

DIF U₁₀₀ci@

Revista de Difusión Científica

Vol. 6, No.2, septiembre-diciembre 2012

ISSN 2007-3585

Investigación

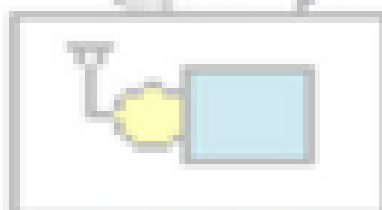
**Modified
super-orthogonal
space-time trellis codes
for fast-block fading
channels**

Jorge Flores et al.

Investigación

**Arquitectura de e-Salud
basada en redes
inalámbricas de sensores**

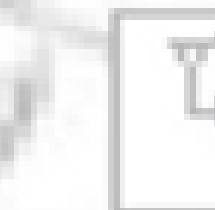
Humberto Cervantes et al.



ECG



Aceleración



Tem



S

ISSN 2007-3585



PRODUCCIÓN
Universidad Autónoma de Zacatecas

PRODUCCIÓN Y DISEÑO

Gerardo Miramontes de León

D.R. de la Presente Edición

Gerardo Miramontes de León
Universidad Autónoma de Zacatecas
López Velarde 801, Centro
98000 Zacatecas, Zac. México

ISSN 2007-3585

DIFU100ci@ (léase difucencia) Vol. 6, No.2, septiembre-diciembre 2012, es una publicación cuatrimestral editada por la Universidad Autónoma de Zacatecas, "Francisco García Salinas", Jardín Juárez 147, Col Centro Zacatecas, Zac. C.P. 98000. www.uaz.edu.mx/gmiram/Revista.htm. correo-e: gmiram@ieee.org. Reservas de Derechos al Uso Exclusivo del Título expedido por el INDAUTOR, Reserva: 04-2010-110314331900-102. Responsable de la última actualización Gerardo Miramontes de León, López Velarde 801, Zona Centro, Zacatecas, Zac. C.P. 98000. Fecha de última modificación 15 de diciembre de 2012.

HECHO EN MÉXICO
MADE IN MEXICO

DIRECTORIO

I. Q. Armando Silva Cháirez Rector
Lic. Cuauhtémoc Rodríguez Aguirre Secretario General
Dr. Miguel Rodríguez Jáquez Secretario Académico
M. en A Emilio Morales Vera Secretario Administrativo
Dr. Marco Antonio Salas Luévano Coord. Investigación y Posgrado
Dra. Georgia Aralu González Pérez Coord. Depto. Editorial

CONSEJO EDITORIAL

Leonardo Acho Zuppa, U Politècnica de Catalunya, España
Miguel Andrés, U. de Valencia, España
Pedro Andrés, U. de Valencia, España
Luis Tupak Aguilar, CITEDI-IPN, México
David H. Covarrubias Rosales, CICESE, México
Ernesto García Domínguez, UAZ México
Mireya Sara García Vázquez CITEDI-IPN, México
Luis García Santander U. de Concepción, Chile
Geminiano D. Martínez Ponce, CIO, México
Oscar Montiel Ross, CITEDI-IPN, México
Arturo Moreno Báez, UAZ México
Claudia Sifuentes Gallardo, UAZ México
Carmen Maya Sánchez, CICESE México
Ricardo Chávez Pérez, CICESE México
Roberto Conte Galván, CICESE México
Juan Iván Nieto Hipólito, FIAD-UABC, México
José Antonio Michel Macarty, FIAD-UABC, México

Contenido

Vol. 6, No. 2, septiembre-diciembre 2012

EDITORIAL

Fin de año

45

Este número cierra el año 2012 con cuatro trabajos de investigación. Uno de ellos trata un tema de comunicaciones (trabajo de un investigador de la UAZ en colaboración con el CICESE y la U de Colima) y el otro sobre su aplicación al área de la salud, a través de redes inalámbricas de sensores (UABC). Se incluyen otros dos trabajos, continuando con la selección de trabajos de Vértice 2012. Ambos presentan temas que pueden ser de mucho interés a los lectores. Como ya es costumbre, nos sentimos honrados con la colaboración de importantes instituciones del norte del país. Cabe señalar que en los cuatro trabajos de este número colaboran estas instituciones, específicamente el CICESE, el CITEDIPN y la UABC. Finalmente, terminamos el año poniendo atención al fin de un ciclo anual y al fin de un ciclo astronómico de 25,627 años, el cual fue calculado por una antigua civilización.

Modified super-orthogonal space-time trellis codes for fast-block fading channels

46

por Jorge Flores et al. pp. 46 – 53

Presentamos una clase nueva de códigos en enrejado espacio-tiempo super-ortogonales (Mo-SOSTTCs) para canales modelados como desvanecimiento rápido en bloque, siendo el canal constante para cada matriz código y cambia de manera independiente de un código a otro. Introducimos un parámetro de rotación extra en una matriz código para expandir la constelación lo que permite minimizar trayectorias paralelas en el enrejado sin incrementar la complejidad del decodificador. Similar a los códigos en enrejado espacio-tiempo super-ortogonales originales (SOSTTCs), estos códigos combinan la partición de conjuntos y un super conjunto de códigos bloque espacio-tiempo ortogonales, pero a diferencia de los SOSTTCs, para definir el particionado de los conjuntos, utilizamos el criterio de la distancia del producto en lugar del criterio de la distancia de la ganancia de codificado. Del mismo modo, también utilizamos conjuntamente la distancia Hamming de símbolo y el criterio del rango. Los resultados de las simulaciones muestran que, en el caso de un canal cuasi-estático, los Mo-SOSTTCs propuestos proporcionan un desempeño similar a los SOSTTCs existentes.

INVESTIGACIÓN

Arquitectura de e-Salud basada en redes inalámbricas de sensores

54

por Humberto Cervantes et al. pp. 54 – 61

En este artículo, se presenta una propuesta de arquitectura basada en Redes Inalámbricas de Sensores para el cuidado de la salud y el avance que se tiene. La arquitectura propuesta consta de nodos sensores que pueden ser portables por el paciente, un puente IEEE 802.15.4/802.11, un servidor local y un servidor remoto (servidor médico). Esta arquitectura permitirá la monitorización de variables fisiológicas en pacientes que desarrollan sus actividades cotidianas, tanto en el hogar, como en algún edificio que cuente con la infraestructura propuesta. Las variables que actualmente se pueden monitorizar a través de la arquitectura implementada son: temperatura, ritmo cardíaco y electrocardiografía (ECG), se incluye también la medición de variables de contexto (iluminación, temperatura ambiente y humedad ambiental), todas estas variables son transmitidas a través de una red inalámbrica de sensores a un nodo sink y desplegadas en una PC.

Regulación térmica usando un control digital

62

por Ricardo Cuesta et al., pp. 62 – 66

En este trabajo se implementa un controlador de tiempo discreto a un sistema térmico con la finalidad de alcanzar una temperatura deseada. El sistema consiste en una estructura de acrílico de un metro de largo, en la cual existe un flujo de aire laminar mediante el uso de un ventilador. Se caracteriza un termistor para medir la temperatura. El controlador, que regula el flujo de aire mediante el ventilador, se desarrolla sobre el microcontrolador Arduino UNO, el cual lee la señal del termistor, procesa las instrucciones de control y envía la señal de salida en forma de PWM. Posteriormente, la salida es suavizada por un filtro RC y esta señal pasa por una etapa de potencia para alimentar al ventilador. Finalmente, se adecua una pantalla LCD mostrando el valor de temperatura deseada y medida en ese momento. Dichos valores se guardan y visualizan en tiempo real en una PC.

Implementación de MicroBlaze para Robótica Móvil

67

por Ulises Orozco-Rosas y Roberto Herrera-Charles,
pp. 67 – 72

Este artículo presenta la configuración de un sistema embebido MicroBlaze de Xilinx en un FPGA y su programación de un módulo de software en C que actúa como mando y control de sensores y actuadores para un Robot Móvil. En la actualidad existe una demanda de robots móviles autónomos en diversos campos de aplicación, como son transporte de materiales, labores de limpieza, vigilancia, guiado de personas y aplicaciones militares. Estos robots móviles deben interactuar con su ambiente para lograr realizar sus tareas, este ambiente puede tener entornos sujetos a cambios e imprevistos. En este trabajo se aborda una parte del problema de la navegación de un Robot Móvil, en específico el de evadir obstáculos. Como solución a este problema se propone usar un sistema embebido configurable en FPGA, para esto se recurre a la configuración de un sistema de procesamiento MicroBlaze dentro del FPGA Spartan de la serie 3AN de Xilinx, lo que permite integrar y configurar diversos y distintos dispositivos para su procesamiento digital en tiempo real en un solo módulo del robot móvil.

Fin de año

TERMINAMOS un año más, un ciclo más en nuestras actividades. Y llegamos a un ciclo astronómico más. Este ciclo fue calculado por una gran civilización, los Mayas. Para este 21 de diciembre se completará un ciclo, que de acuerdo a los Mayas se repite cada 25,000 años aproximadamente. Revisando algunos datos históricos, encontramos que la primera civilización humana conocida data de aproximadamente 5,000 años. Uruk, la primera ciudad humana fue descubierta en 1849 y se considera que tiene una antigüedad de 3,300 años. Si bien el periodo neolítico data de alrededor de 10,000 años, entonces no deja de asombrarnos cómo una civilización de hace 2,000 años pudo calcular y predecir un ciclo que tiene un periodo de 25,000 años (casi 26,000). Eso significa que ni esa civilización ni alguna otra pudo haber vivido un solo periodo de ese ciclo cósmico. Aunque muchas discusiones se centran en la “profecía” del fin del mundo, pocas se centran en explicar ¿cómo una civilización que no hizo uso de la rueda como medio de transporte pudo haber tenido dicho conocimiento? ¿Es posible que sin instrumentos astronómicos como los telescopios, por pura observación, prácticamente a ojo desnudo, se pueda conocer completamente la vía láctea y predecir con exactitud un ciclo de 25,000 años sobre objetos celestes más allá de nuestro sistema solar?

Todas éstas son preguntas que seguramente podrán responderse en otro círculo académico, o quizá no. En lo que respecta a nosotros, nos corresponde continuar con nuestra breve ventana de tiempo. Cerramos el año 2012 con cuatro trabajos de investigación. Uno de ellos trata un tema de comunicaciones (desarrollado por un investigador de la UAZ en colaboración con el CICESE y la U. de Colima) y el otro sobre su aplicación al área de la salud, a través de redes inalámbricas de sensores (UABC). Continuando con la selección de trabajos de Vértice 2012, se incluyen otros dos trabajos. Ambos presentan temas que pueden ser de mucho interés a los lectores. Como ya es costumbre, nos sentimos honrados con la colaboración de importantes instituciones del norte del país. Cabe señalar que el los cuatro trabajos de este número colaboran estas instituciones, específicamente el CICESE, el CITEDI-IPN y la UABC.

© diciembre 2012 G. Miramontes

correo-e: gmiram2002@yahoo.com

DIFU100ci@ (léase difuciencia) es una publicación cuatrimestral editada por la Universidad Autónoma de Zacatecas, Jardín Juárez 147, Col Centro Zacatecas, Zac. Tiene como objetivo difundir conocimientos científicos y tecnológicos del área de la ingeniería a través de artículos de divulgación y artículos que muestren temas de investigación.

EDITOR EN JEFE

Gerardo Miramontes de León
U. Autónoma de Zacatecas

CONSEJO EDITORIAL

FUNDADOR

[Leonardo Acho Zuppa](#)

U Politècnica de Catalunya
España

[Miguel Andrés](#)

U. de Valencia, España

[Pedro Andrés](#)

U. de Valencia, España

[Luis Tupak Aguilar](#)

CITEDI-IPN, México

[David H. Covarrubias Rosales](#)

CICESE, México

[Ernesto García Domínguez](#)

U. Autónoma de Zacatecas

[Mireya Sara García Vázquez](#)

CITEDI-IPN, México

[Luis García Santander](#)

U. de Concepción, Chile

[Geminiano D. Martínez Ponce](#)

CIO, México

[Oscar Montiel](#)

CITEDI-IPN, México

[Claudia Sifuentes Gallardo](#)

U. Autónoma de Zacatecas

El contenido de los artículos es responsabilidad exclusiva de los autores. Se permite la reproducción total o parcial de los contenidos siempre y cuando se cite la fuente, y en los términos de la Ley Federal de Derechos de Autor y, en su caso, de los tratados internacionales aplicables.



Modified super-orthogonal space-time trellis codes for fast-block fading channels

Jorge Flores-Troncoso, Leonel Soriano Equigua, Jaime Sánchez-García
Salvador Ibarra-Delgado, Remberto Sandoval-Aréchiga, José Luis Alvarez-Flores,
and José Manuel Cervantes Viramontes

Códigos en enrejado espacio-tiempo super-ortogonales modificados para canales con desvanecimiento rápido

of the existing SOSTTCs in quasi-static channel case. Furthermore, Mo-SOSTTCs provide better performance in fast block-fading channel.

Recibido: octubre 12, 2012
Aceptado: noviembre 10, 2012

Keywords: Space-time codes, trellis codes, fast fading.

Palabras clave: Códigos espacio-tiempo; códigos en enrejado; desvanecimiento rápido.

Abstract:

In this paper, we present new super orthogonal space-time trellis codes (Mo-SOSTTCs) for channels modeled as fast block-fading, where the channel is constant for each codeword matrix and changes independently from one codeword to the next. We introduce an extra rotation parameter in a codeword matrix for expanded constellation which allows to minimize the parallel paths in the trellis without increasing the complexity in the decoder. Like original super-orthogonal space-time trellis codes (SOSTTCs), these codes combine set partitioning and a super set of orthogonal space-time block codes, but unlike SOSTTCs we use the product distance criterion instead of coding gain distance criterion to define a set partitioning. Moreover, we also use the symbol Hamming distance and rank criteria together. Simulations results show that the proposed Mo-SOSTTCs provide similar performance than that

SPACE-TIME codes provide an effective method to increase system capacity for wireless communications. Tarokh, et al., first described the performance characteristics of space-time codes in terms of diversity gain and coding gain [1]. As the diversity gain determines the asymptotic slope of the Pair-wise error probability (PEP) in logarithm domain, it is the most important factor in the design of space-time codes. Therefore, the design of the earliest space-time trellis codes has been focused primarily on implementing full diversity order, but non-optimal coding gain [2]. The various improved codes have been developed to enhance the coding gain performance in subsequent works. The improvement may be implemented by finding more powerful codes that yield the minimum PEP in terms of Tarokh's criteria through exhaustive computer search [3], developing improved design criteria based on more accurate mathematical expression of PEP [4][5], and performing union bound and distance spectrum analysis [6][7]. Nowadays, with the development space-time codes as the state of art techniques, these methods may now only provide marginal improvement.

Space-time codes provide an effective method to increase system capacity for wireless communications

The improvement can be further increased by introducing the orthogonal design of space-time block codes into space-time trellis codes. In slow fading channels, the coding gain depends on the minimum determinant of a full rank codeword distance matrix [1]. Thus, the optimal determinant will be obtained if the codeword distance matrix is also a diagonal matrix with equal eigenvalues.

A systematic method to design the trellis codes for quasi-static fading channel case was shown in [8], called super-orthogonal space-time trellis codes (SOSTTCs). It consists on maximizing the coding gain combining space-time block codes with a trellis code to come up with a new structure that guarantees the full diversity with any given rate and number of states. SOSTTCs outperform the previously discussed Space-Time Trellis Codes (STTCs) in [1] by more than 2 dB. Moreover, the decoding complexity of SOSTTCs is smaller than that of STTCs.

SOSTTCs are known to be a very effective coding technique for improving coding gain performance in slow fading channels. However, these codes are not ideally suited for fast fading channels, because they may give rise to the diversity loss in these scenarios [9]. In SOSTTCs, the super-trellis transition is induced by M_t information symbols. This super-trellis operation ensures full rate codes, but inevitably results in parallel trellis transitions. In the fast fading channel case, diversity gain depends on Minimum Symbol Hamming Distance (MSHD) [1]. The symbol Hamming distance measures the number of different symbol positions between two codewords. Thus, the STTCs that exhibit parallel trellis transitions have a MSHD with a maximum value of one. Although the practical MSHD is 2 because of the use of Alamouti matrix as the encoded output in SOSTTC, compared to its counterpart with the same number of states but MSHD greater than 2 in the STTCs, SOSTTC would suffer diversity loss in fast fading channels because of their rotation structure.

Generally speaking, it is very difficult to prevent parallel trellis transition from happening, especially for the systems

that have a large number of transmitting antenna and/or a high order constellation modulation.

The main contribution of this paper is a new class of SOSTTC which satisfies the design criteria in fast-block fading channels, as proposed by Tarokh *et al.* Through analysis and numerical simulations, we demonstrate that the proposed modified-SOSTTCs outperform the known SOSTTCs with the canal conditions established. The rest of paper is organized as follows: first we provide the system and channel model. Then we study the performance analysis and show the design criteria for the proposed modified super-orthogonal space-time trellis codes. Afterwards, we show the set partitioning and code design using two transmitting antennas for BPSK and QPSK constellations. Next we explain important properties of proposed codes. Then, we present numerical simulation results. Finally, the conclusions are presented in last section.

MODIFIED-SOSTTC

System model

Since the diversity gain of space-time codes corresponds to the asymptotic slope of the PEP, any diversity loss can result into significant performance degradation.

Thus, diversity loss is an important issue to be taken into account in space-time codes. We have, therefore, developed the Modified Super Orthogonal Space-Time Trellis Codes (Mo-SOSTTCs) in this work, which are aimed at improving diversity gain in fast block-fading channels. The approach is also based on the orthogonal design of space-time block codes. But unlike SOSTTCs, the parallel transitions are avoided or minimized in our design. Theoretical analysis and simulation results indicate that in fast block-fading channels, Mo-SOSTTCs have an advantage over SOSTTCs regarding both diversity gain and coding gain.

Like the SOSTTC, at each time slot k , a parallel b bit information data stream is injected into the encoder, and these bits are then converted to M-PSK symbols, where $b = \log_2 M$. We represent an output M-PSK symbol in i th transmitting antenna for $i = 1, 2$ at time k by

$$x_k^i = e^{j\frac{2\pi}{M}m} e^{j\phi} \quad (1)$$

where $m = 0, 1, \dots, M - 1$ represents the index of the symbols in the space-time code, and ϕ is the rotation angle for expanded constellation which allows to obtain high coding

gain. Then, the resultant $T \times M_t$ Alamouti orthogonal matrix [10] to be transmitted at time k in each branch transition takes the form

$$c_k = \begin{pmatrix} x_k^1 & x_k^2 \\ -(x_k^2)^* & (x_k^1)^* \end{pmatrix} \quad (2)$$

where $M_t = 2$ transmitting antennas. It is important to note that this is a special case of (5) in [11]. Note that an orthogonal space-time codeword consists of $2b$ information bits and is further divided into $T = 2$ time slots. The orthogonal matrix is transmitted row by row within time slot k , such that the i th column is transmitted from the i th antenna, and each row is transmitted in the corresponding time slot. This indicates that the number of transmitted symbols in one codeword matrix duration is 2. Therefore, the scheme has a rate of b bits/seg/Hz.

A systematic method to design the trellis codes for quasi-static fading channel case is called super-orthogonal space-time trellis codes (SOSTTCs)

Performance analysis

Performance of space-time codes has been analyzed by formulating upper bound on the PEP [1]. PEP refers to the probability that the decoded codeword at the receiver is different from the transmitted codeword. Let K be the length of frame, \mathbf{c} the transmitted codeword and \mathbf{e} the erroneously decoded codeword. Let c_k and e_k denote the encoded output matrix of size $T \times M_t$ at time k in codeword \mathbf{c} and \mathbf{e} , respectively. We define codewords \mathbf{c} and \mathbf{e} such that each one is a matrix formed by concatenating c_k and e_k , respectively,

$$\mathbf{c} = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 & \cdots & c_k & \cdots & c_K \end{pmatrix}^T \quad (3)$$

$$\mathbf{e} = \begin{pmatrix} e_1 & e_2 & \cdots & e_k & \cdots & e_K \end{pmatrix}^T \quad (4)$$

Let $\mathbf{D}_k = c_k - e_k$ be a branch difference matrix (since this matrix is associated with the branch output). A branch codeword distance matrix \mathbf{A}_k between c_k and e_k is defined as the Hermitian square of the difference matrix of size $M_t \times M_t$

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{D}_k^H \mathbf{D}_k \quad (5)$$

For the STTCs in [1], the pairwise error probability for fast fading case has been calculated considering that each trellis branch output is a symbol vector. However, when the branch output is a matrix as in Mo-SOSTTC, the channel coefficients are assumed to remain constant during the transmission of one $T \times M_t$ codeword c_k (fast block-fading channel), but they change in a random manner from one codeword to another. If \mathbf{H}_k is the channel during the transmission of c_k , and r_k is the received signal block, then the maximum likelihood (ML) decoder output is given by

$$\hat{\mathbf{c}} = \arg \min_{\mathbf{c}} \sum_{k=1}^K \|r_k - c_k \mathbf{H}_k\|_F^2, \quad (6)$$

where \mathbf{c} is given by (3). Therefore, the upper bound of PEP in fast block-fading Rayleigh channels with M_r antennas at the receiver side can be written as [9]

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \prod_{k=1}^K \prod_{i=1}^r \left(\frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_k^i} \right)^{M_r} \quad (7)$$

where λ_k^i is the i th eigenvalue of \mathbf{A}_k in descending order and r is the rank of \mathbf{A}_k . Let SNR be sufficiently large, hence the PEP expression in (7) can be approximated by

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-\delta_H r M_r} \prod_{k \in \rho(\mathbf{c}, \mathbf{e})} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_k^i \right)^{-M_r} \quad (8)$$

where $\rho(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ is the set of time instance at which the \mathbf{A}_k is not a null matrix such that $c_k \neq e_k$ for $1 \leq k \leq K$; δ_H is the number of time instances in which the codeword pair (\mathbf{c}, \mathbf{e}) differ and it is known as the *Symbol Hamming Distance*.

Design criteria

We can see from (8) that, in the case of fast block-fading channels, the order of diversity is $\delta_H r M_r$, where $\min\{\delta_H\}$ is the minimum symbol Hamming distance (MSHD) between the different codewords (we have considered each c_k as a matrix symbol).

By observing the inequality (8), one can see that the product term of eigenvalues determines the coding gain. Recognizing that the product term of eigenvalues is equal to the determinant of matrix \mathbf{A}_k (if \mathbf{A}_k is a full-rank matrix), the design criteria to yield minimum PEP for Mo-SOSTTC are as follows:

Symbol Hamming distance criterion

The minimum symbol Hamming distance must be maximized.

Rank criterion

The branch codeword distance matrix \mathbf{A}_k , where $k \in \rho(\mathbf{c}, \mathbf{e})$, must have a full rank of M_t . Using this criterion together with the above symbol Hamming distance criterion we get an optimal diversity gain.

Product distance criterion

In order to provide optimal coding gain, the minimum determinant of \mathbf{A}_k must be maximized. As afore mentioned, the orthogonal matrix provides guaranteed full rank for \mathbf{A}_k . It can easily be proven that \mathbf{A}_k can be expressed as

$$\mathbf{A}_k = \left(|c_k^1 - e_k^1|^2 + \dots + |c_k^{M_t} - e_k^{M_t}|^2 \right) \mathbf{I}_{M_t} \quad (9)$$

Expression (9) states that \mathbf{A}_k is a full rank diagonal matrix, in which the diagonal elements are identical and equal to the Euclidean distance of the encoded outputs in STTCs. Thus, ideally the orthogonal matrix should be chosen to make the codes robust on both diversity and coding gain. In this case, from (9), it can be seen that the eigenvalues will be

$$\lambda_k^i = |c_k^1 - e_k^1|^2 + |c_k^2 - e_k^2|^2 + \dots + |c_k^{M_t} - e_k^{M_t}|^2 \quad (10)$$

for $i = 1, 2, \dots, M_t$.

Applying the property given in (10) to (8) yields

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq (\text{dp2})^{-M_t M_r} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-\delta_H M_t M_r} \quad (11)$$

where

$$\text{dp2} = \prod_{k \in \rho(\mathbf{c}, \mathbf{e})} \left(|c_k^1 - e_k^1|^2 + \dots + |c_k^{M_t} - e_k^{M_t}|^2 \right) \quad (12)$$

is the product distance of Mo-SOSTTC.

In [8] the authors defined the coding gain distance (CGD) between codewords c_k and e_k as the determinant of matrix \mathbf{A}_k . Unlike SOSTTCs, we use dp2 instead of CGD to define a set partitioning.

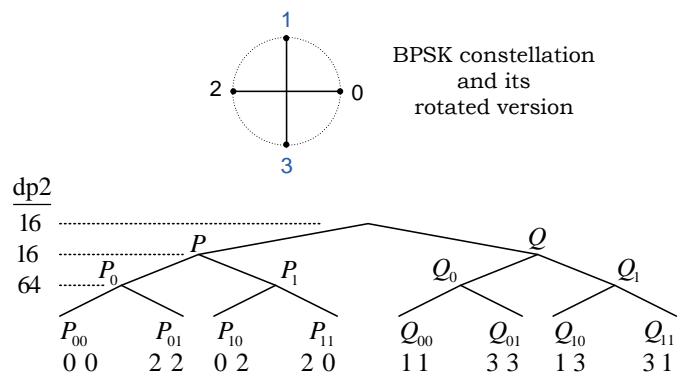


Figura 1. Set partition for BPSK over two transmitting antennas.

SET PARTITIONING AND DESIGN FOR Mo-SOSTTC

The code considered here was designed for two transmitting antennas for both BPSK and QPSK constellations in the fast block-fading scenario. For full-rate codes, we need $N_{cw} = 2M_t^M$ codeword matrices at least. If $M_t = 2$, then $N_{cw} = 8$ for BPSK or $N_{cw} = 32$ for QPSK. In addition, in order to obtain a full-rate Mo-SOSTTC, we must increase the number of available orthogonal matrices trying to either prevent or minimize the parallel paths in the trellis. Hence, we will expand the size of the constellation alphabet of the transmitted signals, without affecting the full-diversity and coding gain for each pair of codes transmitted at each branch in the trellis, maintaining also the performance in the quasi-static channel case. Similarly to extended-SOSTTC [11], the Mo-SOSTTC utilizes one extra rotation parameter ϕ to expand the inner OSTBC, but it does not use the rotation angle θ as SOSTTC.

Let $\phi \in \{0, \frac{\pi}{M}\}$ two rotation parameters in a codeword as given by (2), then we have $N_{cw} = 8$ OSTBCs for BPSK and $N_{cw} = 32$ OSTBCs for QPSK. When $\phi = 0$ we use P to represent the set of these 2^M OSTBCs, and we use Q to represent the other set of 2^M OSTBCs with $\phi = \frac{\pi}{M}$. Following the general method in [8], we partition the sets to design a trellis code maximizing the product distance dp2 between codeword pairs at each level, considering the worst case which arises when there are parallel transitions, but in a later step this will be minimized.

Figures 1 and 2 show the set partitioning for both BPSK ($r = 1$ bit/s/Hz) and QPSK ($r = 2$ bit/s/Hz) respectively with

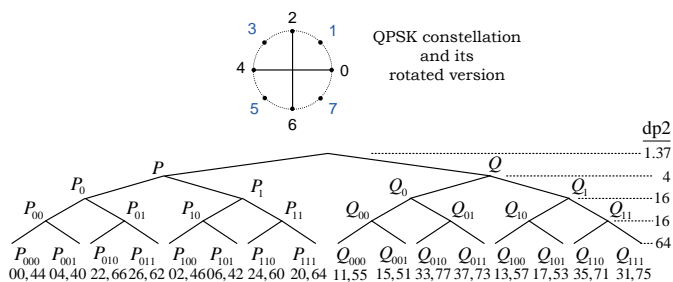


Figura 2. Set partition for QPSK using two transmitting antennas.

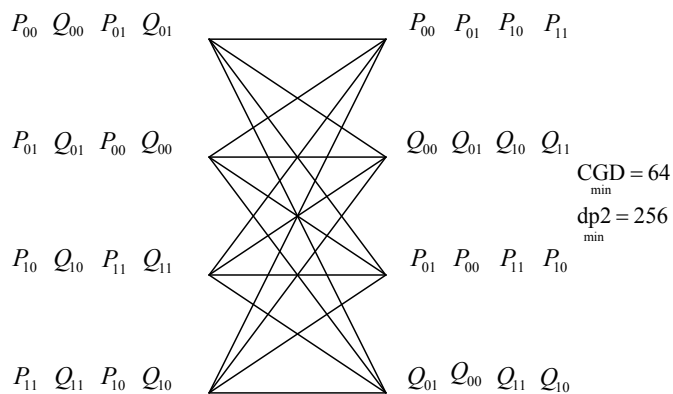


Figura 3. Four state code $M_t = 2$, $r = 1$ bit/s/Hz.

$M_t = 2$. The numbers at leaves represent the index of the symbols in the constellation MPSK to be transmitted in the orthogonal space-time code.

Now, we propose the design of full-rate Mo-SOSTTC with full diversity and high coding gain for two transmitting antennas. In order to achieve full diversity, we can see that unlike the SOSTTC, taking any codeword c_k of P with any codeword e_k of Q , the difference matrix \mathbf{D}_k is a full-rank matrix. Therefore, the branch codeword distance matrix \mathbf{A}_k is not a null matrix.

Suppose that the encoder is in a certain state. Depending on the $2b$ input bits it will change its state accordingly. Then, we can pick up codewords diverging from a state of any set P or Q with the aim of trying to minimize the parallel paths and increase the coding gain. Moreover, in order not to increase the complexity in the ML decoder, we need to make sure that all the codewords arriving into a given state are from the same symbols set P or Q .

In Figure 3 and Figure 4, we provide a four-state BPSK and an eight-state QPSK example of our Mo-SOSTTC respectively. We note that the resulting Mo-SOSTTCs

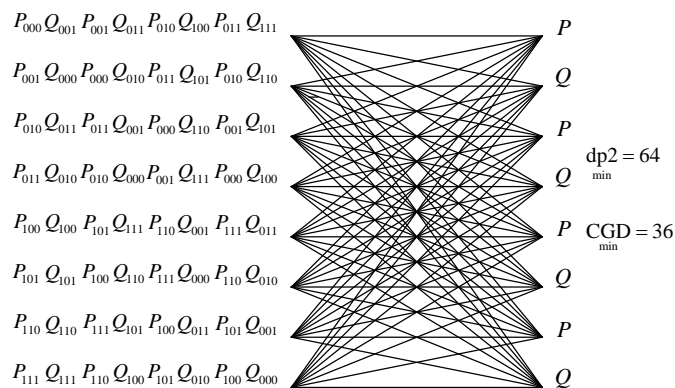


Figura 4. An eight state code for two transmitting antennas; $r = 2$ bits/s/Hz using QPSK.

maintain a minimum CGD as high as SOSTTCs. Moreover, due to the fact that the Mo-SOSTTCs proposed have a greater dp_2 , this will result in better performance in fast block-fading channels. Using Pseudo-OSTBCs [11], we can systematically design codes for more than two transmitting antennas following a similar procedure.

We propose the design of full-rate Mo-SOSTTC with full diversity and high coding gain for two transmitting antennas

The important properties of Mo-SOSTTC that can be observed are: First, for the diversity gain case, the minimum δ_H (MSHD) of the Mo-SOSTTC is greater than the MSHD of the SOSTTCs. We can see that for both BPSK and QPSK code symbols, in SOSTTCs the $\min \delta_H = 2$ because of using parallel transitions, and the $\min \delta_H = 4$ in Mo-SOSTTC, despite the fact that there are parallel paths on eight-states QPSK-Mo-SOSTTC because each parallel branch has only two codeword matrices with $\min \delta_H = 4$. In addition, we can use a trellis with few states in the Mo-SOSTTCs because we have a full-range difference matrix \mathbf{D}_k between any codeword pair that belongs to $\{P, Q\}$. Secondly, the product distance term dp_2 obtained in the Mo-SOSTTCs provides a greater advantage of coding gain as compared to SOSTTCs.

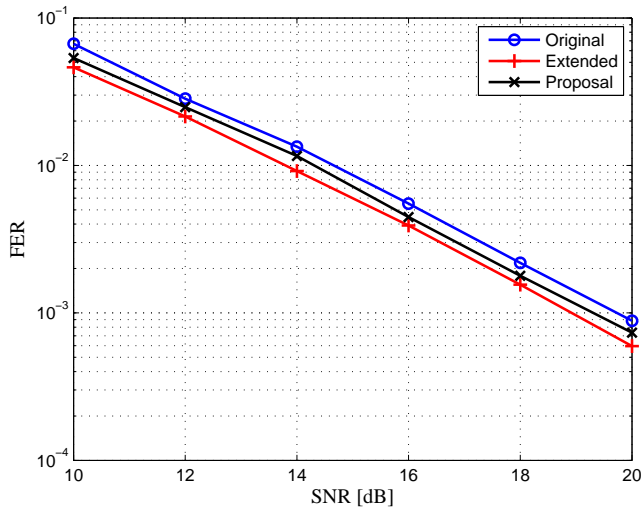


Figura 5. Performance in quasi-static channel for BPSK.

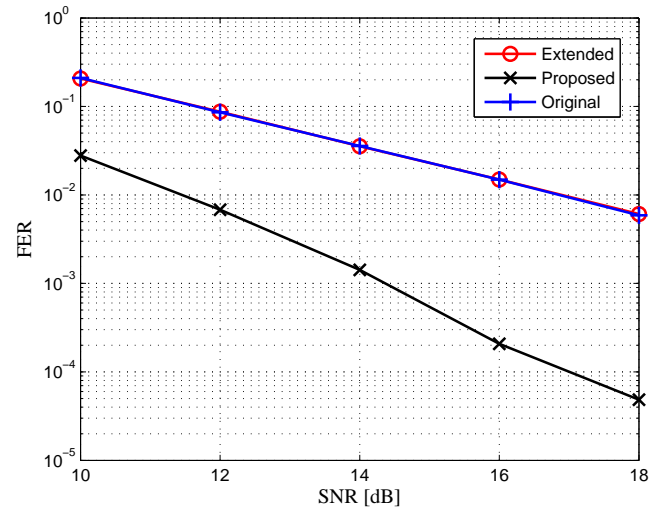


Figura 6. Performance in fast block-fading channel for BPSK.

SIMULATION RESULTS

In this section, we use Monte Carlo simulations to derive the frame error rate (FER) versus the received SNR with two transmitting antennas and one receiving antenna for BPSK and QPSK symbols.

First, we assume a quasi-static flat Rayleigh fading channel, therefore the path gains are independent complex Gaussian random variables with zero mean and variance $\frac{1}{2}$ per dimension and constant during the transmission of one frame. Then, the channel is modeled as fast block-fading, where the channel is constant for each orthogonal space-time block codeword matrix and changes independently from one codeword to the other. In all simulations, a frame consists of 130 transmissions out of each transmitting antenna, and we have $M_t = 2$ transmitting antennas and $M_r = 1$ receiving antenna. For normalization purposes, we consider that $M_t E_s = 1$, thus the noise variance is $\sigma^2 = \frac{1}{2 \text{SNR}}$.

Figures 5 and 6 show the performance comparison between the four state original SOSTTC [8], the extended-SOSTTC [11] and the proposed Mo-SOSTTC for BPSK (1 bps/Hz) using two transmitting antennas and one receiving antenna for both slow fading and fast block-fading respectively. Figure 5 shows that the performance of our four-state Mo-SOSTTC is between the four-state original and the extended SOSTTC, then the performance for quasi-static fading channel is maintained. Mo-SOSTTC outperforms the original SOSTTC by about 0.45 dB, but it is approximately

0.4 dB worst than that of extended-SOSTTC.

For the fast block-fading channel case, Figure 6 demonstrates that our four-state Mo-SOSTTC for BPSK outperforms both the four-state original and the extended SOSTTC. From the analysis in last section, we can see that the diversity gain of the new Mo-SOSTTC is greater than the diversity of the SOSTTCs, since the minimum Hamming distance is $\delta_H = 4$. Moreover, the product distance d_{p2} for the Mo-SOSTTC-BPSK is 256, while for both the four-state original and the extended SOSTTC-BPSK d_{p2} is only 64, then the coding gain is increased.

Since SOSTTC specifically designed for QPSK in the fast fading scenario are not available in the literature then the proposed eight-state Mo-SOSTTC for QPSK is compared with the four-state original and four-state extended SOSTTC, both of which have been designed for quasi-static fading channels. Despite they have different number of states than our Mo-SOSTTC, this is only for comparative purposes. Figure 7 shows the performance comparison between the four-state original SOSTTC [8], the four-state extended SOSTTC [11] and the eight-state Mo-SOSTTC proposed for QPSK (2 bps/Hz) using two transmitting antennas and one receiving antenna in quasi-static fading channel. For fast block-fading channel, the results are shown in Figure 8. Similarly as the previous BPSK case, the performance is maintained for the quasi-static fading channel case on the Mo-SOSTTC for QPSK, and it is almost identical to both the original and the extended SOSTTC. However, in

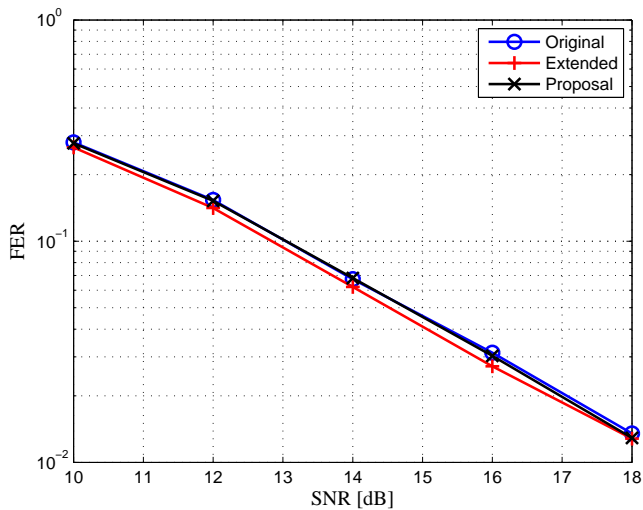


Figura 7. Performance in quasi-static channel using QPSK constellation.

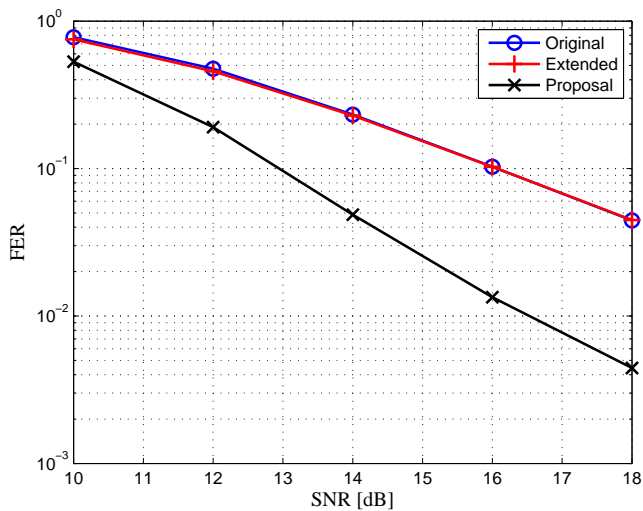


Figura 8. Performance in fast block-fading channel for a QPSK alphabet.

fast block-fading channel our eight-state Mo-SOSTTC outperforms both the original and extended SOSTTC, because the minimum Hamming distance is increased, hence we have a greater diversity. Also, the Mo-SOSTTC presents a d_{p2} greater than the original and extended SOSTTC, which represents more coding gain than the four-state original and four-state extended-SOSTTC.

CONCLUSION

We have carried out a modification to super-orthogonal space-time trellis codes (SOSTTCs), which is called Mo-SOSTTCs; for both BPSK and QPSK constellations using two transmitting antennas and one receiving antenna for a fast block fading channel, which is modeled as constant for each codeword matrix and changes independently from one codeword to any other. By exploiting the extra rotation parameter at the symbol data in order to obtain a full rank branch difference matrix and decreasing the parallel branches in the trellis, the analysis and simulation results shown that the Mo-SOSTTCs provide full diversity, full rate and higher coding gain as compared to SOSTTCs. Moreover, the complexity of the decoding remains low because of the trellis design structure where for codewords arriving at given state belong to the same orthogonal space-time code-words set. We can obtain higher coding gains using others multilevel constellations like M-QAM.

Bibliografía

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, March 1998.
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5):1456–1467, July 1999.

Acerca del autor o autores

J. Flores-Troncoso, S. Ibarra-Delgado, R. Sandoval-Aréchiga and J. M. Cervantes Viramontes are with the Faculty of Electrical Engineering, Autonomous University of Zacatecas, Zacatecas, Zac., México 98010

e-mail: jflorest@uaz.edu.mx

salvador6407@hotmail.com

silvergin@yahoo.com

joscervant@yahoo.com

Jaime Sánchez is with the Department of Electronic and Telecommunications, CICESE Research Center, Km. 107 Carretera Tijuana-Ensenada, Ensenada, Baja California México 22860,

e-mail: jasan@cicese.edu.mx

L. Soriano Equigua and J. L. Álvarez Flores are with the Faculty of Mechanical & Electrical Engineering, University of Colima, Colima, Col., México, email:

lsoriano,alvarez_jose@ucol.mx

- [3] G. Bauch S. Baro and A. Hansmann. Improved codes for space-time trellis-coded modulation. *IEEE Commun. Lett.*, 4:20–22, Jan. 2000.
- [4] B. Vucetic J. Yuan, Z. Chen and W. Firmanto. Performance and design of space-time coding in fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 51:1991–1996, Dec. 2003.
- [5] M. Tao and R. S. Cheng. Improved design criteria and new trellis codes for space-time coded modulation in slow fading channels. *IEEE Commun. Lett.*, 5:313–315, July 2001.
- [6] Defne K. Aktas and Michael P. Fitz. Computing the distance spectrum of space-time trellis codes. In *In Proc. IEEE WCNC–00*, pages 51–55, 2000.
- [7] A. Stefanov and T. M. Duman. Performance bounds for space-time trellis codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49:2134–2140, Sep. 2003.
- [8] H. Jafarkhani and N. Seshadri. Super-orthogonal space-time trellis codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 49:937–950, Apr. 2003.
- [9] L. Chen. Performance analysis and design of space-time codes. University of Texas at Arlington, <http://hdl.handle.net/10106/333>, December 2006.
- [10] S. Alamouti. A simple transmit diversity scheme for wireless communications. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 16:1451–1458, Oct. 1998.
- [11] Y. Zhu and H. Jafarkhani. Differential super-orthogonal space time trellis codes. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 5:3634–3643, December 2006.



Arquitectura de e-Salud basada en redes inalámbricas de sensores

Humberto Cervantes de Ávila, Juan Iván Nieto Hipólito, Juan de Dios Sánchez López
Miguel Enrique Martínez Rosas, Aram Hawa Calvo

An e-Health architecture based on wireless sensors network

Recibido: septiembre 2, 2012

Aceptado: octubre 13, 2012

Palabras clave: Redes inalámbricas de sensores, e-Salud, redes inalámbricas de área personal.

Abstract:

In this paper, we present an architectural approach based on Wireless Sensor Network for health care and the progress that it has. The proposed architecture consists of wearable sensor nodes, a bridge 802.15.4/IEEE 802.11, a local server and a remote server (physician server). This architecture allows the monitoring of physiological variables in patients about their daily lives, both at home or in a building that has the proposed infrastructure. The variables that currently can be monitored through the implemented architecture are: temperature, heart rate and electrocardiogram (ECG), also includes the measurement of context variables (lighting, room temperature and humidity), all these variables are transmitted through of a wireless sensor network to a sink node and displayed on a PC.

Keywords: Wireless sensor networks; e-Health; wireless personal area networks; health monitoring.

LOS avances en la tecnología de sensores, comunicaciones inalámbricas, tecnologías de la información y comunicación (TIC), en general, dan oportunidad a nuevos modelos de prestación de asistencia sanitaria y herramientas de gestión de la enfermedad, que permiten extender la vida independiente en el hogar y mejora de la calidad de vida de los individuos [1].

Las redes inalámbricas de sensores (WSN por sus siglas en inglés) pueden proporcionar capacidades valiosas para la vigilancia continua y la monitorización remota, ya que los dispositivos inalámbricos pueden integrarse con una amplia variedad de sensores ambientales y médicos. En aplicaciones de asistencia sanitaria, las WSN son utilizadas para recopilar los datos de forma automática, lo que permite el cuidado diario, y el seguimiento y diagnóstico médico longitudinal [2]. La posibilidad de almacenar variables fisiológicas en condiciones de vida cotidiana pueden ser especialmente útiles en la gestión de enfermedades crónicas o problemas de salud, tales como: presión arterial alta, diabetes, anorexia, dolor crónico u obesidad severa. Por otra parte, el seguimiento a largo plazo de la salud puede ser útil para la medición de los efectos del tratamiento, en situaciones en las que los sujetos realizan su vida cotidiana. La utilización de las WSN como parte de las TIC para aplicaciones en el cuidado de la salud posibilita la implementación de sistemas denominados de e-salud.

E-salud es un campo emergente en la intersección de la informática médica, la salud pública y los negocios [3]. El

término e-Salud se refiere a los servicios de salud y a la información transportada a través de Internet y de las tecnologías relacionadas. Abarca los aspectos que tengan que ver con el cuidado de la salud, desde el diagnóstico hasta el seguimiento de los pacientes. Esta nueva área tiene la posibilidad de mejorar la accesibilidad a los servicios médicos, reducción de tiempos de respuesta, implementación de alertas, mejora la efectividad del diagnóstico o terapia, reducción de costos en el cuidado y monitorización médica, pero sobre todo mejorar, la calidad de vida de los pacientes con padecimientos crónicos. En este artículo se presenta una arquitectura basada en redes inalámbricas de sensores para el cuidado de la salud. Se muestra las estructuras propuestas del sistema llevable que deberá ser portado por el paciente a monitorizar, las variables fisiológicas que se tienen implementadas bajo la arquitectura propuesta y los resultados que se tienen hasta el momento.

Arquitectura Propuesta

La arquitectura propuesta en este trabajo está soportada principalmente por el sistema llevable que será portado por el paciente, este sistema está compuesto por un conjunto de nodos sensores que se encargan de medir las variables fisiológicas deseadas. El sistema llevable, se plantean dos posibles escenarios, con el fin de mantener al mínimo la necesidad de cableado. El primero de ellos es la representada por la Fig. 1a, en la cual se forma una red de área corporal inalámbrica (WBAN, por sus siglas en inglés) en la que cada sensor se comunica a un concentrador y éste es el responsable de enviar toda la información recabada a un puente IEEE 802.15.4/802.11 (WSN/Wi-Fi).

En la segunda opción (ver Fig. 1b) cada nodo sensor se comunicará directamente con el puente WSN/Wi-Fi, lo que implica que si existen n usuarios, cada uno con m nodos sensores, se tendrán $n \times m$ enlaces. Esta posibilidad podría, en primera instancia, tener problemas con el acceso al canal, ya que habrá $m \times n$ enlaces que tendrán que compartir el mismo canal de comunicación, otro posible problema sería el direccionamiento del usuario, ya que se tendrá que direccionar diferentes sensores para el mismo usuario. La principal ventaja de esta estructura, es que en el caso de una falla en un nodo, no se compromete de manera total la monitorización de la persona, ya que únicamente la variable medida por el nodo sería la que no se podría monitorizar, en cambio, en la opción 1, si el nodo concentrador falla, es imposible

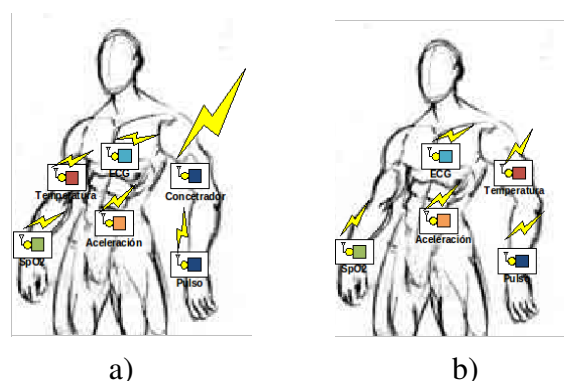


Figura 1. Estructura del sistema llevable: (a) WBAN, (b) Comunicación directa con el puente.

realizar la monitorización de todas las variables. Otra ventaja de la segunda opción, es que es más fácil garantizar un bajo consumo de energía, ya que los nodos únicamente estarían despiertos al momento de medir y transmitir la información, mientras que en la primera opción, hay que asegurar la sincronía en la transmisión/recepción entre los nodos y el coordinador para tener el menor consumo de energía, así mismo, la utilización de un concentrador aumenta el costo del sistema. La arquitectura deberá estar instalada en el hogar, hospital o edificio, por lo que es importante la monitorización del entorno, ya que las variables fisiológicas por sí mismas pueden generar falsas detecciones debido a la actividad física y cambios emocionales del usuario; por ejemplo, los cambios repentinos en el pulso cardíaco pueden ser debidos al ejercicio en lugar de una arritmia. Por este motivo, se incluirán variables conscientes del contexto como son aceleración, para conocer la actividad que realiza el paciente, la temperatura, humedad e iluminación ambiental, para conocer las condiciones ambientales a la cuales está expuesto. La arquitectura general del proyecto se muestra en la Fig. 2. El sistema de e-salud establece una red que consiste de los sistemas de monitorización que se conectan a través de internet a un servidor médico. Cada usuario lleva un número de sensores que se colocan de forma estratégica en su cuerpo. Estos sensores tienen la función de medir los signos vitales y de transferir los datos de forma inalámbrica al servidor local. El manejo de la información es realizado a través de un servidor local, el cual permite configurar los sensores, proporcionar una interfaz gráfica y audible del estado de los pacientes, enviar toda la información al servidor médico y, en el caso de que la conexión a Internet se

perda actuará como memoria temporal, de tal forma que al restablecerse la conexión el servidor local enviará la información que previamente no pudo enviarse.

El servidor médico mantendrá los archivos electrónicos de los pacientes y proveerá diferentes servicios a los usuarios, médicos y personal de salud. El servidor médico es responsable de autenticar usuarios, aceptar los datos provenientes del sistema de monitorización, dar formato e insertar la información en el registro médico correspondiente, analizar patrones y reconocer anomalías, y transmitir nuevas instrucciones a los pacientes, tal como nueva dosificación de medicina. El médico de un paciente, podrá acceder a los datos desde su oficina o cualquier otro lugar a través de internet, y podrá examinar la información para asegurarse que el paciente está dentro de los rangos esperados y que está respondiendo al tratamiento.

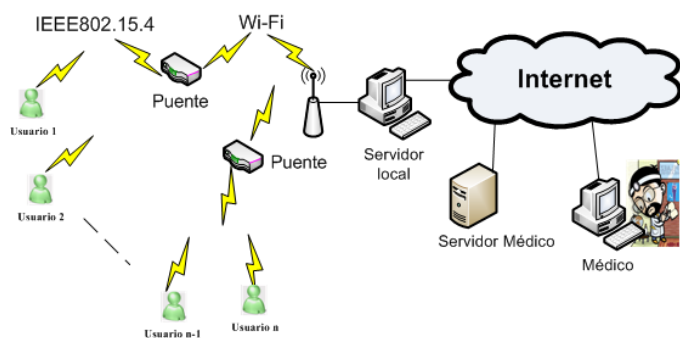


Figura 2. Arquitectura del sistema de e-Salud.

NODOS Y HARDWARE

La medición de los parámetros fisiológicos y la implementación de la WSN están basadas en un módulo de la compañía Panasonic (PAN802154). Estos módulos están diseñados con los componentes necesarios para funcionar como dispositivos en una LR/WPAN (Low Rate Wireless Personal Area Network), tanto como coordinador, enrutador o nodo. Estos módulos están equipados con el microcontrolador MC9S08GT60 y el transceptor MC13192 de Freescale©. Las principales características con las que cuentan estos módulos son [4]:

Soporte completo a aplicaciones Simple MAC, 802.15.4 y Zigbee. Banda de trabajo ISM a 2.4 GHz con 16 canales. Transmisión a 250 Kbps. Puerto RS-232, convertidor A/D de 10 bits con dos entradas analógicas y 8 puertos digitales

de entrada/salida. Potencia de salida de 0 dBm y sensibilidad de -92 dBm al 1 Antena impresa en la tarjeta con posibilidad de conectar una antena externa. Alimentación de 2.2 a 3.4 Vdc, con consumo de 35 mA y 5 μ A en bajo consumo. Actualmente se tienen implementados la medición de las variables fisiológicas para pulso, temperatura corporal y electrocardiografía (ECG por sus siglas en inglés), así como las variables de contexto para temperatura, humedad e iluminación ambiental. Además, se tiene conformada una WSN tipo estrella donde la información se transmite de los nodos a un nodo sink, el cual colecta la información y la envía, a una computadora a través del puerto serie. Este nodo sink será parte del puente WSN/Wi-Fi.

Pulsímetro

El sistema desarrollado para la medición del pulso, está basado en la pulsioximetría. Un pulsioxímetro, es un dispositivo médico no invasivo usado para medir continuamente el porcentaje de saturación de oxígeno de la hemoglobina (Hb) en la sangre. La propiedad física fundamental que permite al pulsioxímetro medir la saturación de oxígeno es que la hemoglobina absorbe cantidades variables de luz en función de su saturación con oxígeno. La Oxihemoglobina (HbO₂) no absorbe mucha luz roja, pero conforme la saturación de oxígeno en la hemoglobina cae, más y más luz roja es absorbida [5]. La absorbancia de las longitudes de onda tiene un componente pulsátil, que es debida a las fluctuaciones en el volumen de sangre arterial entre la fuente y el detector. Bajo este principio es posible medir el pulso de una persona utilizando para ello un emisor infrarrojo (IR), un detector y la circuitería apropiada.

En la [6] se muestra el diagrama a cuadros del medidor de pulso implementado. Para la implementación de la punta del sensor de pulso se utilizó un LED IR con número de parte UT6W85 y un detector UT6W93. La señal de salida del detector se introduce a un seguidor de voltaje que incluye un filtro de tipo pasa altas. El circuito descrito se implementó con dos amplificadores operacionales LM324. Posteriormente se tiene una etapa de amplificación no inversora con una ganancia de 13 y por último, con el fin de eliminar componentes de alta frecuencia (principalmente ruido de 60Hz) se diseñó un filtro pasa bajas Butterworth con una frecuencia de corte de 10 Hz. La Fig. 4 muestra el circuito impreso del pulsímetro y la implementación de la punta que contiene el emisor y foto detector. Para el medidor de pulso,

se desarrolló un algoritmo que obtiene un nivel de referencia a través del promedio entre los valores máximo y mínimo de un pulso, a partir de esta referencia se crea un nivel de histéresis que permite detectar el inicio de un pulso ya sea en el instante ascendente o descendente del mismo. Una vez que se tiene un cruce por el valor de histéresis, se calcula la duración del pulso y se almacena como valor presente, este valor se promedia con los dos valores inmediatos anteriores (siempre y cuando no esté fuera del rango establecido), dicho promedio corresponde al valor medido del pulso.

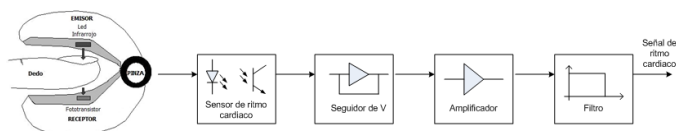


Figura 3. Diagrama a cuadros del medidor de pulso.

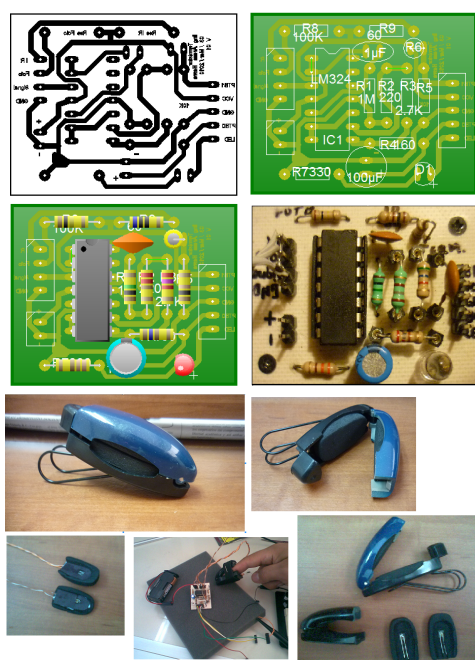


Figura 4. Circuito impreso y sonda del pulsímetro.

Termómetro corporal

El medidor de temperatura corporal implementado se basó en un sensor infrarrojo (IR) para aplicaciones médicas. Las características principales de este sensor son: encapsulado

TO-39, calibrado de fabrica, alta exactitud $\pm 0.10^{\circ}\text{C}$, resolución 0.02°C , interface SMBus (System Management Bus), voltaje de operación de 3V, 2 mA máximo en operación y $6\ \mu\text{A}$ en reposo. En este sensor se encuentra integrado una termopila, un amplificador de bajo ruido, un convertidor A/D de 17 bits y un Procesador Digital de Señales (DSP por sus siglas en inglés), lo que permite obtener alta exactitud y resolución, sin necesidad de prácticamente ninguna circuitería externa (a excepción de una resistencia de pull-up de $3.3\ \text{K}\Omega$ y un capacitor de desacoplo de $0.1\ \mu\text{F}$).

Electrocardiógrafo

El electrocardiógrafo desarrollado, se realizó teniendo como objetivo la obtención de un electrocardiograma que permitiera ser utilizado para fines de monitorización, por lo cual el ancho de banda se limitó de 0.5 a 100 Hz (a diferencia de un ECG clínico cuyo ancho de banda típico se extiende de 0.05 a 150 Hz), así mismo, se diseñó para poder operar con una sola fuente de voltaje de 3V. El electrocardiógrafo tiene que ser capaz de manejar señales muy pequeñas del intervalo de 0.5 mV a 5.0 mV, combinadas con una componente de corriente directa (dc) de hasta $\pm 300\ \text{mV}$ (resultado del contacto del electrodo con la piel), más una componente de hasta 1.5 V, resultado de potencial entre los electrodos y la referencia [7]. La implementación del electrocardiógrafo se basó en el diagrama a cuadros mostrado en la Fig. 5.

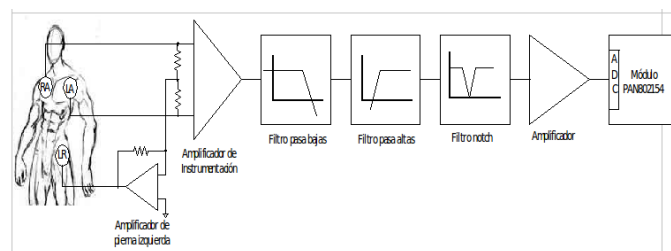


Figura 5. Diagrama a cuadros del electrocardiógrafo.

La primera etapa del ECG se implementó a través de un amplificador de instrumentación, ya que al trabajar en modo diferencial, permite reducir la señal de modo común obtenida en los electrodos, logrando con ello cancelar el ruido generado en los mismos. Se seleccionó un amplificador con características de: CMR (rechazo de modo

común) de 114 dB, voltaje de operación de 2.5 a 5 V y offset de 100 mV. Este amplificador se diseño con una ganancia $G1 = 17$. El circuito manejador de pierna izquierda se encarga de invertir el promedio de la señal de modo común y posteriormente “inyectarla” al paciente a través del tercer electrodo localizado en el abdomen inferior izquierdo. Esta configuración permite aumentar el rechazo de modo común y eliminar, en la medida de lo posible, las variaciones en dc presentes en los electrodos. Para reducir las diferencias potencial de offset entre los electrodos (lo que puede saturar al amplificador de instrumentación) se utilizó otro amplificador operacional que permite la realimentación de los potenciales de corriente directa hacia el amplificador de instrumentación.

Para limitar el ancho de banda del ECG se utilizó un filtro pasa bajas y un filtro pasa altas, cuyas frecuencias de corte se calcularon a 0.05 Hz y 100 Hz respectivamente. La etapa de filtraje incluye un filtro rechaza banda (notch) de 60 Hz de segundo orden [8], el cual tiene la función de reducir interferencia producida por el señal de corriente alterna (ac) presente en el ambiente, la cual es captada por el cuerpo y la cual es la principal contribución de ruido en un ECG.

Una vez filtrada la señal, es nuevamente amplificada con el fin de obtener una mayor ganancia y poder conseguir la excursión deseada. Debido a que el voltaje de alimentación utilizado es de 3 V, se seleccionó una excursión de 2.8 V. Suponiendo el máximo voltaje de entrada en los electrodos como 5mV, la ganancia total para la excursión deseada será de:

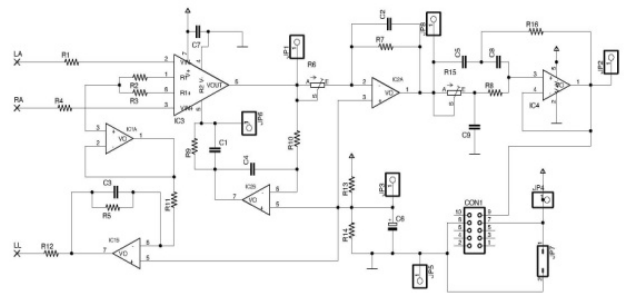
$$GT = V_{sal}/V_{in} = 2.8V/5mV = 560. \quad (1)$$

Debido a que la ganancia del amplificador de instrumentación $G1$ fue de 17 (como se mencionó anteriormente), por lo tanto la ganancia del segundo amplificador deberá ser de:

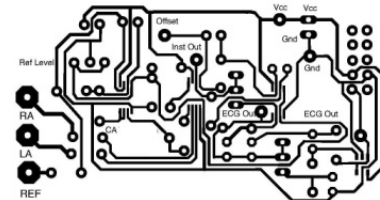
$$G2 = GT/G1 = 560/17 = 32.9 \quad (2)$$

Para $G2$ se seleccionó una ganancia de 33; sin embargo, con el fin de poder ajustar la ganancia total en esta última etapa, se utilizó un potenciómetro en el lugar de una resistencia. En la Fig. 6 se muestra el diagrama y circuito impreso del ECG desarrollado.

Para poder integrar el ECG a la WSN, se programó el módulo PAN802154 para obtener una frecuencia de muestreo de 250 Hz. El ADC del módulo, se configuró con una resolución de 10 bit, justificación a la derecha y



(a) Diagrama esquemático



(b) circuito impreso

Figura 6. Electrocardiógrafo

se habilitó el canal 0 para la conversión. Cada 4 ms se toma una muestra del ADC y se almacena en una memoria buffer para formar un paquete de 60 bytes de datos; el tamaño del paquete fue establecido de acuerdo a [9], en donde a partir de análisis se estableció un tamaño de paquete de entre 40 y 60 bytes como el óptimo para obtener una baja latencia y una tasa de entrega de paquetes aceptable para un ECG en aplicaciones de WSN.

Variables de contexto

Como se mencionó anteriormente, conocer las variables ambientales (variables de contexto) es importante ya que permite establecer las condiciones en las cuales el paciente está desarrollando su actividad cotidiana. Actualmente se tiene variables de contexto para la iluminación, temperatura y humedad ambiental, faltando por desarrollar el medidor de aceleración que permitirá conocer inferir la actividad física que desarrolla el paciente.

Para la medición de temperatura y humedad ambiental se seleccionó el sensor digital SHT11, el cual tiene como características: alimentación de 2.2 - 5V, consumo en operación 550 μ A y en reposo 1 μ A, exactitud: $\pm 0.4^\circ$ C/ $\pm 3.0\%$ RH, resolución de 8 o 12 o 14 bit para la T y 12 bit para la RH, y comunicación serie propietaria. Para el sensor de iluminación se seleccionó el sensor TSL2550 el cual presenta las siguientes características: alimentación de 2.7 a 5V, con-

sumo en operación de 0.6 mA y en reposo de 10 μ A, y comunicación SMBus. Estos dos sensores se seleccionaron principalmente por su bajo consumo en reposo y por no requerir circuitería externa adicional para su funcionamiento.

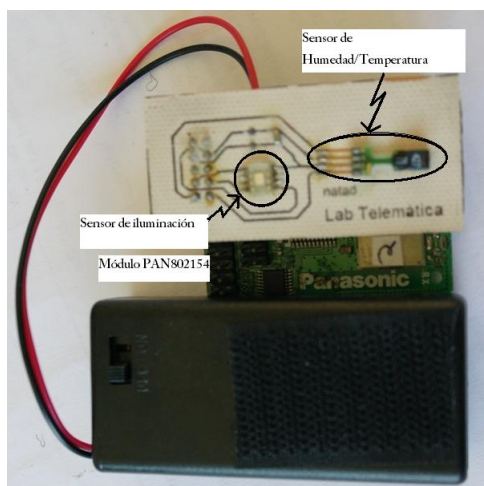


Figura 7. Módulo de medición de variables ambientales.

Estos sensores serán colocados en el módulo PAN802154 utilizado en el puente WSN/Wi-Fi. Puesto que el sensor TSL2550 tiene como interfaz el ducto SMBus se retomaron las rutinas realizadas para leer el sensor de temperatura infrarrojo, mientras que para el SHT11; al tener una interfaz propietaria, se tuvo que desarrollar la interfaz de comunicación a través de programación. La Fig. 7 muestra la tarjeta con los sensores de humedad y temperatura conectados a un módulo PAN802154 a través del conector J3.

RESULTADOS

Pulsímetro

Para comprobar el funcionamiento del pulsímetro (denominado SBP – Sistema Bajo Prueba), se compararon sus resultados contra un pulsioxímetro médico marca Nonin modelo 9600 y un pulsímetro comercial de tipo reloj de pulsera con banda en el pecho marca Sigma modelo PC3. Las pruebas se desarrollaron en un individuo en estados de relajación y agitación, tomando muestras a durante 15 minutos. La Fig. 8 muestra los resultados de la prueba, en ella se puede ver que el pulsímetro desarrollado muestra un mejor comportamiento que el pulsímetro sigma comparados al pulsioxímetro médico.

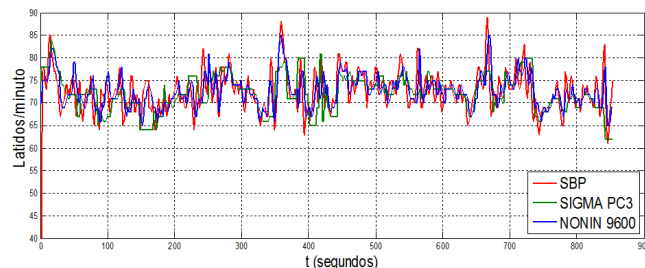


Figura 8. Comparación del Pulsímetro contra dispositivos comerciales.

Termómetro corporal

Las pruebas del termómetro corporal se realizaron, comparando los valores medidos por el termómetro infrarrojo implementado (denominado IR) colocado en el oído, contra un termómetro oral personal marca Citizen modelo CT-513. Se tomaron muestras por la mañana en una persona sana a un intervalo de 5 minutos, ya que el termómetro comercial requiere de tres minutos para poder establecer el valor de medición. La muestra los resultados de la medición, en esta figura se puede observar que el termómetro IR presenta mayores variaciones, esto es debido principalmente a que actualmente no se ha diseñado y construido la punta de medición para el sensor, lo que no permite una posicionamiento preciso para la medición.

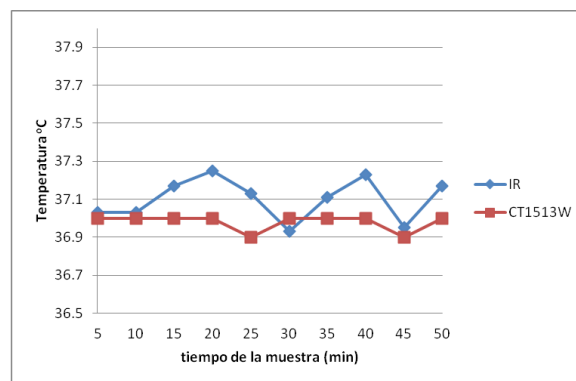


Figura 9. Comparación del medidor IR vs termómetro comercial.

Electrocardiógrafo

El funcionamiento del electrocardiógrafo se comprobó en una persona adulta, colocando electrodos en la muñeca

derecha e izquierda y el de referencia en el abdomen inferior izquierdo, como se muestra en la Fig. 5. En la Fig. 10 se muestra la señal a la salida del amplificador de instrumentación y la salida del ECG, estas señales fueron obtenidas a través de un osciloscopio digital Tektronix MSO2012, el cual tiene la capacidad de almacenar la pantalla en una memoria USB, el canal 1 del osciloscopio (color amarillo) está configurado como entrada ac y 2 mV por cuadro, el canal 2 (color azul) está configurado en dc y 1 V por cuadro, mientras que el tiempo se configuró para medir 400 ms por cuadro. En esta figura se muestra en la parte superior la salida del amplificador de instrumentación; esta señal está montada en un nivel de cd de 1.5 V por lo que para poder observar la salida del amplificador de instrumentación se tuvo que configurar el canal para una medición en ac, se puede observar que la señal se encuentra prácticamente enmascarada en ruido, por lo que es imposible observar la señal típica de un ECG. En el trazo inferior de la Fig. 10 se muestra la salida del ECG, esta señal pasó a través de los filtros pasa bajas, rechaza banda y pasa altas, así como del amplificador de ganancia, se observa claramente la señal de un ECG, la excursión de salida del ECG es de aproximadamente 2 V montada en un nivel de corriente directa de 1.5V, con lo cual se tiene una señal apropiada para introducirla al ADC del módulo PAN802154 y a su vez transmitirla a través de la WSN una vez hechos los paquetes de 60 muestras.

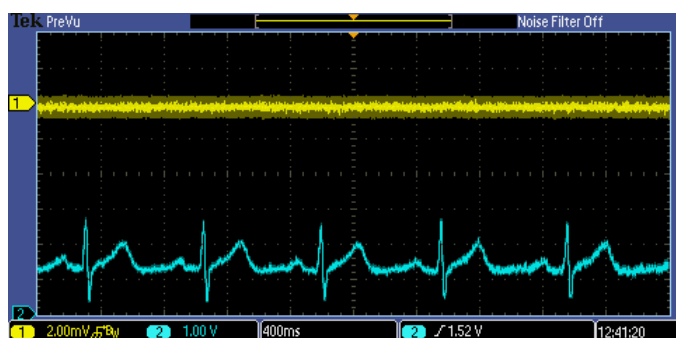


Figura 10. Señal del ECG.

CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó la propuesta de una arquitectura de e-salud basada en redes de inalámbricas sensores (WSN), se describió el funcionamiento de la arquitectura y

se presentó el avance que se tiene en cuanto a la medición de parámetros fisiológicos y de contexto. Actualmente se tiene implementado la medición de temperatura corporal, pulso y electrocardiografía. Estas variables son ya transmitidas a través de una red WSN bajo el estándar IEEE802.15.4 hacia un nodo sink en una red tipo estrella; el nodo sink se encuentra conectado a una computadora a través del puerto serie con el fin de obtener la información que se envía de cada nodo sensor. Los módulos de medición (nodos de la WSN) se encuentran en fase de prototipos, requiriéndose trabajo futuro para que realmente el paciente pueda portar los nodos de forma discreta. En el caso de ECG, se requiere trabajar con electrodos de tela (ver [10]) con el fin de permitir mayor comodidad al paciente. Para el medidor de temperatura hay que diseñar la fixtura de sensor que permita la colocación precisa y fácil dentro del oído con el fin de mejorar la exactitud de las mediciones.

Respecto a la arquitectura propuesta en la Fig. 2, en [11] se muestra el diseño e implementación del puente WSN/Wi-Fi, en esta publicación se hace un análisis del funcionamiento del mismo, obteniéndose resultados satisfactorios en término de la eficiencia de entrega de paquetes; sin embargo, falta la integración del puente al sistema de monitorización. En lo que respecta al servidor médico y servidor local, en [12] se desarrolló un sistema multicapa para manejar la comunicación entre los nodos y un sistema de base de datos, además se estandarizó la estructura de la carga útil del paquete WSN que se manejará dentro de la arquitectura de e-salud; sin embargo, este sistema obtiene la información del puerto serie de la computadora, por lo cual habrá que cambiar la interfaz serie por una interfaz que funcione a través de TCP/IP.

Bibliografía

- [1] Ilka Korhonen, Juha Pärkkä and Mark Van Gils, "Health Monitoring in the Home of the Future," IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, pp. 66-73, may/june 2003.
- [2] A. Wood, G. Virone, T. Doan, Q. Cao, L. Selavo, Y. Wu, L. Fang, Z. He, S. Lin, J. Stankovic, "ALARM-NET: Wireless Sensor Networks for Assisted-Living and ALARM-NET: Wireless Sensor Networks for Assisted-Living and," Department of Computer Science, University of Virginia., 2006.

- [3] David Malan, Thaddeus Fulford-jones, Matt Welsh and Steve Moulton, "CodeBlue: An ad hoc sensor network infrastructure for emergency medical care," In International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks, 2004.
- [4] Daniel Ortiz Barredo, Miguel E. Martínez Rosas, Humberto Cervantes de Ávila, Eduardo A. Murillo Bracamontes, Carlos Gómez Agis, "Sistema Mejorado de Telemetría de Bajo Costo para Aplicaciones Agrícolas," in IV Semana Nacional de Ingeniería Electrónica SE-NIE08, Agascalientes, Ags., 2008.
- [5] D. V. Kamat, "Pulse Oximetry," in Indian Journal of Anaesthesia, 2002.
- [6] Aram Hawa Calvo, Tesis de Maestría Sistema de Monitorización de Signos Vitales, Ensenada, B.C., 2010.
- [7] Enrique Company-Bosch and Eckart Hartmann, "ECG Front-End Design is Simplified with MicroConverter," Analog Dialogue, vol. 37, 2003.
- [8] David E. Johnson and John L. Hilburn, "Rapid Practical Design s of Active Filters," John Wiley & Sons, 1975, pp. 206-213.
- [9] Xuedong Liang and Ilanko Balasingham, "Performance analysis of the IEEE 802.15. 4 based ECG monitoring network," Proceedings of the 7th IASTED International Conferences Wireless and Optical Communications, pp. 99-104, 2007.
- [10] S. Suave Lobodzinski and Michael M. Laks , "Comfortable textile-based electrocardiogram systems for very long-term monitoring," Cardiology Journal, vol. 15, no. 5, p. 477 a 480, 2008.
- [11] Ignacio Eduardo Lerma González, Tesis de Maestría, Puente Wi-Fi/WSN, Ensenda, B.C.: Facultad de Ingeniería, 2010.
- [12] Arturo Jesús La Flor Hernández, Tesis de Maestría Sistema Multicapa que Establece Comunicación Confiable entre un sitio WEB y una Red de Sensores Inalámbrica Basada en el Estándar IEEE 802.15.4, Ensenada, B.C.: Facultad de Ingeniería, 2010

Acerca del autor o autores


Humberto Cervantes de Ávila es Profesor/Investigador de la Facultad de Ingeniería, Arquitectura y Diseño en la Universidad Autónoma de Baja California, trabaja como asociado en el cuerpo académico de Telemática.

Juan Iván Nieto Hipólito es Profesor/Investigador de la Facultad de Ingeniería, Arquitectura y Diseño en la Universidad Autónoma de Baja California, es el líder del cuerpo académico de Telemática.

Juan de Dios Sánchez López es Profesor/Investigador de la Facultad de Ingeniería, Arquitectura y Diseño en la Universidad Autónoma de Baja California, es miembro del cuerpo académico de Telemática.

Miguel Enrique Martínez Rosas es Profesor/Investigador de la Facultad de Ingeniería, Arquitectura y Diseño en la Universidad Autónoma de Baja California es el líder del cuerpo académico de Comunicaciones e Instrumentación Electrónica.

Aram Hawa Calvo es Profesor de Asignatura de la Facultad de Ingeniería, Arquitectura y Diseño en la Universidad Autónoma de Baja California.



Regulación térmica usando un control digital

Ricardo Cuesta, Andrés Navarro, Cesar Liera, Joaquín Alvarez y Moises Miranda

Thermic regulation using digital control

Recibido: septiembre 12, 2012

Aceptado: noviembre 1, 2012

Palabras clave: Controlador;

Abstract:

This paper shows the implementation of a discrete time controller in a thermal system in order to achieve a desired temperature. The thermal system consists of an acrylic structure of one meter in length, in which there is a laminar air flow produced by the action of a fan. A thermistor was characterized for temperature measurement. The control action is through regulate the airflow using the fan. The controller is developed on the platform Arduino UNO, which reads the signal of the thermistor, it processes the control commands and sends the output signal in the form of a PWM signal, the output signal is smoothed by an RC filter and passes through an amplifier to power the fan. Finally, a LCD screen is adapted to showing the temperature setting as desired. The values of temperature are stored and displayed in real time on a PC.

Keywords: Controller;

EN muchos casos, es importante y en ocasiones necesario, que un lugar cerrado o contenedor se encuentre a una temperatura en particular. Este tipo de problema se puede presentar en diferentes escenarios, como en la regulación de temperatura del aire acondicionado de una casa habitación o de un automóvil, en hornos industriales o tanques térmicos y en otros lugares como invernaderos.

Sistema

El sistema que emplearemos para representar los escenarios antes mencionados consiste de una estructura de acrílico de un metro de largo. La entrada al sistema está dada por un ventilador que produce un flujo laminar dentro de la estructura. La temperatura, la cual es la salida del sistema, es medida por medio de un sensor.

Para lograr la regulación de temperatura en nuestro sistema, es necesario contar con un sensor, un controlador y un actuador. El sensor debe ser capaz de indicar las variaciones que hay en el medio y enviarlas al controlador. Este último se encargará de procesar la información recibida y tomar una decisión para que se cumpla el objetivo de control, i.e. que el ambiente, alrededor del sensor tenga la temperatura deseada. Finalmente, el controlador envía la señal al ventilador y este se encargará de afectar al sistema, enfriando el ambiente dentro de la estructura de acrílico en función de la cantidad de aire que fluya (véase Figura 1).

El trabajo que se presenta a continuación consiste en:

- La caracterización de un termistor NTC.
- El acondicionamiento de señal del termistor.
- El control de temperatura de una caja térmica mediante la variación del flujo de aire de un ventilador.

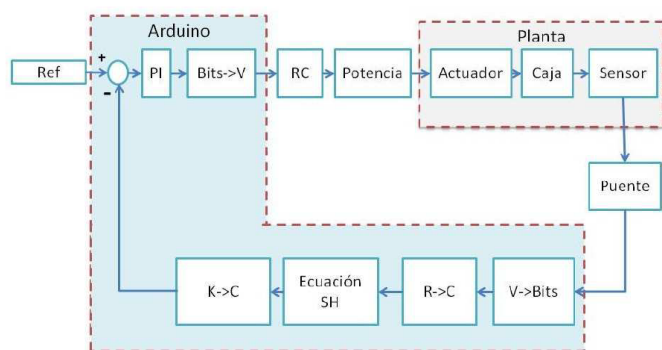


Figura 1. Sistema térmico, sensor, actuador y controlador en lazo cerrado.

Sensor

El termistor es un sensor resistivo de temperatura. Su funcionamiento se basa en la variación de la resistividad que presenta un semiconductor con la temperatura. El término termistor proviene de Thermally Sensitive Resistor. Los termistores PTC son aquellos en los que la resistencia aumenta cuando aumenta la temperatura y elementos NTC los que la resistencia disminuye cuando aumenta la temperatura. Su funcionamiento se basa en la variación de la resistencia de un semiconductor con la temperatura, debido a la variación de la concentración de portadores. Para los termistores NTC, al aumentar la temperatura, aumentará también la concentración de portadores, por lo que la resistencia será menor, de ahí que el coeficiente sea negativo.

Para los termistores PTC, en el caso de un semiconductor con un dopado muy intenso, éste adquirirá propiedades metálicas, tomando un coeficiente positivo en un margen de temperatura limitado. Usualmente, los termistores se fabrican a partir de óxidos semiconductores, tales como el óxido férrico, el óxido de níquel o el óxido de cobalto.

Tabla 1. Datos experimentales de temperatura contra resistencia.

Resistencia	Temperatura(C)	Temperatura(K)
√ 112.22	22.9	296.05
108.26	24	297.15
98.95	28.8	301.95
√ 90.18	33	306.15
85.58	35.3	308.45
√ 72.79	42.2	315.35

Caracterización

Para realizar la caracterización del sensor se hicieron 6 mediciones de resistencia del termistor a diferentes temperaturas, seleccionando 3 mediciones (véase tabla 1) para después sustituirlas en la ecuación conocida como de Steinhart-Hart que nos da la temperatura a partir de cierto valor de resistencia:

$$T = (k_1 + k_2 \ln R + k_3 (\ln R)^3)^{-1} \quad (1)$$

donde T es la temperatura en grados Kelvin, R es la resistencia en ohms y a, b, c son los coeficientes de la ecuación.

Dada la familiaridad que se tiene con los grados centígrados para medir temperatura, tenemos que

$$T_c = T - 273.15, \quad (2)$$

donde T_c es la temperatura en grados centígrados. Las mediciones de resistencia y temperatura son los siguientes:

Al sustituir los valores de temperatura y resistencia (que se indican como valor seleccionado con $\sqrt{\quad}$) en la ecuación de Steinhart-Hart nos queda un sistema de 3 ecuaciones y 3 incógnitas. Resolviendo, la ecuación para nuestro termistor es la siguiente:

$$T = (3.1 \times 10^{-3} - 1.97 \times 10^{-4} \ln R + 1.1 \times 10^{-5} (\ln R)^3)^{-1}$$

Con la ecuación anterior se puede conocer la temperatura a la que se encuentra nuestro termistor a una resistencia dada. En la Figura 2 se presentan unas cruces de color azul que representan las mediciones de temperatura y resistencia que se hicieron, y la curva de color rojo representa el resultado de la gráfica de la ecuación de Steinhart-Hart con los valores de resistencia medidos. Se puede ver que dicha ecuación no difiere de mucho a la curva que se genera con los datos medidos del termistor.

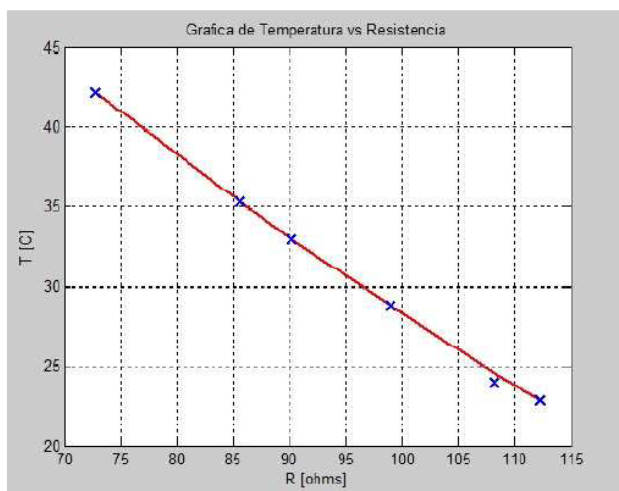


Figura 2. Ajuste de datos a la ecuación de Steinhart-Hart.

Implementación

Puente de Wheatstone

Una vez que se tiene caracterizado el termistor, se necesita un circuito que convierta las variaciones de resistencia a niveles de voltaje. Un circuito que resuelve este problema es el puente Wheatstone, cuya ecuación está dada por

$$V_s = \left(\frac{R_x}{R_x + R_3} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_G, \quad (3)$$

donde V_s , V_G es el voltaje de salida y entrada, respectivamente, R_x es la resistencia que varía y R_1, R_2, R_3 son las resistencias de acuerdo al esquema de la Figura 3.

Puesto que el voltaje de salida del puente será introducido al microcontrolador Arduino UNO, se tienen las restricciones de que dicho voltaje no debe ser negativo y su rango debe de estar entre 0 y 5 Volts. Tomando esas restricciones en cuenta, se determina que el voltaje de la rama que no contiene al termistor (ADC) siempre debe ser menor al voltaje de la rama del termistor (ABC) o igual a 0V. Dicho lo anterior, se propone que $R_1 = R_3$ y que el valor de R_2 debe de ser el valor mínimo de resistencia que se puede alcanzar con el termistor a temperatura máxima.

Entrada al Arduino

La señal proveniente del puente Wheatstone se introdujo a un microcontrolador Arduino UNO, con el cual se procesó

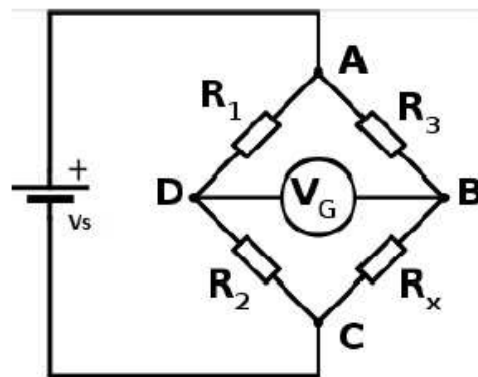


Figura 3. Puente de Wheatstone.

la señal, se desarrolló un controlador PI para controlar la temperatura, se mandaron los datos de temperatura a través del puerto serial del microcontrolador al puerto serial de una PC para posteriormente graficarlos en dicha PC y se mandó desplegar a un LCD el valor de temperatura deseada y temperatura medida. Para que el microcontrolador maneje adecuadamente los voltajes a su entrada, es necesario considerar que éste trabaja con niveles, dados por

$$A_d = \left\lceil \frac{1024}{5} V \right\rceil$$

donde $\lceil \cdot \rceil$ es la función entero, V es el voltaje de entrada al Arduino, el número del denominador corresponde al voltaje de alimentación, en este caso 5 volts y el número del numerador corresponde al número de bits de convertidor. Por consecuencia, A_d es un número adimensional.

Programas

Al alimentar el puente Wheatstone y comparar las lecturas del voltaje de salida calculado con el medido, se presenta un fenómeno de autocalentamiento en el termistor, debido a la corriente que circula por él. En el código del microcontrolador se hace un ajuste en la temperatura, restándole 12°C y de esta manera se compensa el fenómeno de autocalentamiento. Un programa es desarrollado con el software de Arduino, el cual consiste en la lectura de voltaje proveniente del puente Wheatstone. Con dicho voltaje se hacen las operaciones necesarias para que sean interpretadas como cierto nivel de temperatura, estas temperaturas las promedia y la utiliza como información para el controlador PI y finalmente, el voltaje de salida del controlador se manda

como PWM a una salida del Arduino. El programa también manda los datos de temperatura medida, temperatura promediada, temperatura deseada y el voltaje de salida del controlador a través del puerto serial del microcontrolador para que sean recibidos por una PC y poder realizar el graficado de dichas variables. Por último, manda desplegar a un LCD la temperatura medida promediada y la temperatura deseada (que es introducida al Arduino por medio de un divisor de tensión).

Filtro RC

La salida PWM que proviene del Arduino es introducida a un filtro pasa-bajas (RC, con $R = 20 \text{ k}\Omega$ y $C = 1 \mu\text{F}$) con una frecuencia de corte en $f_c = 7.97 \text{ Hz}$, para que posteriormente pase por una etapa de potencia y así poder controlar el voltaje del ventilador, que a su vez regulará el flujo de aire que se encuentra en la caja térmica.

Promediador

Con la intención de reducir el ruido introducido por el sensor y mejorar la resolución del convertidor analógico-digital con el que cuenta el Arduino, se introduce un filtro promediador, cuya ecuación en diferencias es la siguiente:

$$y(n) = \frac{1}{k} \sum_{i=0}^{k-1} x(n-i), \quad (4)$$

donde k es el orden del promediador. De manera experimental, empleamos $k = 10$.

Control

Si el sistema es continuo, podemos proponer el siguiente controlador continuo

$$u(t) = K_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (5)$$

donde $e(t) = y_d(t) - y(t)$, con y , y_d la temperatura de salida y la deseada, respectivamente y k_p , k_i son coeficientes del controlador. En nuestro caso, como el controlador se realizará en el microcontrolador, es conveniente convertirlo a su forma discreta. Obteniendo la función de transferencia del controlador y usando la integración rectangular, tenemos que

$$u_d(n) = u_d(n-1) + (k_i T + k_p) e(n) - k_p e(n-1), \quad (6)$$

donde T es el periodo de muestreo.

Actuador

Zona muerta

Como actuador para nuestro sistema, emplearemos un ventilador que solo permite voltajes positivos y el cual presenta una zona muerta en su entrada, dada por

$$f(t) = \begin{cases} 0, & \text{si } x < x_0 \\ m(x - x_0), & \text{si } x \geq x_0, \end{cases} \quad (7)$$

(8)

donde m es la pendiente de la recta y x_0 el valor de voltaje para que el ventilador empieza a girar. Para compensar ese comportamiento, proponemos la siguiente función

$$g(x) = m^{-1} x - x_0, \quad (9)$$

de tal manera que $f \cdot g = id$.

Salida del Arduino

De igual manera que en la entrada, la salida del microcontrolador debe ser adecuada para proporcionar una señal correcta. Para este caso usaremos la siguiente función

$$f(x) = \lceil \frac{255}{5} x \rceil. \quad (10)$$

Para el despliegue de datos en tiempo real, se utilizaron los programas Real Term y KST, mientras que para el despliegue en la pantalla de LCD se empleó la biblioteca LiquidCrystal.

RESULTADOS

Una vez determinadas las ecuaciones (1)-(8) de los bloques necesarios mostrados en el esquema de la Figura 1, tenemos que el sistema en lazo cerrado presenta los resultados que se muestran en la Figura 4.

Se puede apreciar que la salida promediada $y(t)$, i.e. la temperatura promedio, se acerca a la temperatura deseada (véase Figura 4a). También es posible observar que la resolución de la medición promedio es mayor que la medición directa, esto debido al filtro promediador, pero como desventaja tenemos un desfase en la señal. En la Figura 4b se presenta el voltaje.

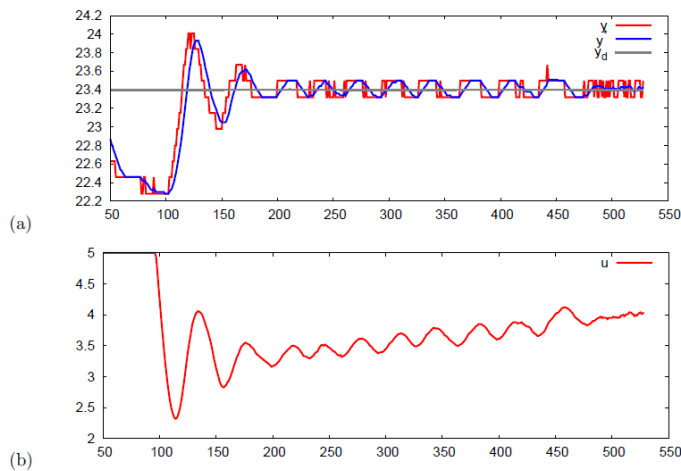


Figura 4. (a) Señal de referencia (temperatura deseada) y_d , salida del sensor leída por Arduino $y(t)$ y señal promediada $\bar{y}(t)$. (b) Señal de control $u(t)$.

Acerca del autor o autores

Ricardo Cuesta, Andrés Navarro, Cesar Liera, Joaquín Álvarez están en CICESE, DET, Carretera Ensenada-Tijuana 3918 Zona Playitas. CP. 22860 Ensenada, B.C. México.

Moises Miranda está con la Universidad Autónoma de Baja California, FIAD, km 103 Carretera Ensenada-Tijuana. CP. 22860 Ensenada, B.C. México. Correo-e:

jcuesta@cicese.mx,

billanoc4@gmail.com

cesarcube4@gmail.com

jqalvar@cicese.mx

mmiranda@uabc.edu.mx

CONCLUSIONES

Con este trabajo, se logra implementar un sistema de control discreto para un sistema térmico. Se puede ver cómo se integraron varios sistemas analógicos y digitales para obtener una temperatura deseada en lazo cerrado.

Al finalizar este trabajo, se obtiene un prototipo de sistema térmico autónomo que puede ser utilizado como base de investigación de diferentes sistemas de este tipo.

Bibliografía

- [1] Digital control system analysis and design. Phillips / Nagle. Editorial Prentice-Hall, 1984.
- [2] www.arduino.cc
- [3] System Dynamics, Ogata. Editorial Prentice-Hall, 1978.
- [4] Modern signals and systems. Kwakernaak / Sivan, Editorial Prentice-Hall. 1991.



Implementación de MicroBlaze para Robótica Móvil

Ulises Orozco-Rosas y Roberto Herrera-Charles

MicroBlaze implementation for a mobil robot

Recibido: septiembre 10, 2012

Aceptado: octubre 21, 2012

Palabras clave: Sistemas Embebidos; Robótica Móvil; MicroBlaze; FPGA.

Abstract:

This paper presents the configuration of a Xilinx MicroBlaze embedded system on an FPGA and programming of a software module in C that acts as a command and control of sensors and actuators for a Mobile Robot. At present there is a demand for autonomous mobile robots in various application fields such as transport of materials, cleaning, monitoring, guiding people and military applications. These mobile robots must interact with their environment to accomplish their tasks; this environment may be subject to change settings and contingencies. This paper addresses a part of the problem of navigation of a Mobile Robot, specifically to avoid the obstacles. To solve this problem, we propose to use an embedded system in FPGA, we use the configuration of a MicroBlaze processing system within the FPGA Spartan 3AN series from Xilinx, which can integrate and configure many different devices and digital processing in real time on a single module of the mobile robot.

Keywords: Embedded Systems; Mobile Robotics; MicroBlaze; FPGA.

U

N sistema embebido consiste en un sistema de computación cuyo hardware y software están específicamente diseñados y optimizados para resolver un problema concreto eficientemente. El término "embebido" (también se le conoce como "empotrado") hace referencia al hecho que la electrónica o el sistema electrónico de control es una parte integral del sistema en que se encuentra. La característica principal que diferencia a los "embebidos" de los demás sistemas electrónicos es que, por estar insertados dentro del dispositivo que controlan, están sujetos en mayor medida a cumplir requisitos de tamaño, fiabilidad, consumo y coste, y su existencia puede no ser aparente [5].

Ahora bien, un robot es una entidad, física o virtual, artificial. Los modelos físicos por lo general están constituidos por uno o más sistemas electromecánicos administrados por una arquitectura de control. Los robots autónomos, a su vez, son aquellos que tienen la capacidad percibir información del entorno y actuar en base a la misma, sin supervisión directa de otros interlocutores. Por su parte, los robots móviles son aquellos que tienen la capacidad de moverse en su entorno [6].

El objetivo de este trabajo, consiste en la implementación de un sistema embebido MicroBlaze, el cual asistirá en las decisiones de un Robot Móvil para evadir los obstáculos que

se presenten durante su navegación. La implementación se realizó en dos etapas a través de la plataforma EDK, esta implementación se realizó embebiendo el procesador MicroBlaze en el FPGA Spartan 3AN, el cual toma como entradas al sistema a las señales provenientes de los sensores del robot móvil y las señales de salida del sistema van a los motores del robot móvil.

MICROBLAZE EMBEBIDO EN FPGA

El diseño e implementación de este proyecto se basa sobre un sistema embebido, definiendo a este como un sistema a base de Software/Hardware de uso específico construido dentro de un dispositivo mayor, en nuestro caso dentro de un Arreglo de Compuertas Programables en Campo (FPGA). Los sistemas embebidos se utilizan para usos muy diferentes a los usos generales a los que se suelen someter a las computadoras personales. En un sistema embebido la mayoría de los componentes se encuentran incluidos en la placa base.

El sistema a embeberse es el procesador MicroBlaze, el cual es un procesador RISC (Reduced Instruction Set Computer) de 32 bits, desarrollado por Xilinx para sus familias de FPGAs Spartan y Virtex. MicroBlaze sigue una arquitectura Harvard, con interfaces de bus separadas para acceso a datos o instrucciones. El repertorio de instrucciones de MicroBlaze es el típico repertorio de un procesador RISC, en total cuenta con 87 instrucciones diferentes [3]. En la siguiente Figura se puede apreciar la arquitectura de un sistema de procesamiento MicroBlaze.

Para embeber el procesador MicroBlaze en el FPGA es necesario contar una herramienta de desarrollo, para ello se utilizó el Kit de Desarrollo Embebido (EDK) el cual es un conjunto de herramientas y propiedad intelectual (IP) que permite diseñar un sistema de procesamiento embebido completo para la implementación en un dispositivo FPGA [1]. El EDK utiliza la Xilinx Platform Studio (XPS) y el Software Development Kit (SDK) para fusionar el hardware y el software. La Figura 2 muestra el flujo del proceso de diseño de un sistema embebido básico.

Xilinx Platform Studio (XPS) es el entorno de desarrollo utilizado para el diseño del hardware en el sistema de procesamiento embebido. Por otra parte el Software Development Kit (SDK) es un entorno de desarrollo integrado, complementaria a XPS, que se utiliza para la creación de aplica-

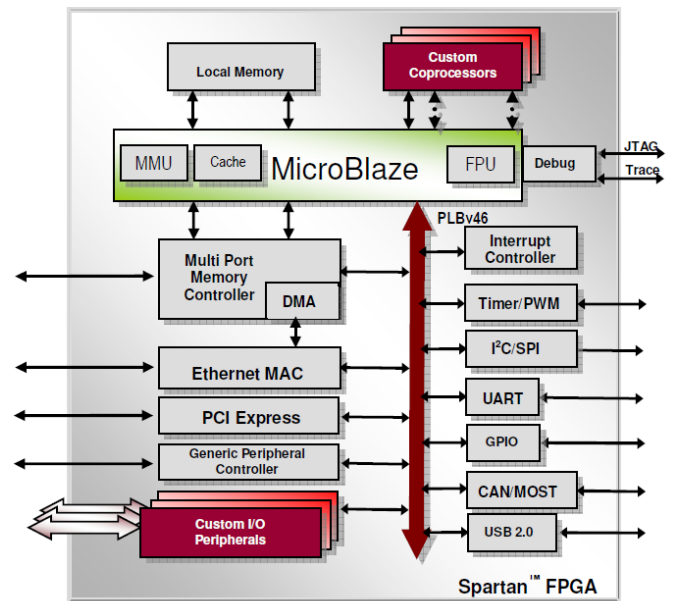


Figura 1. Arquitectura de un sistema de procesamiento MicroBlaze [2].

ciones embebidas a través del software y la verificación en C/C++. SDK se basa en el código abierto Eclipse [1].

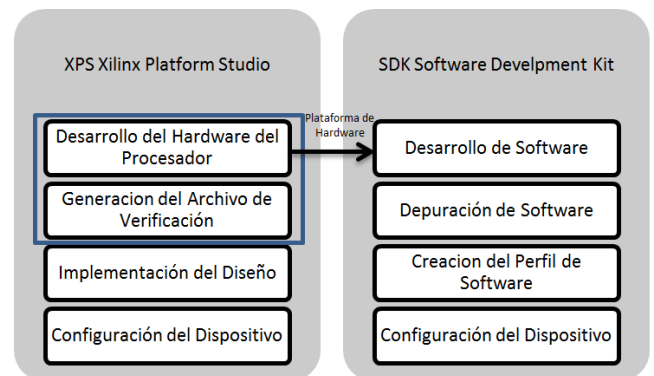


Figura 2. Flujo del proceso de diseño de un sistema embebido básico [1].

El procesador MicroBlaze es clasificado como soft-processor, en el cual, el usuario no tiene acceso a los detalles VHDL del circuito. Sólo puede analizarse a partir de la documentación del fabricante y de los resultados experimentales. Aun así, es una herramienta muy potente para desarrollar proyectos relacionados con arquitecturas paralelas, codiseño y control; y en general, en toda investigación so-

bre software, puesto que permite una comparación inmediata con otras arquitecturas y metodologías de desarrollo [7].

INTEGRACIÓN DE HARDWARE

La primer etapa consiste en la configuración de Hardware para ello se utilizó la plataforma Xilinx Platform Studio (XPS). En esta plataforma se conFiguran las características de la tarjeta a utilizar, en este caso la tarjeta Spartan 3AN, se conFigura como sistema de procesamiento único, el cual tendrá los siguientes parámetros: frecuencia de reloj de referencia = 50 MHz; tipo de procesador = MicroBlaze; frecuencia de reloj del sistema = 50 MHz, memoria local = 8 kB; con unidad de punto flotante.

Durante el proceso de integración de hardware a través de la plataforma XPS se genera un archivo con extensión .mhs (microprocessor hardware specification) el cual contiene las especificaciones de los puertos del sistema. Cada puerto ha de ser especificado con un nombre, tipo (entrada o salida) y el número de bits que componen el puerto. Así, por ejemplo, si conFiguramos el MicroBlaze para almacenar código en una memoria externa al FPGA, se especificaran en este archivo las diferentes señales que desde el controlador han de salir del FPGA al exterior para controlar esta memoria. También se especifican las opciones de configuración del procesador, tales como los buses que componen el sistema. Otros parámetros a especificar son la utilización de recursos hardware del FPGA, como por ejemplo divisores hardware (en caso de querer utilizar recursos del FPGA para esta tarea), habilitación de cachés y tamaño de las mismas, y por último, habilitación y opciones del modo de solución de errores (debug). Este archivo contiene las instanciaciones de los periféricos del sistema, así como la configuración de los mismos. Entre estas opciones Figura el rango de memoria en el cual están mapeados estos periféricos. Estas pueden asignarse en un archivo de opciones hardware .mpd (microprocessor peripheral description) y descargar el contenido al archivo de configuración de hardware. La herramienta EDK contiene un editor para este archivo [7]. Ya realizada esta configuración se exporta el diseño de hardware al Software Development Kit (SDK) incluyendo los archivos BMM y bitstream para continuar con la segunda etapa de implementación. En la siguiente Figura se muestran los bloques que representan los pasos a seguir en la configuración de Hardware al utilizar la plataforma XPS.

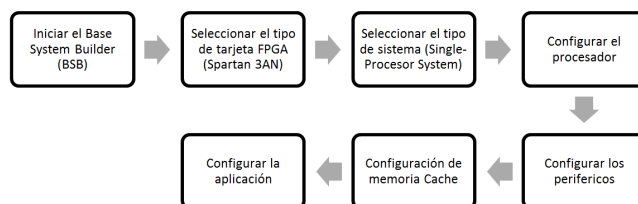


Figura 3. Pasos a seguir en la configuración de Hardware dentro de XPS.

DESARROLLO DE SOFTWARE

En el desarrollo de software se trabaja con la plataforma Software Development Kit (SDK), en esta parte del diseño se trabaja la lógica que requiere implementarse en el proyecto, en nuestro caso en el robot móvil. El lenguaje de programación es C/C++, en nuestro caso se trabaja con C. A continuación se muestra a forma de bloques el flujo de la fusión entre hardware y software en la Figura 4.

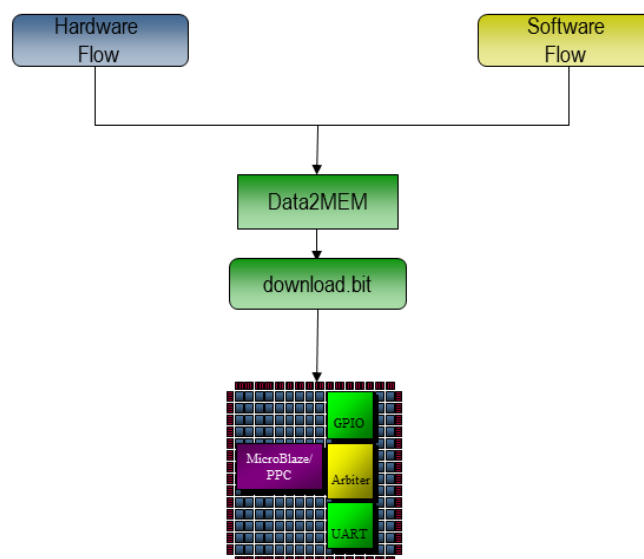


Figura 4. Flujo de la fusión entre hardware y software [4].

IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA MICROBLAZE EN EL ROBOT MÓVIL

En la Figura 5 se muestran los bloques que componen el sistema, si visualizamos todo el sistema en tres partes, en la primera parte ubicamos las entradas, siendo estas representada por los sensores, los cuales detectan la presencia de objetos. La segunda parte del sistema es el procesador MicroBlaze, el cual está constituido por un bloque de memoria, el procesador MicroBlaze mismo, un bus OPB el cual tiene como puertos de entrada-salida las unidades UARTLITE y GPIO, esta último es el que utilizamos como puerto en los sensores y actuadores. Finalmente la tercera etapa que consiste en las salidas, siendo estas representadas por las señales que van a los motores encargados de la tracción de las ruedas.

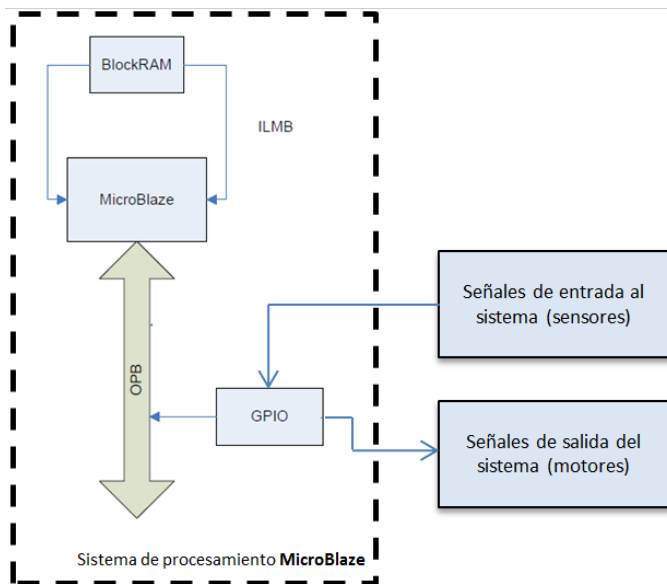


Figura 5. Diagrama a bloques del sistema implementado en MicroBlaze para robótica móvil.

En la Figura 7 se presenta el diagrama de flujo de la lógica utilizada en el robot móvil. El lenguaje de programación utilizado fue C bajo la plataforma SDK ya mencionada en las primeras secciones de este trabajo. Se presenta una lógica sencilla donde el único objetivo es el de evadir obstáculos para ello nos estamos auxiliando de tres sensores, dos de ellos colocados en la parte de enfrente y uno en la parte posterior, como se puede apreciar en la vista superior que nos muestra la Figura 6. Cuando uno de los sensores delanteros detecta la presencia de un objeto

el movimiento se hace hacia el lado contrario, por ejemplo al detectar el sensor izquierdo un objeto, el movimiento se hace hacia la derecha y viceversa. En caso de no presentarse ningún obstáculo por ningún sensor delantero el movimiento es recto hacia enfrente. Cuando ambos sensores delanteros son obstruidos se avanza en reversa durante un periodo y se gira a la derecha para luego poder continuar de frente. El caso extremo en el que los sensores delanteros y el posterior son obstruidos, se marca como un error, en donde el robot está encerrado y se prenden unas luces de emergencia deteniendo cualquier movimiento en la tracción de las ruedas del motor.

Para controlar el cambio de giro y activación de la tracción en las ruedas del robot móvil se utilizó una etapa de potencia constituida esencialmente por un puente "H" este recibe las señales provenientes del procesador MicroBlaze dependiendo el estado de los sensores, se manejan dos ruedas cada una con su propio motor. Adicional a esto se cuentan con otras dos ruedas, estas están sueltas, al referirnos como sueltas es que no contienen ningún motor y solo giran libremente si hay movimiento en el robot móvil, estas ruedas sueltas solo mantienen el equilibrio de robot mismo.

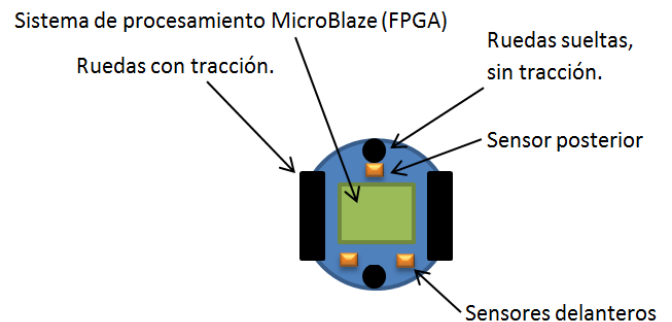


Figura 6. Representación esquemática del robot móvil visto desde la parte superior.

RESULTADOS

Los resultados que arroja este proyecto son positivos y alentadores para futuros trabajos en las áreas de sistemas embebidos y robótica móvil. El primer resultado obtenido fue la implementación del procesador MicroBlaze en una tarjeta FPGA Spartan 3AN de Xilinx, es un trabajo que requiere de dos plataformas de desarrollo, la primera de integración de hardware para la cual se utilizó XPS y la segunda para el

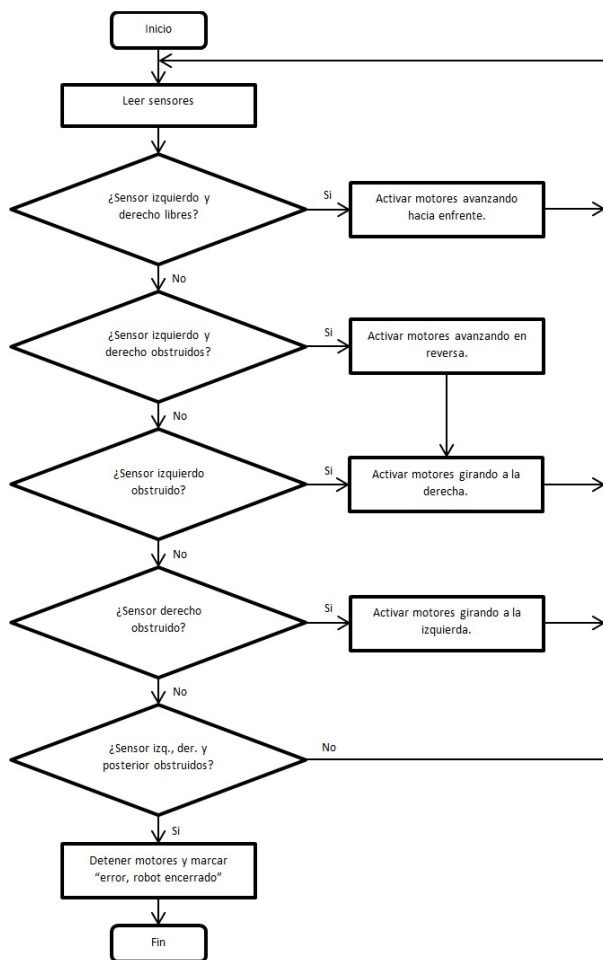


Figura 7. Diagrama de flujo de la lógica implementada en el robot móvil.

desarrollo de software en la cual se requirió de la plataforma SDK, ambas descritas en secciones anteriores de este documento.

El segundo resultado obtenido fue el acoplamiento de señales de entrada y salida. En un principio se manejaron las señales de entrada y salida solo de forma interna con los indicadores LEDs (Diodos Emisores de Luz) y los interruptores propios de la tarjeta Spartan 3AN de Xilinx. Para poder trabajar de forma externa se hizo la configuración de puertos externos a través de la plataforma XPS, ahora estas señales de entrada y salida externas a la tarjeta fueron protegidas mediante circuitos opto-acopladores, más que proteger las señales por protección de la tarjeta misma.

Ahora bien el tercer resultado obtenido fue pasar de la simulación a la implementación en el robot móvil. En un principio se utilizó la parte de simulación que ofrece la plataforma

XPS para obtener datos iniciales, en base a estos resultados se obtuvo información de inicio en la implementación física en el robot móvil, en el cual con datos experimentales se fueron haciendo ajuste para lograr el objetivo del robot, el evadir obstáculos.

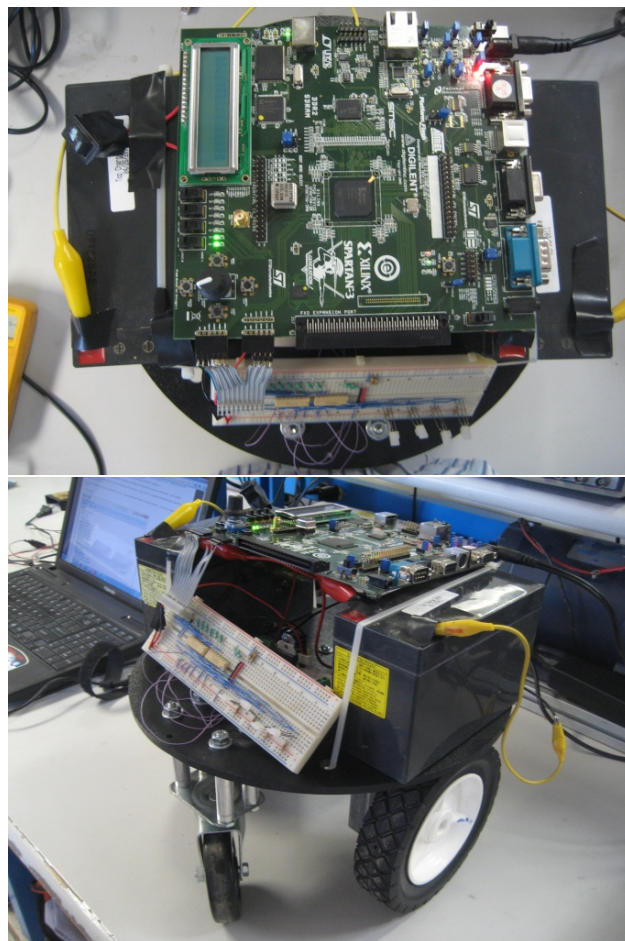


Figura 8. Imágenes del robot móvil.

CONCLUSIONES

El trabajar con una tarjeta FPGA representa hacer un traje a la medida de la necesidad o problema al cual se le quiera dar solución. Al embeber un sistema de procesamiento MicroBlaze en la tarjeta FPGA solo se utiliza una parte del potencial de la misma, es ahí donde se presenta la mayor ventaja, pues esta tarjeta cuenta con la capacidad para que se le puedan seguir integrando módulos para procesamiento digital en tiempo real, todo ello dentro de la misma tarjeta. Hablando de trabajos futuros, expandiendo las capacidades del robot móvil, puede surgir la necesidad de un coprocesamiento,

donde al estar trabajando con esta tarjeta FPGA, sus capacidades nos permiten albergar dos sistemas de procesamiento MicroBlaze dentro de la misma tarjeta, comunicándose y trabajando en la configuración que requiera el problema. La robótica móvil presenta grandes retos en sus campos de aplicación, debido a esta demanda de soluciones se requieren sistemas electrónicos capaces de integrar y soportar diversos módulos interactuando entre sí, el diseño sobre tarjetas FPGA representa un solución, pues más allá de solo poder integrar un sistema de procesamiento MicroBlaze o procesador suave (soft-processor) como es conocido, se puede integrar los recursos de FPGA para agregar bloques custom definidos en el lenguaje de programación VHDL, de esta forma se puede trabajar módulos secuenciales y módulos combinacionales, tantos como sean requeridos dentro de la misma tarjeta.

AGRADECIMIENTOS

Un especial agradecimiento a los Ingenieros Miguel Ángel Santiago Sandoval y Martin Sánchez Reyes por su valioso soporte en la construcción de la estructura mecánica y la etapa de electrónica de potencia del robot móvil.

Bibliografía

- [1] Xilinx, “EDK Concepts, Tools, and Techniques,” EDK 12.3, UG683 Septiembre 2010.
- [2] Navanee, S., “Getting Started with Embedded System Development using MicroBlaze processor & Spartan-3A FPGAs,” www.xilinx.com.
- [3] Huerta, P., “Tutorial EDK 8.2,” Ingeniería Superior e Informática, Universidad Rey Juan Carlos.
- [4] Xilinx, “Embedded Design with the Xilinx Embedded Developer Kit,” www.xilinx.com, 2009.
- [5] Arilla, C., Arribas, L., “Tendencias y aplicaciones de los Sistemas Embebidos en España,” Observatorio de Prospectiva Tecnológica Industrial, 2009.
- [6] Azcurra, D., Rojo, S., Rodríguez, D., “Arquitecturas de control para robots autónomos móviles didácticos basados en sistemas embebidos,” XIV Workshop de Investigadores en Ciencias de la Computación, 2012.

- [7] Aguayo, E., González, I., Boemo, E., “Tutorial Xilinx MicroBlaze,” XIV Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.

Acerca del autor o autores

Ulises Orozco-Rosas es Alumno de la Maestría en Ciencias en Sistemas Digitales en el Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital (CITEDIPN), Tijuana, Baja California. uorozco@citedi.mx (autor corresponsal)

Roberto Herrera-Charles es Profesor-Investigador en el Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital (CITEDIPN), Tijuana, Baja California. robcharles@citedi.mx

INSTRUCCIONES PARA AUTORES

DIFU100ci@ (léase difuciencia) es una publicación cuatrimestral del Cuerpo Académico de Procesamiento e Instrumentación óptica, de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, Universidad Autónoma de Zacatecas. Tiene como objetivo difundir conocimientos científicos y tecnológicos del área de la ingeniería, a través de artículos de divulgación y artículos que muestren temas de investigación. La revista cuenta con el Certificado de Reserva de Derecho al Uso Exclusivo del Título expedido por el INDAUTOR, Reserva: 04-2010-110314331900-102.

Los trabajos pueden ser clasificados, al menos, en tres categorías: Divulgación, Investigación, y Tutoriales.

Divulgación: Artículos que no necesariamente contienen resultados de proyectos de investigación propiamente. En esta sección también se podrán incluir trabajos que presenten nuevos enfoques a temas de investigación de modo que permitan ampliar su difusión.

Investigación: Se pueden incluir resultados de investigación aunque conservando el enfoque a la divulgación, es decir, no necesariamente con el rigor de un “paper”. Con ese enfoque se pretende motivar aun mayor número de lectores al hacerles llegar los nuevos tópicos que se estudian actualmente. Los trabajos sobre desarrollo tecnológico pueden ser considerados en esta categoría y se recomienda que un mayor número de trabajos correspondan a esa importante tarea.

Tutoriales: Se muestran temas novedosos, pero poco conocidos. O bien, nuevos enfoques a temas básicos, con un objetivo didáctico, de modo que permitan ampliar el conocimiento y motiven su aplicación en proyectos de ingeniería (desarrollo tecnológico). Página provisional de la Revista:

<http://www.uaz.edu.mx/gmiram/Revista.htm> **Sobre el formato del texto:** Los trabajos se pueden enviar en formato txt y las gráficas o figuras en formato jpg con buena resolución. De ser posible debe enviarse un solo archivo rar o zip que contenga tanto el texto como las figuras. En el caso de utilizar Word, se deberá enviar en formato .doc, sin utilizar macros (no se aceptará formato docx). También se aceptarán trabajos en formato OpenOffice. No se solicita ningún formato de página en especial, ya que el texto será llevado al formato de la revista. El trabajo debe incluir

1. Título y Lista de autores.
2. Resumen en un máximo de 200 palabras. El Resumen se utiliza como descripción del trabajo en el índice ampliado, y no aparece en el cuerpo del documento (ver algún número anterior como muestra).
3. Cuerpo del documento: El título de las Secciones será en MAYÚSCULAS, debidamente acentuadas. Las Subsecciones en minúsculas con la primera letra en mayúscula.
4. Las ecuaciones deberán indicarse lo más claramente posible, aun en formato txt. Por ejemplo: $H(\omega_1) = z^2 / (z - 0.5)$ where $z = e^{(j)\omega_1}$
5. Biografía de los autores. El lugar de adscripción se incluirá en una sección “acerca del autor” donde se podrá incluir una breve descripción del puesto que desempeña o ha desempeñado cada autor.

El autor principal deberá enviar debidamente llenado y firmado el formato de “cesión de derechos”, manifestando además que el trabajo no ha sido publicado previamente.

POLÍTICA EDITORIAL:

Los originales serán sometidos a un proceso editorial en varias fases. En primer lugar, los artículos recibidos serán objeto de una evaluación preliminar por parte del Comité Editorial, quien determinará la pertinencia de su publicación, con base a los requisitos temáticos. En la segunda fase, los artículos son enviados a dos pares académicos externos, quienes determinarán en forma anónima uno de los siguientes dictámenes: a) publicar sin cambios, b) publicar después de cumplir correcciones menores, c) publicar una vez que se haya revisado a fondo, d) rechazar. En caso de discrepancia entre los dos árbitros, el texto será enviado a un tercer árbitro, cuya decisión definirá si es aceptado o rechazado. Los resultados del proceso del dictamen son inapelables en todos los casos.

INSTRUCTIONS FOR AUTHORS

DIFU100ci@ (read difuciencia) is a quarterly publication of the Processing and Optical Instrumentation Academic Group, Faculty of Electrical Engineering, Universidad Autonoma de Zacatecas. It aims to disseminate scientific and technological knowledge in the field of engineering, through application oriented articles and articles showing research topics. The magazine has a certified copyright number for exclusive use of the title issued by INDAUTOR, Reserve: 04-2010-110314331900-102.

Aims and Scope: The articles can be classified in at least three categories: Divulgation, Research, and Tutorials.

Divulgation: The articles do not necessarily contain results of research projects themselves. This section will also include works that showcase new approaches to research subjects so as to broaden its distribution.

Research: The articles include research results while maintaining the focus on disclosure (divulgation), ie not necessarily with the rigor of a “paper”. This approach is intended to motivate even more to bring readers to the new topics that are studied today. Works on technological development can be considered in this category and it is recommended to have more articles related to this important task.

Tutorials: These include new issues, but little known. Alternatively, they may include new approaches to basic knowledge, with a didactic purpose, so that will expand knowledge and encourage its application in engineering/technological projects. Provisional Web site of the Magazine: <http://www.uaz.edu.mx/gmiram/Revista.htm>

Format for submmision: The work can be sent in .txt formats and graphics or pictures in .jpg format with good resolution. It will be acceptable to send a single .zip or .rar file containing both the text and figures. In the case of using word, it must be sent in .doc format without using macros (.docx format is not accepted). It will be also accepted as an OpenOffice file. It is not requested any page format, especially since the text will be brought to the format of the magazine.

The article should include:

1. Title.
2. List of authors.
3. Summary in a maximum of 200 words. The summary is used as the article description in the expanded index, and does not appear in the document body (see a previous issue as a sample).
4. Main body of document. The title of the section will be in UPPERCASE, properly spelled. Subsections must be written in lowercase with the first letter capitalized.
5. The equations should be indicated as clearly as possible, even in txt format. For example:
$$H(\omega_1) = z^2 / (z - 0.5) \text{ where } z = e^{(j)\omega_1}$$
6. Biography of the authors. The actual job position will be included in a section “about the author” which may include a brief description of the position played or had played each author.

The lead author must submit the duly completed and signed form of “transfer of rights”, saying that the work has not been published previously.

EDITORIAL POLICY:

Manuscripts will undergo an editorial process in several phases. First of all the items received will be subject to a preliminary assessment by the Editorial Committee, who will determine the relevance of its publication, based on thematic requirements. In the second phase, items are sent to two external academic peers, who determine anonymously one of the following opinions: a) accept unchanged, b) accept after serving minor corrections, c) accept once it has been fully reviewed, d) reject. In case of discrepancy between the two arbitrators, the text will be sent to a third arbitrator, whose decision will define if it is accepted or rejected. The results of the opinion process are final in all cases.

