalas [2].

Luego de la aparición de la *STFT* y la *TW* aparecieron nuevos conceptos y bases matemáticas que rompieron en parte el nexo con la *TF*. El trabajo de Wigner [3] quien obtiene una distribución para el estudio de los fenómenos relacionados con la mecánica cuántica y posteriormente el de Ville [4], establecerían la forma actual de la distribución de Wigner-Ville que ha servido como base de desarrollo para una gran familia de distribuciones cuadráticas. Trabajando en el mismo contexto de la mecánica cuántica, Gabor [5] sienta las bases de la mayoría de las distribuciones tiempo-frecuencia tal como hoy se conocen [2].

Posteriormente a los trabajos de Wigner; Kirkwood [6] y Rihaczek [7] proponen modificaciones a la distribución de Wigner para volverla más sencilla en ciertas aplicaciones. Sobre las bases de los trabajos de Kirkwood, Page [8] propone el concepto de “espectro de potencia instantáneo” que da lugar a la distribución de Page, muy similar a la de Margenau [9] [2].

Todos los trabajos anteriormente mencionados significaron aportes sustanciales sobre el tema del tratamiento de señales en tiempo-frecuencia, sin embargo se trataba de trabajos aislados. Leon Cohen [10] es quien unifica todos estos trabajos en una sola teoría, y propone un método general de obtención de una gran familia de distribuciones tiempo-frecuencia, conocidas hoy como la clase de Cohen². Subsiguientemente los trabajos de Claasen y Mecklenbrauker sobre el trabajo de Cohen permitieron una mejor comprensión de las distribuciones tiempo-frecuencia [11]. Finalmente Boashash [12] fue una de las primeras publicaciones donde se dio una aplicación práctica a las técnicas de análisis tiempo frecuencia sobre señales sísmicas [2].

Las técnicas de análisis tiempo-frecuencia exigen una descripción matemática rigurosa. A continuación se describen a breves rasgos la definición matemática de estas, así como sus principales características, sin embargo para una profundización en el estudio de estas herramientas se puede recurrir a las referencias citadas en la bibliografía [2].

Dentro del gran conjunto de representaciones tiempo-frecuencia existe una pseudo - clasificación que permite agruparlas en tres grupos fundamentales, siendo estas representaciones tiempo-frecuencia: a.) *lineales*, b.) *cuadráticas o bilineales* y c.) *las distribuciones tiempo-frecuencia* según se muestran en [2]. Adicional a estas técnicas se tienen las d.) *Técnicas de aproximación adaptable con Funciones de Tiempo-Frecuencia*. A continuación se describen dicha clasificación de acuerdo a sus principales características y limitaciones.

Representaciones Tiempo-Frecuencia Lineales (RTFL)

Son las representaciones más simples y fáciles de implementar. Están basadas en la *TF*, combinándola con el uso de ventanas o mediante variaciones de la *TF*. Los principales representantes de este grupo son la *Transformada de Corta Duración de Fourier (STFT)*, la *Transformada de Gabor (TG)*, y la *Transformada Wavelet (TW)*.

La *STFT* trabaja de la siguiente manera: se toman pequeños tramos de la señal a analizar realizando un eventanado, luego se calcula la *TF* de estos tramos, así analizando cada *TF* se observa la variación espectral de la señal con respecto al tiempo. La *STFT* está definida como se muestra en la Ecuación 1.

²Función de distribución generalizada de tiempo-frecuencia que utiliza transformaciones bilineales. A diferencia de las otras técnicas tiempo-frecuencia la transformación bilineal basada en la clase de Cohen disminuye significativamente la interferencia de los términos cruzados generados al analizar señales de componentes múltiples en base al uso de funciones ventana.

$$STFT(t, f) = \int_{\tau} [x(\tau) \cdot \gamma(\tau - t)] \cdot e^{-j2\pi ft} d\tau \quad (1)$$

El principal problema de este método es la correcta elección del tamaño de la ventana $\gamma(t)$. Así una ventana pequeña brindará mayor resolución en el dominio temporal, pero las componentes espectrales estarán dispersas, mientras que una ventana grande brindará mayor resolución espectral, pero no habrá precisión para definir en que instante ocurrió determinada componente espectral.

Por otro lado, la *Transformada de Gabor* es un tipo especial de la *TF*, es muy semejante a la *STFT* ya que consiste en computar la *TF* mediante una ventana deslizante. Esta representación se basa en obtener los llamados “átomos” (a_{mk}). La definición matemática de a_{mk} según [2] se presenta a continuación en la Ecuación 3.

$$a_{mk} = \int x(t) \cdot \omega_{mk}(t) dt \quad (2)$$

donde:

$$\omega_{mk} = \omega(t - mT) e^{jk\Omega t} \quad (3)$$

es una función de ventana con m y k enteros, $\Omega \leq 2\pi$ define la celda de muestreo. Originalmente, Gabor propuso ω_{mk} como una función gaussiana. Los términos (a_{mk}) proporciona los valores de amplitud para cada átomo. Entre las limitantes del método se tiene el tamaño de la celda de muestreo, ya que si ésta es demasiado pequeña la información para la reconstrucción de la señal será redundante y si la celda es demasiado grande, la información será escasa [2] [13].

Para finalizar se tiene la *Transformada Wavelet (TW)*, una de las técnicas más populares, tal es el caso que se le podría adjudicar a esta técnica por si sola una rama en las transformadas de tiempo frecuencia. Está basada en la proyección de la señal original sobre una familia de funciones de media cero (*wavelets*) que se obtienen de la *wavelet madre* a partir de traslaciones temporales y espectrales de esta. La *TW* está definida como se muestra a continuación en la Ecuación (4) [2].

$$WT(t, f) = \int x(\tau) \sqrt{\left| \frac{f}{f_0} \right|} \cdot \gamma^* \left(\frac{f}{f_0} (\tau - t) \right) d\tau \quad (4)$$

Donde f_0/f se le conoce como el factor de escala, y f_0 es la frecuencia central de la función wavelet.

Esta transformada dispone de una resolución frecuencial baja a altas frecuencias y de una resolución temporal alta a bajas frecuencias [2]. De esta forma se mejora notablemente la limitación en resolución de la *STFT*, ya sea espectral o temporalmente.

Representaciones Tiempo-Frecuencia Cuadráticas (RTFC)

En este tipo de técnicas, la dependencia con respecto a la señal es cuadrática. Se las llama también “representaciones energéticas”, ya que intuitivamente permite asumir que se trata de una distribución energética ya que la energía es una representación cuadrática de la señal.

Entre los principales problemas de estas técnicas está la aparición de los llamados términos de interferencia, llamados *términos cruzados*, generados debido a la presencia cuadrática de la señal. Para describir mejor este fenómeno se tiene una señal $s(t)$ resultado de la suma de $s_1(t)$ y $s_2(t)$, señales monofrecuenciales según se muestra en la ecuación (5).

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = e^{-j2\pi f_1 t} + e^{-j2\pi f_2 t} \quad (5)$$

La transformada de $s(t)$ esta formada por dos términos llamados *auto-términos*, ($|c_1|^2 TFR_{x_1}(t, f)$ y $|c_2|^2 TFR_{x_2}(t, f)$), correspondientes a la transformada de las señales monofrecuenciales, mas dos términos llamados *términos cruzados*, $c_1 c_2^* TFR_{x_{1,2}}$ y $c_2 c_1^* TFR_{x_{2,1}}(t, f)$, tal como se muestra en la Ecuación 6 [2].

$$RTFC_x(t, f) = |c_1|^2 TFR_{x_1}(t, f) \dots + |c_2|^2 TFR_{x_2}(t, f) + c_1 c_2^* TFR_{x_{1,2}}(t, f) \dots + c_2 c_1^* TFR_{x_{2,1}}(t, f) \quad (6)$$

Los términos cruzados generan distorsiones en la representación, estas distorsiones pueden ser interpretadas erradamente como contribuciones de energía pero en realidad son inexistentes. En general ya sea ruido, picos espúrricos o cualquier interferencia en la señal genera estos términos cruzados lo que perjudica el correcto análisis de la señal.

La presencia de términos cruzados es severamente dañina para la implementación de la técnica, ya que el cálculo y procesamiento de esta información basura consume mucho tiempo de procesamiento. Así una señal con N componentes frecuenciales, en su representación tiempo-frecuencia habrá una presencia de N *auto términos* más $N(N - 1)/2$ *términos cruzados*, lo que indica que su número crece en forma cuadrática con el número de componentes [2]. Esto en general se traduce en tiempo de procesamiento muerto y, como ya se mencionó anteriormente, en la presencia de distorsiones y contribuciones fantasmas de energía en la representación tiempo-frecuencia.

Distribuciones Tiempo-Frecuencia

Se trata de un nuevo tipo de herramientas en el análisis de señales. En este grupo existen mucho más representantes que en los descritos anteriormente, esto como

fruto de la Clase de Cohen y de las propiedades extraordinarias de la *Distribución de Wigner-Ville (WV)*, a partir de la cuál se pueden construir el resto de distribuciones [3] [4] [10] [2]. La expresión de la Distribución Wigner-Ville viene dada por la Ecuación 7.

$$WV(t, f) = \frac{1}{2\pi} \int x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\tau\omega} d\tau \quad (7)$$

Esta distribución hereda los problemas de los *términos cruzados* de las representaciones cuadráticas. Posteriormente a la *WV* se realizaron modificaciones sobre su trabajo a fin de controlar la incidencia de los *términos cruzados* sobre la señal analizada. En [11] [2] se puede ver un ejemplo de esto mediante una representación enventanada de la Ecuación 7 según se muestra en la Ecuación conocida como *Representación Pseudo Wigner - Ville (PWV)*.

$$PWV(t, f) = \int \int h(\tau) x\left(u + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(u - \frac{\tau}{2}\right) e^{j\tau\omega} d\tau du \quad (8)$$

Usando enventanado temporal, la *PWV* logra atenuar considerablemente las interferencias causadas por los *términos cruzados* y en comparación con la *WV*, la mejora es considerable. Sin embargo a cambio de la atenuación de los *términos cruzados*, los *auto-términos* se ven en parte distorsionados, además esta mejora se produce a costa de sacrificar propiedades que antes se cumplían en la *WV* como los marginales³ [2].

La *PWV* y sus posteriores modificaciones servirían como trabajos previos a la Distribución de Choi-Williams (*CW*). En la *CW* se propone la utilización de un "kernel"⁴ que permita disminuir la contribución de los *términos cruzados*, es decir atenuarlos de forma directa, en lugar de suavizarlos mediante el uso de enventanados como se hacía en *WV*. Esto se consiguió mediante el uso de funciones exponenciales [2]. La distribución de Choi-Williams se define a continuación en la Ecuación 9 según se muestra en [2].

$$CW(t, \omega) = \int \int \frac{\sigma}{|\tau|} e^{\frac{-2\sigma(u-t)^2}{\tau^2}} \dots x\left(u + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(x - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\tau\omega} d\tau du \quad (9)$$

En este grupo existen representantes adicionales como la *Representación de Born-Jordan* y *Zhao-Atlas-Marks*, la *Representación de Page*, y la *Distribución de Interferencias Reducidas* que siguen trabajando bajo el mismo objetivo, eliminar el problema de los términos cruzados.

³Condiciones para obtener el espectro de densidad de energía y la energía instantánea de una señal [2]

⁴Función particular para definir un subconjunto de funciones dentro de la definición del conjunto total [2]

Técnicas de aproximación adaptable con Funciones de Tiempo-Frecuencia

Son un paso hacia adelante en mejorar las técnicas de análisis de señales. En la actualidad en este grupo se encuentran las herramientas que podrían considerarse como las de *última generación* en cuanto a su desempeño y virtudes. Estas técnicas tienen como objetivo encontrar la representación de una función f como la suma ponderada de elementos a partir de un diccionario redundante según se muestra en la Ecuación 10 [14].

$$f = \sum_{\gamma \in \Gamma} \alpha_{\gamma} g_{\gamma} \quad (10)$$

Donde el conjunto $g_{\gamma} | \gamma \in \Gamma$ corresponde a un diccionario que se extiende a lo largo del espacio de todas las posibles funciones, y que además es redundante [14].

Existen varios métodos para encontrar la representación más óptima de f , entre los que se tiene el método de "Frames", la *Mejor Base Ortogonal*, "Matching Pursuit", "Basis Pursuit", y "High Resolution Pursuit". Para más detalles sobre estos métodos se puede acceder a [14], [15], [16], [17], [18], [19].

Estos métodos tienen como tarea principal, encontrar procedimientos que permitan expandir funciones sobre un conjunto de formas de onda, luego seleccionar algunas de estas bajo cierto criterio a lo largo de un diccionario grande y redundante [14]. Entre las virtudes de estas técnicas, está el hecho de que se han eliminado casi por completo las interferencias y contribuciones inexistentes producidas por la presencia de los *términos cruzados*. La flexibilidad de los diccionarios redundantes en conjunto con una buena aplicación del método de búsqueda de una representación óptima facilita obtener las características más importantes de la señal, volviéndolas a su vez mucho más precisas que las descritas anteriormente [14].

Implementación de las principales técnicas de análisis tiempo-frecuencia en un computador personal

Las técnicas de análisis de señales descritas en este artículo son de vital importancia en la formación de profesionales que trabajen haciendo uso de señales, datos e imágenes. La no estacionariedad como regla inquebrantable de la mayoría de fenómenos naturales hace necesario el uso de herramientas que permitan visualizar la variación espectral a lo largo del eje temporal durante la duración de la señal analizada y evitar así errores en su procesamiento y caracterización. Por esta razón, en este artículo se ha tratado de implementarlas en hardware para poder experimentar con ellas y aprender y manejarlas con visión hacia futuro para solucionar problemas reales.

A continuación se presentan los resultados de la implementación de varias técnicas de análisis tiempo - frecuencia. Se han escogido la *STFT*, la *TW*, la *WV*, la *CW* y "Matching Pursuit", por considerarlas las más representativas en cada uno de sus grupos.



Figura 3: Procedimiento básico del procesamiento de una señal

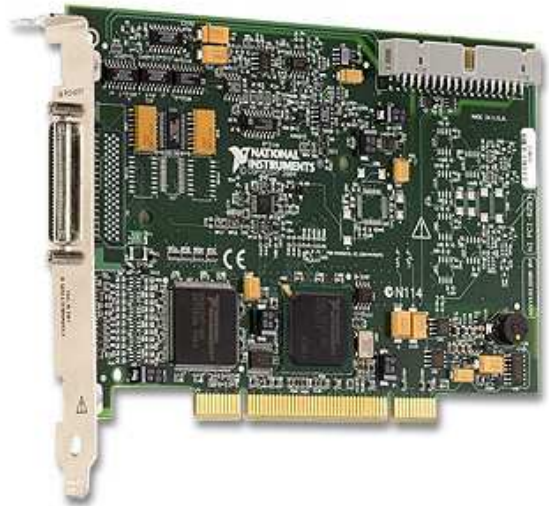


Figura 4: Tarjeta de adquisición de datos NI 6221

Materiales

Para la implementación de este experimento se ha seguido el procedimiento básico de análisis de señales descrito en la Figura 3 [20].

Las etapas descritas en la Figura 3 son: la adquisición de datos, el procesamiento y la obtención de resultados. En este experimento se adquiere los datos mediante la tarjeta de adquisición de señales NI 6221, luego el procesamiento de datos se hace en un computador personal mediante Matlab™ los resultados se muestran en pantalla del computador directamente desde Matlab™⁵.

La tarjeta de adquisición de datos presenta como características principales una frecuencia de muestreo máxima de 250 kHz, 16 bits de resolución, puerto de conexión PCI. En la Figura 4 se muestra de forma física la tarjeta NI 6221, [21].

Las principales características del computador usado son: procesador Pentium Core 2 Duo de 2.1 GHz, 2 GB de memoria RAM, 667 Mhz de velocidad de bus frontal y Matlab es la 2009b con licencia estudiantil.

Métodos

Para la implementación de las técnicas mencionadas anteriormente se modificó el toolbox, *Time-Frequency Toolbox, For Use with Matlab*⁶ para adaptarlo a procesar los datos adquiridos mediante la NI 6221.

⁵Marca Registrada de The MathWorks

⁶Creado por el CNRS de Francia y la Rice University en Estados Unidos, tftb.nongnu.org/

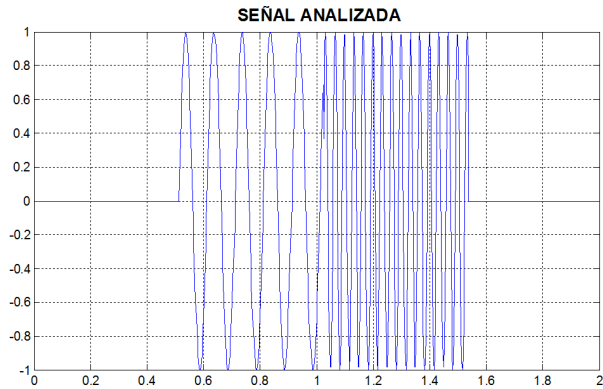


Figura 5: Señal usada en la etapa de pruebas

La idea principal de este experimento es probar qué tan eficientes pueden llegar a ser los algoritmos usando un computador común como *Procesador Digital de señales (DSP)* para usarlo como instrumento de trabajo en el análisis y tratamiento de señales ya sea para fines prácticos o pedagógicos.

En una primera fase se calibrarán los algoritmos usando señales generadas conocidas para visualizar fácilmente tiempo y las variaciones de frecuencia. Luego se procedió a juntar la primera fase con la adquisición de señales externas en tiempo diferido para poder medir la factibilidad de usar el computador como *DSP* de acuerdo a los tiempos de respuesta de los distintos algoritmos.

Pruebas

Para la etapa de pruebas se usó la señal de la Figura 5 a diferentes frecuencias de muestreo. Esta señal se generó usando el *dsPIC6014a* y la tarjeta de entrenamiento *dsPICDEM 1.1 Plus*⁷ mediante muestras guardadas en la memoria de este *DSC*⁸.

De la Figura 5 se desprenden datos necesarios para calibrar la tarjeta, el tiempo de adquisición es, como mínimo, de 2 segundos para poder tomar al menos un periodo de la señal generada y, manteniendo constante este parametro, se fue variando la frecuencia de muestreo, desde un valor mínimo de $60Hz$ (debido a las frecuencias de la señal de prueba, $10Hz$ y $30Hz$ respectivamente según se ve en la Figura 5), esto a fin de probar la eficiencia de las técnicas implementadas en función del tiempo de procesamiento que éstas requieran.

En esta fase se hicieron mediciones indirectas de tiempos usando instrucciones propias de Matlab para tomar los tiempos exactos de procesamiento. Un pequeño ejemplo de código usado para la medición de tiempos se presenta a continuación en el Espacio de código 1.

Resultados

En la Tabla 1 de mediciones se resumen los resultados obtenidos.

```

1 %Instrucciones para tomar el tiempo
2 %exacto de procesamiento
3 %INICIO
4 starttime=cputime;
5 %Instrucciones para la Adquisicion y
6 %Procesamiento de la señal adquirida
7 %FINAL
8 elapsedtime=cputime-starttime;
9 % Tiempo consumido en el procesamiento
10 % de la seal adquirida
11 fprintf('El tiempo de ejecucion fue: ...
12 %g segundos.\n', elapsedtime)
    
```

Figura 6: Código 1

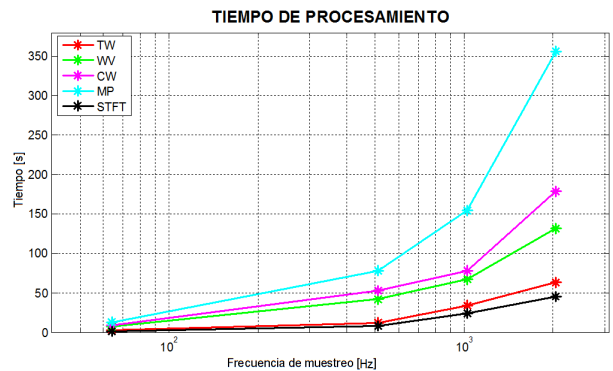


Figura 7: Tiempos consumidos por las diferentes técnicas implementadas

Tiempos de Procesamiento		
Técnica usada	Frecuencia de muestreo [Hz]	Tiempo [s]
STFT	64	1.55
	512	7.89
	1024	23.57
	2048	45.12
TW	64	3.13
	512	12.21
	1024	34.32
WV	64	7.23
	512	42.32
	1024	67.23
CW	64	9.15
	512	53.21
	1024	78.32
MP	64	13.21
	512	78.21
	1024	154.32
	2048	356.32

Tabla 1: Resultados de la mediciones realizadas.

En la Figura 7 se puede visualizar de mejor manera los tiempos consumidos por cada una de las técnicas implementadas.

⁷<http://www.microchip.com>
⁸Digital Signal Controller

Conclusiones

- Los algoritmos de tiempo-frecuencia basados en la *TF* son mucho más simples de implementar y consumen menos recursos de cómputo.
- Los algoritmos de *WV* y *CW* consumen mucho más recursos de cómputo que sus predecesoras, las técnicas basadas en la *TF*.
- La distribución de *CW*, si bien teóricamente soluciona notablemente el problema de los *términos cruzados* [1] [2], para obtener esta mejoría son necesarios tiempos extras de cálculo que hacen que la distribución de *WV* y la de *CW* utilicen tiempos de procesamiento bastante parecidos.
- La técnica más exigente en cuanto a tiempos de procesamiento fue Matching Pursuit, a su vez fue la más precisa en cuanto a los resultados obtenidos, en esta técnica los *términos cruzados* son casi imperceptibles.
- Manteniendo el tiempo de adquisición constante y elevando la frecuencia de muestreo se pudo llevar a las técnicas de procesamiento a su umbral más alto, siendo esta una frecuencia de muestreo de $4096[Hz]$, a partir de esta frecuencia el ordenador colapsó.

Proyección Futura

El presente trabajo abre líneas de investigación interesantes sobre la optimización de la implementación realizada en este trabajo. En base a los resultados obtenidos se pueden elaborar las siguientes propuestas:

- Optimización del código de programa necesario para la implementación de las diferentes técnicas de análisis tiempo-frecuencia usando lenguajes de alto nivel.
- Implementación en hardware de las diferentes técnicas de análisis tiempo-frecuencia haciendo uso de *FPGAS*⁹ y *VHDL*¹⁰.
- Implementación de las técnicas de análisis descritas en este artículo usando interfaces gráficas y amigables al usuario.

Referencias

- [1] Pinto Ramos, M. 2005. "Procesamiento de señales utilizando el análisis tiempo-frecuencia." *Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital-CITE*.
- [2] Muñoz, A. "Desarrollo de técnicas de detección de fibrilaciones ventriculares basadas en algoritmos de tiempo-frecuencia."
- [3] Wigner, E. 1932. "On the Quantum Correction for Thermodynamic." *Physics Review*. 40, 749-759.
- [4] Ville, J. 1948. "Theorie et Applications of the Notion of Signal." *Cables of Transmission*. 2A, 61-74.
- [5] Gabor, D. 1946. "Theory of Communication." *Journal IEE (London)*. 93, 429-457.
- [6] Kirkwood, W. 1933. "Quantum Statistics of Almost Classical Ensembles". *Physics Review*. 44, 31-37.
- [7] Rijaczek, W. 1968. "Signal Energy Distribution in Time and Frequency." *IEEE Transactions on Information Theory*. IT-14, 369-374.
- [8] Page, C. 1952. "Instantaneous Power Spectra." *Journal of Applied Physics*. 23, 103-106.
- [9] Margenau, H. 1961. "Correlation Between Measurements in Quantum Theory." *Prog, Theory Phys.* 26.
- [10] Cohen, L. 1966. "Generalized Phase-space Distribution Functions." *Journal of Math and Physics*. 7, 781-786.
- [11] Claassen, T. and Mecklenbrauker, W. 1980. "The Wigner Distribution-A Tool for Time-Frequency Signal Analysis." *Philips J. Res.* 35, 217-250.
- [12] Boashash B. and Whitehouse, H. 1986. "Seismic Applications of Weigner-Ville Distribution." *Proceedings of International Conference in Systems and Circuits*. 34-37.
- [13] Qian, S. and Dapang, C. 1996. "Joint Time-Frequency Analysis: Methods and Applications." Prentice Hall PTR.
- [14] Montúfar, R. "Técnicas de aproximación adaptable con funciones de tiempo-frecuencia." *Departamento de Ingeniería Eléctrica*.
- [15] Daubechies, I. 1988. "Time-Frequency Localization Operators: A Geometric Phase Space Approach." *IEEE Transactions on Information Theory*. 34, 605-612.
- [16] Coifman, R.R. and Wickerhauser, M.V. 1992. "Entropy-based Algorithms for Best-Basis Selection." *IEEE Transactions on Information Theory*. 38, 713-718.
- [17] Mallat, S and Zhang, Z. 1993. "Matching Pursuits with Time-Frequency Dictionaries." *IEEE Transactions on Signal Processing*. 41.
- [18] Chen, S and Donoho, D. 1995. "Basis Pursuit, Technical Report." *Department of Statistics*.
- [19] Jaggi, S and Carl, W. 1995. "High Resolution Pursuit for Feature Extraction, Technical Report." *Lab. for Information and Decision Systems*.
- [20] Vinayk, I. "Digital Signal Processing using Matlab V4." PWS Publishing Company.
- [21] Manual en línea de la tarjeta de adquisición de datos. www.ni.com

⁹Field Programmable Gate Array

¹⁰Very High Speed Integrated Circuit

Desarrollo de una aplicación de Servicios Basados en Localización para una red celular de tipo Global System for Mobile (GSM).

Eduardo X. Albán G.^{1*}, Diego A. Estrella M.², Julio Arauz³

¹Oregon State University. Corvallis, OR, USA

²Nokia Siemens Networks. Quito, Ecuador

³Ohio University. Athens, OH, USA

*Autor principal/Corresponding author, e-mail: eduardo.xavier.alban@gmail.com

Editado por/Edited by: R. Játiva, M.Sc.

Recibido/Received: 06/02/2010. Aceptado/Accepted: 01/18/2011.

Publicado en línea/Published on Web: 06/30/2011. Impreso/Printed: 06/30/2011.

Abstract

This paper details the development of a location based service (LBS) application for GSM mobile terminals. The motivation behind the application is the worldwide acceptance of GSM, the growing interest of users for innovative services, the emergence of a new generation of mobile terminals and the adoption of standards and methods that facilitate the development of applications. Also, the adoption by different countries of legal requirements for the location of mobile systems due to safety and emergency has increased the interest in these applications. The application consists of two types of software. One developed for the mobile terminal, executed by the user, in a Nokia platform Series 60 which is based on Symbian OS. Another was developed in Java and installed on a PC (connected a cell phone) which works as a short message server (SMS) and also as a location server. The application was tested on an area located in the city of Quito, Ecuador. The test area was divided into sectors where multiple experiments were run to estimate the distance to business premises sought by possible users.

Keywords. GSM, SMS, LBS, Cell id.

Resumen

En este artículo se detalla el desarrollo de una aplicación de tipo LBS (Location Based Services) para terminales móviles de tecnología GSM. La motivación detrás de ésta es la gran aceptación mundial del sistema GSM, el creciente interés por parte de los usuarios por servicios innovadores, el apareamiento de nuevas generaciones de terminales móviles, y la adopción de estándares y métodos que facilitan el desarrollo de aplicaciones. También, la adopción por parte de distintos países de requerimientos legales para la localización de sistemas móviles por motivos de seguridad y emergencia, ha aumentado el interés en este tipo de aplicaciones. La aplicación consiste en dos tipos de software. Uno está instalado en el terminal móvil, que ejecuta el usuario, y fue desarrollado en la plataforma Nokia serie 60, basada en el sistema Symbian OS. Y otro está instalado en una PC (conectada a un teléfono celular), que funciona como un servidor de mensajes cortos (SMS) y como un servidor de localización. Se estableció un área de pruebas dividida en sectores (en la ciudad de Quito), dentro de la cual se ejecutaron experimentos para obtener una distancia estimada a los establecimientos buscados por el usuario.

Palabras Clave. GSM, SMS, LBS, Cell id.

Introducción

Debido a las limitaciones tecnológicas de la época, la telefonía celular fue concebida a mediados de la década de los setentas, para brindar únicamente servicios de voz. La tecnología celular de hoy en día es capaz de brindar otro tipo de servicios tales como transmisión de datos, audio y video.

Después de la creación de sistemas analógicos, que te-

nían capacidad limitada, la adopción de un sistema digital a inicios de los años noventa mejoró el uso del espectro, la calidad de la transmisión y permitió otros servicios que en los teléfonos de primera generación no eran posibles. Además, la reducción de costos gracias a nuevas tecnologías y arquitecturas, permitió la masificación del uso de teléfonos celulares. En 1990 existían 10 millones de usuarios de teléfonos móviles, y para el final del 2003 los usuarios de telefonía móvil superaban

a los de telefonía fija.

Gran parte del éxito en la telefonía móvil ha llegado gracias al estándar GSM (sistema de segunda generación), que se creó para brindar un servicio digital de calidad con bajos costos y con facilidad de traspasar fronteras y usar un mismo teléfono en varios países (*roaming*).

A pesar de que la tecnología de tercera generación (3G) tiene un gran crecimiento en cuanto a número de abonados, el sistema GSM sigue siendo el más utilizado en el mundo. En Ecuador, por ejemplo, la Superintendencia de Telecomunicaciones reportó en el mes de Diciembre de 2009 que existen alrededor de 12 millones de líneas activas del sistema GSM, lo que contrasta grandemente con las 780.000 líneas activas con tecnología 3G.

Gracias al aumento de usuarios de servicios móviles en los últimos años, a la posibilidad de intercambio de datos, y a la gran aceptación del estándar GSM en el mundo, se ha generado la demanda en el mercado para nuevas aplicaciones móviles. Un tipo de aplicaciones en pleno desarrollo son las basadas en los llamados Servicios Basados en Localización (LBS: *Location Based Services*), las cuales hacen uso de la posición del terminal móvil para brindar información personalizada.

En esta tesis se desarrolló una aplicación basada en LBS, aprovechando las ventajas que ofrece el sistema GSM (tanto en cuanto a la utilización de los recursos de la red, como en su arquitectura), la gran demanda de servicios móviles, y la inexistencia de una aplicación de este tipo en el Ecuador.

La aplicación fue ideada tomando en cuenta los siguientes motivos:

- Los beneficios que brinda el sistema GSM. Tanto su arquitectura como su funcionamiento técnico, permiten una cierta facilidad (con respecto a otros sistemas) en la obtención de datos útiles de la red para la estimación de la posición física (geográfica) del terminal móvil que es parte de dicha red. Estas ventajas de tipo técnico que brinda el sistema GSM, que fueron consultadas en varios documentos como [1, 2, 3, 4, 5] se apoyan y se complementan con el hecho de que la demanda por este tipo de servicios personalizados para telefonía móvil haya crecido y crecerá mucho en el futuro.
- El hecho de que el desarrollo de las aplicaciones de LBS es un campo inexplorado en el Ecuador, permite que exista una gran posibilidad de una futura comercialización de la aplicación.
- La aplicación desarrollada busca brindar ayuda al usuario, sin que éste tenga que recurrir necesariamente a un servicio brindado exclusivamente por su operador de telefonía celular, ya que el usuario es libre de instalar la aplicación en su teléfono.

- Se han creado estándares abiertos sin necesidad de licencias (sistemas operativos, lenguajes de programación) que están disponibles para el uso y modificación del público en general (desarrolladores de programas), lo que hace posible la creación de aplicaciones innovadoras que pueden ser instaladas en los teléfonos sin necesidad de permisos de ningún tipo.

Esta tesis es una respuesta a la necesidad de servicios innovadores en el campo de los servicios basados en localización, y en particular, el objetivo final es tener una aplicación de tipo LBS (basada en la localización del teléfono móvil) que proporcione información al usuario sobre puntos de interés cercanos a su posición.

Para esto, la aplicación debe hacer que el móvil sea capaz de estimar su posición geográfica dentro de la red y que muestre direcciones de puntos de interés (establecimientos comerciales) ante el pedido específico del usuario. Así, el usuario podrá preguntar la ubicación de un tipo de establecimiento (una gasolinera, por ejemplo) que se encuentre cercana a su posición y obtener una lista con varias opciones, por medio de un mensaje de texto, luego de pocos segundos.

Para esto, la aplicación hará uso de recursos propios del sistema GSM, como sus mensajes de control, y la utilización de una cuenta que incluya mensajes de texto, y contará con dos tipos de software: uno instalado en el terminal y otro instalado en un servidor, que manejará la base de datos y la interconexión entre ésta y la red GSM.

Dadas las diferencias entre el tipo de software y el sistema operativo utilizado por los diferentes fabricantes de teléfonos móviles, se ha decidido que la aplicación funcione en los teléfonos de la serie 60 de Nokia debido a la facilidad en la obtención de documentación libre para el desarrollo de aplicaciones que corren bajo su sistema operativo (Symbian OS v6.1), y al dominio mundial que tiene esta empresa en la venta de teléfonos para el sistema GSM.

Metodología

La aplicación desarrollada es del tipo LBS (de servicios basados en localización), y utiliza el método de cell id para la estimación de la posición del MS. El usuario puede solicitar información de ubicación de establecimientos cercanos (Restaurantes, Farmacias y Gasolineras) ejecutando el software instalado en el teléfono móvil, luego de lo cual recibirá un mensaje SMS con la información requerida. En la Figura 1 se pueden observar los dispositivos involucrados en el funcionamiento de la aplicación, y la manera en que la información es solicitada, procesada y enviada.

El funcionamiento de la aplicación se puede explicar claramente en los siguientes pasos:

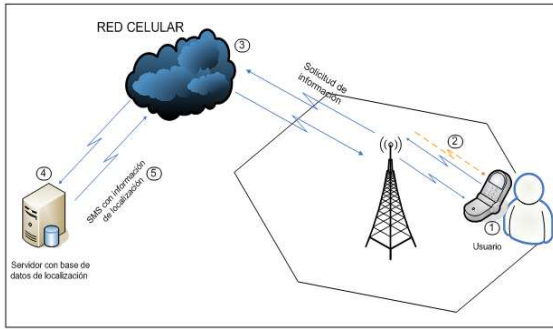


Figura 1: Esquema gráfico de la Aplicación de Localización

- El usuario solicita la información a través del programa instalado en su teléfono móvil (MS).
- La aplicación extrae información de la red (cell id y potencia de la señal) provista por la BS servidora.
- La aplicación envía un mensaje SMS a través de la red GSM con información del cell id a un servidor que contiene la base de datos de los cell id's y la información de los establecimientos cercanos.
- El servidor procesa la información utilizando la base de datos.
- El servidor envía de vuelta un mensaje SMS a través de la red con la respuesta requerida.

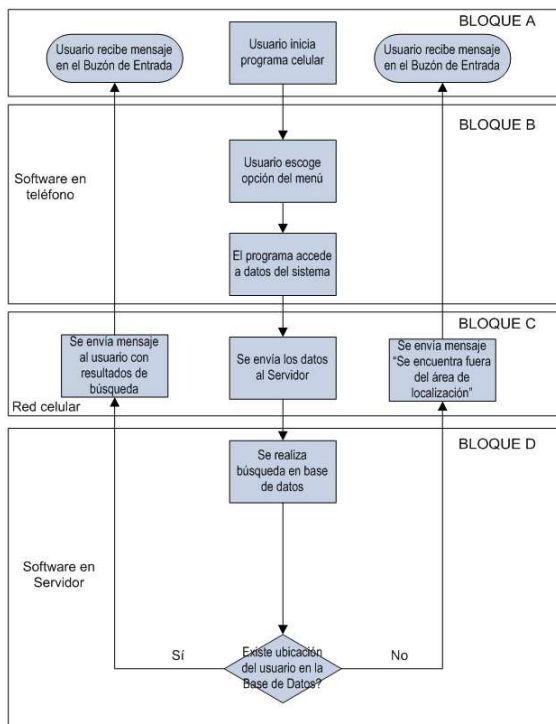


Figura 2: Diagrama de Flujo de la Aplicación de Localización

En la Figura 2 se muestra la aplicación de localización dividida en cuatro bloques: En el bloque A tenemos al usuario, quien inicia y en quien termina el sistema de localización desarrollado en esta tesis. El bloque C corresponde a la red celular GSM. Finalmente, tenemos

los bloques B y D, los cuales corresponden al software que se ha desarrollado en esta tesis. El bloque B es el software ubicado en el teléfono móvil y el bloque D es el programa ubicado en el servidor.

El software instalado en el móvil es la interfaz entre el usuario y el sistema desarrollado. El programa obtiene de la red el cell id y la potencia de recepción a través del canal BCCH, que junto a un código correspondiente a la opción que el usuario haya escogido, son enviados mediante un mensaje de texto (SMS) al servidor.

La aplicación instalada fue desarrollada para la plataforma "Series 60" de Nokia, siguiendo los lineamientos e información contenida en los documentos [6, 7]. Esta plataforma, como se explica detalladamente en [8], está basada en el sistema operativo Symbian OS, y para sus aplicaciones utiliza el lenguaje nativo de programación C++. Al activar la aplicación en el teléfono móvil, se despliega un menú de opciones, que permite al usuario escoger entre el tipo de establecimiento que desea encontrar.

El servidor consta físicamente de una PC, un teléfono móvil (en este caso un NOKIA 6200) y un cable de datos DKU-5 (USB) para la conexión entre PC y teléfono. El software instalado en el servidor cumple las funciones de conexión entre el teléfono y la base de datos en la PC, y de procesamiento de la información a través de una base de datos.

La comunicación con el teléfono se realiza gracias a una de las características principales de los teléfonos móviles de tecnología GSM, que es actuar como un MODEM, y es a través de éste que se envían y se reciben mensajes SMS.

Cada 40 segundos el programa revisa si el teléfono ha recibido algún mensaje. El programa realiza una búsqueda en la base de datos cada vez que un mensaje con información de localización es recibido. Luego de esto, con la información recabada de la base de datos, se crea un mensaje SMS, el cual es enviado a través del teléfono al usuario. Los 40 segundos se escogieron para evitar que algunos mensajes sean descartados debido a limitaciones de procesamiento y almacenamiento de los mensajes. Esto incrementa el tiempo de respuesta del servicio a los usuarios pero a la vez evita que alguien no sea atendido.

El programa en el servidor realiza una búsqueda de la información almacenada en la base de datos que coincida con aquella recibida en el mensaje; dicha información contiene las direcciones y nombres de los lugares cercanos al usuario. Los resultados de la búsqueda son enviados a través de un mensaje de texto.

Área de Pruebas

Se ha tomado un área geográfica específica del Distrito Metropolitano de Quito, para la realización de experimentos con la aplicación desarrollada en esta tesis, la cual debía cumplir con los siguientes requerimientos:

- Ser una buena representación de la ciudad, en cuanto a diversidad en tipo de edificaciones (casas, edificios, parques).
- Tener zonas comerciales y residenciales.
- Sitios con gran concentración de gente y tráfico de red, lo que se traduce en celdas más pequeñas y sobrepuestas.

El área escogida, ubicada en un sector urbano, es la sección circundada por las calles Ignacio de Veintimilla (Al Sur), la avenida Río Coca (al norte), las avenidas 6 de diciembre y Eloy Alfaro (al Oriente) y la avenida 10 de agosto (al Occidente). Todo esto cubre un área de 8,33 km².

Con el fin de realizar una comparación del desempeño de la aplicación entre áreas urbanas y rurales, se escogió como área rural de pruebas el sector del valle de Tumbaco (Poblaciones de Cumbayá y Tumbaco).

Diseño de Experimentos

Primero, se obtuvieron los cell id's dentro del área de pruebas por medio de un recorrido por las calles, utilizando una versión preliminar del software desarrollado en esta tesis, que obtenía los datos de red. Con los datos obtenidos, se realizó un mapa de cobertura con los respectivos cell id's. La superposición de celdas tiene el objeto de no dejar vacíos de cobertura, y es por esto que, en ocasiones, obtenemos dos o más valores diferentes de cell id's en un mismo sitio. Se establecieron sectores de prueba diferentes e independientes entre sí para cada una de las opciones de la aplicación del teléfono móvil (restaurantes, gasolineras, farmacias). Los sectores en el mapa de cobertura se diseñaron bajo los siguientes criterios:

- El diámetro de los sectores es de alrededor de 700 metros.
- Los sectores se superponen entre sí.
- El establecimiento más representativo se encuentra en el centro del sector.

El diámetro de cada sector se diseñó de 700 metros, ya que mediante un análisis visual en el mapa, y tras observar el área de cobertura de los distintos cell id's, se concluyó que era un diámetro adecuado para nuestros propósitos.

Se ubicaron los sectores dentro del área de pruebas, de tal manera que el centro de cada uno sea un establecimiento representativo. De esta manera, se garantiza que el usuario tenga cercanía a este sitio que constituye un punto de referencia por su importancia, popularidad o ubicación.

Base de Datos

Se diseñó una base de datos con las siguientes tablas, correspondientes a las diferentes opciones del programa en el teléfono: Restaurantes, Farmacias, Gasolineras y Sectores.

Los tipos de establecimientos escogidos, fueron determinados con el siguiente criterio. Primero, se buscaron alternativas que sean atractivas para los usuarios y para los propietarios de esos establecimientos, para fines comerciales. Además, se intentó buscar establecimientos de diferente campo (salud, entretenimiento, servicios, etc.). También se buscó que los establecimientos tengan una diferente concentración en el área escogida. La base de datos fue llenada con los datos experimentales que se obtuvieron de las diferentes mediciones que se realizaron en el área de pruebas.

Experimentos

Finalmente, con la aplicación de localización completa, se realizaron experimentos en distintos sectores del área de pruebas y además dentro de un área rural, que corresponde al valle de Tumbaco, aledaño a Quito. En cada lugar escogido, se ejecutó el programa y se obtuvo información de los lugares cercanos, que el sistema envió a través de mensajes de texto; con estos resultados se calcularon las distancias a los diferentes sitios desplegados en el mensaje de respuesta, con el objeto de tener una medida de precisión de la aplicación. Es importante notar que las pruebas fueron ejecutadas sin movimiento del usuario.

Resultados y Discusión

Se realizaron varias pruebas en distintos lugares de la ciudad de Quito. Cada prueba da como resultado una o varias opciones de restaurantes cercanos (generalmente 3). Luego de lo cual se procedió a registrar su distancia al lugar donde se ejecutó la prueba. El análisis de los resultados correspondientes a las pruebas con restaurantes se presenta a continuación.

Distancias

La base de datos fue establecida de tal manera que cada cell id registrado, es decir, cada pedido de la ubicación de un establecimiento por parte del usuario, tenga en lo posible, por lo menos dos opciones de establecimientos en su respuesta. Debido a la limitación de que un mensaje SMS permite solamente escribir 160 caracteres, no es posible dar más de tres o cuatro opciones de establecimientos.

Área Urbana

Los datos obtenidos de las distintas pruebas fueron analizados y la distancia promedio que se encontró al sitio requerido (la media de todas las muestras), fue de 311,25 metros.

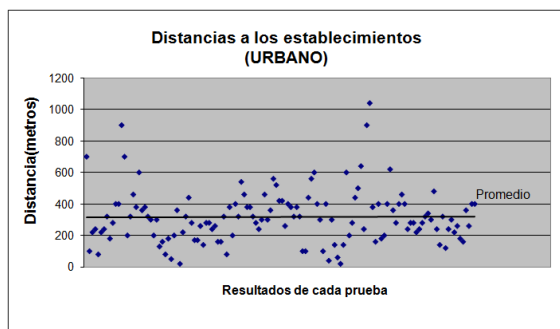


Figura 3: Distancias a los restaurantes desplegados en cada ejecución. (Zona Urbana).

En la Figura 3 se observan las distancias desde cada lugar en donde se ejecutaron las pruebas a cada uno de los establecimientos desplegados en los mensajes SMS de respuesta a tales pruebas. La línea negra representa el promedio de estas muestras, y se puede apreciar que la mayor distancia fue de 900 metros, mientras que el restaurante más cercano estuvo a 20 metros del lugar de la prueba. Se puede observar que solo el 6 % de las muestras se alejan 250 metros del promedio.

Área Rural

Las pruebas en el área rural presentan resultados diferentes a los del área urbana. La distancia promedio al sitio requerido (la media de todas las muestras), fue de 776,04 metros.

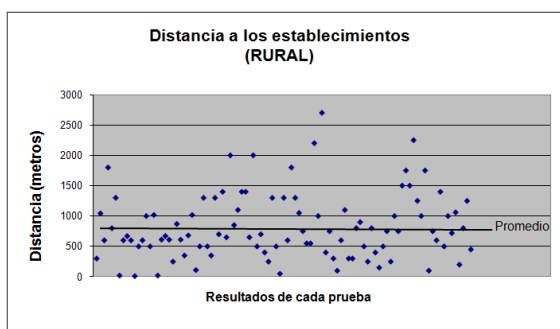


Figura 4: Distancias a los restaurantes desplegados en cada ejecución. (Zona Rural).

En la Figura 4 se pueden observar los resultados de las distancias a todos los restaurantes desplegados en la respuesta después de cada ejecución de la aplicación en el área rural de prueba. La mayor distancia fue de 2 kilómetros, mientras que el restaurante más cercano estuvo a 10 metros del lugar donde se ejecutó la prueba. Se puede observar que el comportamiento de la aplicación es menos regular en cuanto a distancias que lo que se observó en el área rural. Es importante notar la especial estructura topográfica del área rural estudiada en estas pruebas. Al ser un valle rodeado de montañas, y al ubicarse las antenas en sitios altos, las celdas tienen una extensión mucho mayor a las del área urbana.

Tiempos de respuesta

Se midió el tiempo transcurrido (en segundos) desde la ejecución de la aplicación en el teléfono hasta el instan-

te en que se recibe el SMS de respuesta por parte del servidor. Todo esto, con el objeto de tener un tiempo estimado de respuesta.

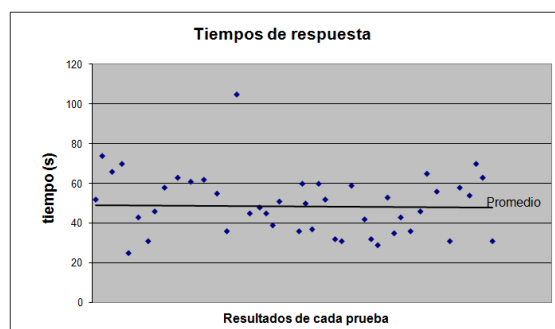


Figura 5: Tiempos de respuesta de la aplicación

En la Figura 5 se observan los tiempos de respuesta de las diferentes ejecuciones de la aplicación, así como el promedio total de éstas, que es de 55,47 segundos. Este tiempo resulta razonable, ya que aproximadamente un minuto de espera para la respuesta resulta extremadamente útil en relación a la posibilidad de que el usuario busque los establecimientos por cuenta propia. Se puede observar también, que existen pocas muestras que se alejan significativamente del promedio. Los picos altos indican una congestión en la red celular, lo que significa que en esos momentos existía alto tráfico. No se presentan resultados de medidas del tiempo de respuesta en el área rural, ya que estos no tienen una diferencia significativa con los del área urbana. Es decir, el tipo de celda (urbana o rural) no afecta en el tiempo de respuesta de la aplicación.

Conclusiones

- Se cumplió con el objetivo inicial de tener una aplicación plenamente funcional en un área de la ciudad de Quito, la cual satisfaga el requerimiento de un usuario de saber las direcciones de establecimientos cercanos.
- En el área urbana, la diferencia entre el promedio de las distancias más cortas y el promedio de las distancias más largas de cada conjunto de opciones es de aproximadamente 110 metros, lo que resulta un valor absolutamente razonable para que el usuario pueda escoger entre ellas, sin necesidad de que la distancia sea un factor excluyente o determinante en su decisión. Más bien, los factores de decisión serían el tipo de restaurante, facilidades de parqueo, vías de acceso, etc. Por lo tanto, en este aspecto, el programa resulta de gran utilidad en áreas urbanas.
- En el área rural, la diferencia entre el promedio de las distancias más cortas y el de las distancias más largas de cada respuesta obtenida es de aproximadamente 800 metros, lo que resulta mucho mayor a lo obtenido en el área urbana. Esto se debe a que

las celdas diseñadas para áreas rurales son de mucho mayor extensión que las diseñadas para áreas urbanas. En este caso, la distancia sí podría ser un factor determinante en la decisión del usuario de escoger un restaurante en lugar de otro. Por lo tanto, en el área rural se obtienen distancias muy grandes a los restaurantes requeridos, por lo que, en estas circunstancias, la información brindada por la aplicación podría no ser útil para el usuario.

- Se tiene una aplicación lista para demostraciones a posibles interesados en el ámbito comercial, como establecimientos que deseen ser incorporados a la base de datos del programa o usuarios que deseen los servicios que brinda esta aplicación.
- Quedaron demostradas la importancia y el sentido de vanguardia de esta aplicación (que se desarrolló en el 2005), cuando Google anunció a finales del 2007 el lanzamiento de una aplicación que hace prácticamente lo mismo, como parte de su programa My Location.

Referencias

- [1] Jenkins, G. 2004. *Gsm White Paper. Brilliant Past, Bright Future*. Global Telecommunications. Global Telecommunications, Deutsche Bank.
- [2] GSM Association *Operator Requirements for Features and Services* January 2002.
- [3] Harte, L. 2005. *Introduction to GSM: Physical Channels, Logical Channels, Network, and Operation.*, Arthos Publishing, USA.
- [4] Drane, C., Macnaughtan, M., and Scott, C. 1998. "Positioning GSM Telephones." *IEEE Communications Magazine*. 36(4), 46-54,59.
- [5] Tipmongkonsilp, S. *Position Location in Wireless Communications*2003.
- [6] Marshall, C. *Getting Started with C++ Development on the Series 60 SDK Symbian Developer Network, version 1.0*June 2002.
- [7] Nokia Corporation *Series 60 Developer Platform 2.0: Getting Started with C++ Application Development, version 1.1*March 2004.
- [8] Nokia Corporation. 2004 *Series 60 Developer Platform: Introductory White Paper version 1.1*